

5<sup>F</sup>

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

# LE HAUT-PARLEUR

*Journal de vulgarisation*

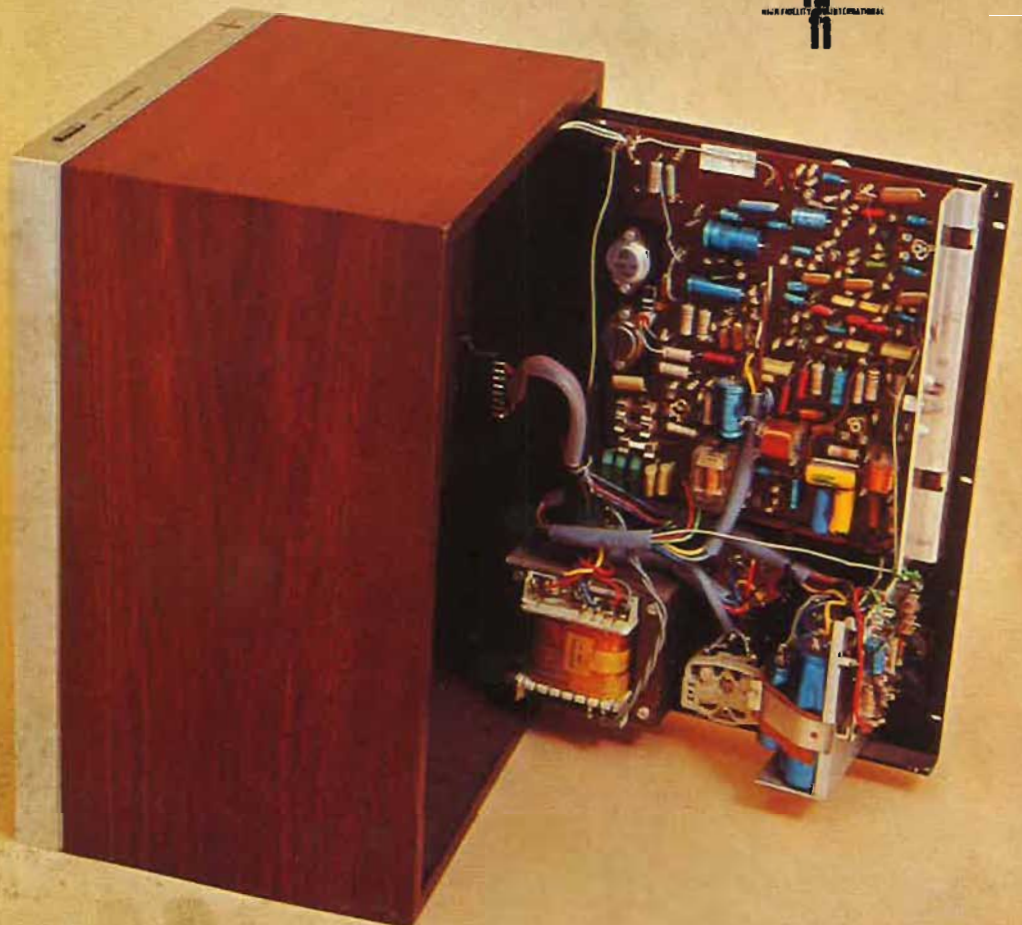
## RADIO TÉLÉVISION

### Dans ce numéro

- L'orgue électronique Magnetic France.
- L'amplificateur YAMAHA CA 1000.
- Le récepteur GRUNDIG SATELLIT 2000
- Une caméra de télévision couleur miniature.
- L'autoradio Rubis à recherche automatique.
- Réalisez cet amplificateur B.F. de forte puissance.
- Le contrôleur pour moto CM 1045 Heathkit.
- Un vibrato pour appareils de musique.
- Réalisation d'un servotreuil proportionnel pour voilier.
- Le tuner FM stéréo en kit RD.
- L'horloge digitale AMTRON UK 820.
- Super VFO 144-146 MHz ou 135-137 MHz.
- Un limiteur de modulation.
- Etc.

Voir sommaire détaillé page 136

### Enceinte Motional Feed Back



430 PAGES

Voir page 132

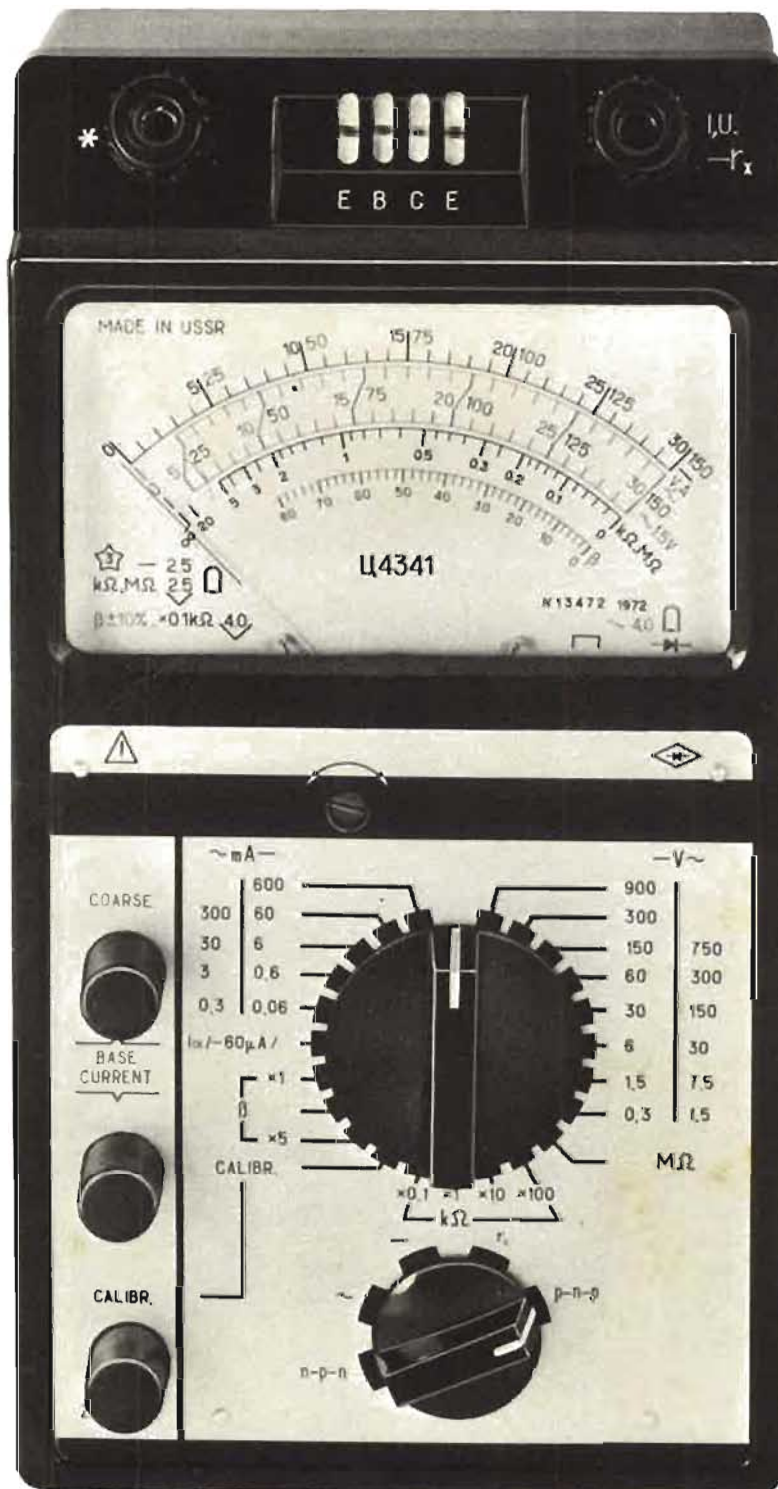
# PHILIPS





# "4341" CONTROLEUR MULTI-MESURES

à transistormètre incorporé



**Résistance interne :** 16 700 ohms par volt  
**Volts continus :** 0,4 V à 900 V en 7 gammes  
**Volts altern. :** 1,5 V à 750 V en 6 gammes  
**Amp. cont. :** 0,06 mA à 600 mA en 5 gammes  
**Amp. altern. :** 0,3 mA à 300 mA en 4 gammes  
**Ohms :** 0,5 ohm à 20 Mégohms, 5 gammes.

**Transistormètre :** mesures ICR, IER, ICI, courants collecteur, base, en PNP et NPN. Le 4341 peut fonctionner de - 10 à + 50° C. Livré en coffret métallique étanche, avec notice d'utilisation - GARANTIE 1 AN.

Dimensions : 213 x 114 x 80 mm.

Une exclusivité **189 F** + port  
 LAG electronic 12,00 F

**LAG**  
 électronic

# SOMMAIRE

Journal hebdomadaire

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

Directeur de la publication  
**A. LAMER**

Directeur :  
**Henri FIGHIERA**

Rédacteur en Chef :  
**André JOLY**

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

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

C.C.P. Paris 424-19

**ABONNEMENT D'UN AN**  
COMPRENANT :

15 numéros HAUT-PARLEUR, dont 3 numéros spécialisés :  
Haut-Parleur Radio et Télévision  
Haut-Parleur Electrophones Magnétophones

Haut-Parleur Radiocommande  
12 numéros HAUT-PARLEUR « ÉLECTRONIQUE PRATIQUE »

11 numéros HAUT-PARLEUR « Électronique Professionnelle - Procédés Électroniques »

11 numéros HAUT-PARLEUR « HI-FI Stéréo »

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

**ÉTRANGER ..... 140 F**

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

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

**SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS**  
**RADIO-ÉLECTRIQUES**  
**ET SCIENTIFIQUES**

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



Commission Paritaire N° 23 643

**Appareils HI-FI**

- L'amplificateur YAMAHA CA 1000 ..... 151
- Le tuner FM stéréo RD en kit ..... 279
- L'amplificateur stéréo GP AS 216 ..... 282
- La chaîne compacte DUAL ..... 284
- L'ensemble AIWA TPR 4001 ..... 287

**Électronique simple**

- Montages pratiques pour expérimentateur ..... 177
- Un déclencheur photo-électrique ..... 224
- Vibrato pour appareils de musique électronique ..... 226
- Alimentation 3/30 V - 1 A pour le laboratoire ..... 241
- A.B.C. Applications des transistors Unijonction .... 243

**Les lasers**

- Les lasers ..... 301

**Les ordinateurs**

- Informatique ..... 275

**Mesure - Service**

- Un multimètre numérique : Le DMM 1038 ..... 183
- Le contrôleur pour moto Heathkit CM 1045 ..... 201
- Le laboratoire de l'amateur électronique ..... 229
- Contrôleur pour diodes Zéner ..... 236

**Radiocommande**

- Réalisation d'un servotreuil proportionnel pour voilier ..... 269

**Le Journal des OM**

- Super VFO 144-146 MHz ou 135-137 MHz ..... 320
- Un limiteur de modulation .. 324

**Radio**

- Le récepteur GRUNDIG Satellit 2000 ..... 158
- L'autoradio Rubis à recherche automatique ..... 187
- La radio d'autrefois ..... 200

**Télévision**

- Une caméra de télévision couleur miniature ..... 164
- A propos de DX. TV.: La réception des standards à bande étroite ..... 207

**Musique Électronique**

- L'orgue électronique Magnétic France ..... 143

**Divers**

- Salon international des composants électroniques .. 138
- Petit précis de radiogoniométrie : Recherche et situation d'un site ..... 172
- LES RÉALISATIONS DU HAUT PARLEUR : Un amplificateur de forte puissance ..... 192
- L'amplificateur HF 50 W - EP 100 PX ..... 213
- Nouveau vocabulaire des magnétophones ..... 219
- L'électronique contre la pollution : L'Atmosta ..... 235
- Le modulateur de lumière Psychédélique à 3 canaux KN 11 - IMD ..... 238
- L'horloge digitale AMTRON UK 820 ..... 306
- Sélection de chaînes HI-FI .. 310
- Notre courrier technique ... 314
- A propos de l'amplificateur 2 x 30 W ..... 319
- Petites annonces ..... 227

**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  
**145 000**  
EXEMPLAIRES

29 % D'ÉTRANGERS  
DE PLUS QU'EN 1973  
AU XVII<sup>e</sup>

## SALON INTERNATIONAL DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

**L**E Salon International des Composants Électroniques, qui fêta cette année son cinquantième, s'est tenu à Paris du 1<sup>er</sup> au 6 avril 1974. Il groupait 1 138 exposants de 24 pays.

Monsieur Pierre MESSMER, Premier Ministre, inaugura le XVII<sup>e</sup> Salon International des Composants Électroniques.

Le nombre des cartes d'entrées permanentes remises aux visiteurs a été de 57 077 dont 8 990 (+ 29 % par rapport à 1973) aux visiteurs étrangers en provenance de 87 pays.

Le XVIII<sup>e</sup> Salon International des Composants Électroniques aura lieu à Paris du

2 AU 8 AVRIL 1975

## EUROPE 1 TECHNIQUE

EUROPE 1 vient d'achever les travaux entrepris il y a quelques mois au Felsberg, centre émetteur de la station.

Ces travaux ont porté notamment sur la modernisation des émetteurs et l'augmentation de la puissance totale qui a été portée de 1 200 à 1 400 kW.

La nouvelle antenne, constituée par quatre pylones de 280 m de haut en moyenne, améliore le rendement de l'ensemble du centre émetteur.

Pour permettre ces modifications, il a fallu d'abord doubler la surface du terrain et des bâtiments, puis modifier l'alimentation secteur qui permet aujourd'hui l'utilisation d'une puissance de 6 300 kW, contre 3 200 avant. La consommation électrique annuelle sera de 22 000 000 de kW/h.

Le chauffage de l'ensemble des bâtiments (soit 81 000 m<sup>3</sup>) est fourni par la récupération des 1 200 000 kilocalories à l'heure des émetteurs.

## RECTIFICATIF

Dans notre article se rapportant à la détermination et à la

construction des filtres pour haut-parleurs publié dans le N° 1433, pages 228 et suivantes, et en ce qui concerne l'abaque (Fig. 5, page 230), il convient d'inverser les indications C<sub>B</sub> et C<sub>H</sub>.

Sur cette échelle, les valeurs de C<sub>H</sub> sont à gauche, et les valeurs de C<sub>B</sub> à droite.

## A PROPOS DU TRANSISTOR MM 1613

**S**UITE aux difficultés rencontrées par nos lecteurs pour se procurer le transistor MM 1613 qui équipait les ensembles TF6 (72 MHz) et l'ensemble de radiocommande pour débutants décrits par M. THOBOIS dans notre revue. Nous signalons à nos lecteurs que ce transistor peut être avantageusement remplacé par le transistor MOTOROLA 2N 3866.

## ASSOCIATION INTERNATIONALE PRO ELECTRON, A BRUXELLES

PRO ELECTRON, association internationale pour la codification et l'enregistrement des composants électroniques, a tenu sa huitième Assemblée Générale à Bruxelles le 28 mars 1974.

Dans son Rapport Annuel, le Dr G. HERRMANN, président du Conseil d'Administration, a souligné les bons résultats obtenus en 1973 ainsi que le succès de la troisième édition du Guide des Semiconducteurs. Il a annoncé la parution en 1974 d'un livre semblable pour les Circuits Intégrés, publication fort attendue dans l'industrie électronique.

Actuellement le nombre des membres s'élève à 33 : 7 pour les « Tubes Électroniques », 18 pour les Semiconducteurs et 8 pour les deux catégories, ce qui représente une large majorité des fabricants de composants actifs d'Europe Occidentale.

M. E. BARTOLOZZI (SGS-ATES, Italie) a été réélu, M. X. AMEIL (THOMSON-CSF, France) et M. T. ASPIN (MULLARD, Grande-Bretagne) ont été élus membres du Conseil d'Administration.

M. HAANTJES, Directeur du

Secrétariat Permanent, a pris sa retraite le 31 décembre dernier et a été remplacé par M. R. BERTHAUX.

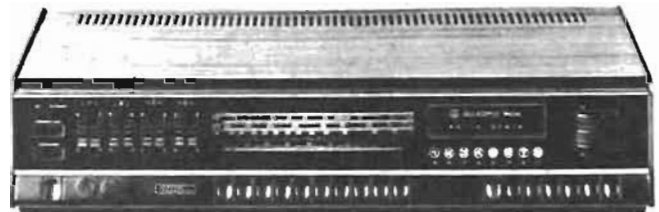
En raison du succès et de l'expérience de PRO ELECTRON en matière de codification des composants actifs réalisée sur une base pan-européenne, il est envisagé d'étendre le champ d'action

de PRO ELECTRON aux composants passifs.

L'objectif serait de mettre sur pied, au cours de la deuxième moitié de la présente décennie, une codification commune des composants — tant actifs que passifs — au profit de l'électronique grand-public et professionnelle ainsi que des instances officielles.

## Nouveauté

## Le Tuner-Amplificateur Körting — Transmare Quadro 7404



Alimentation. 110/220 V — 50 Hz.

Tuner FM. Triple accord par diodes, étage préamplificateur à extrêmement faible bruit, transistor d'entrée à intermodulation très faible, étage mélangeur à transistors à effet de champ en montage dual gate MOS, oscillateur séparé.

Circuits d'entrée AM. Étage mélangeur hétérodyne réglé à transistor à effet de champ dans l'entrée, forte immunité à la fréquence image. Antenne ferrite à bobines doubles en parallèle.

Amplificateur FI. Amplificateur FI large bande à contrôle automatique de gain, sélection FM très efficace, seuil d'action du limiteur très bas.

Démodulation. FM : démodulateur de quadrature respectant la phase; AM : redresseur collecteur à faible facteur de distorsion.

Partie FM Stéréo. Décodeur FM Stéréo à commutation automatique Stéréo/Mono et indicateur.

Décodeur tétraphonique (Système SQ). Décodeur matriciel à circuit intégré pour la reproduction FM à quatre canaux et disques tétraphoniques.

Amplificateur BF. Transistors p-n-p au silicium à faible bruit dans tous les étages préamplificateurs critiques. Étages de sortie quasi-complémentaires modernes

avec transistors de haute puissance au silicium et contre-réaction très efficace. Protection électronique.

Puissance de sortie. 4 × 20 W sinusoïdale selon DIN 45500 ou 2 × 30 W sinusoïdale selon DIN 45500.

Accord principal. AM : condensateur variable; FM : accord par diodes — 1 bouton cylindrique commun.

Réglage de volume. 1 régulateur à curseur duplo (avant) à correction physiologique; 1 régulateur à curseur duplo (arrière) à correction physiologique.

Réglage de tonalité. 2 régulateurs à curseur en tandem pour graves et aiguës; gamme de réglage : Graves : ± 15 dB. — Aiguës : ± 15 dB; position médiane = linéaire.

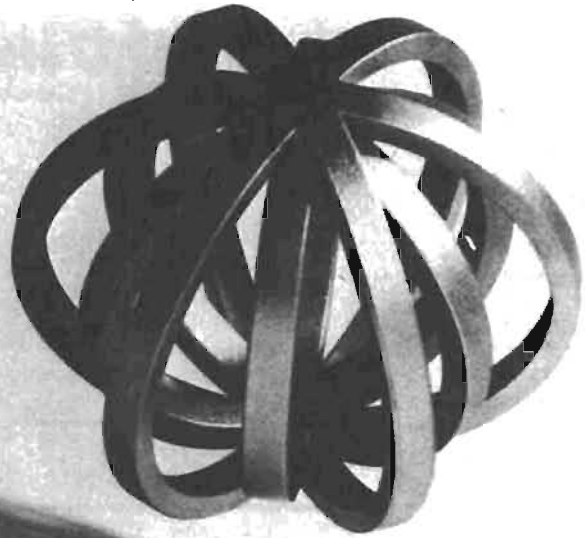
Partie alimentation. Deux tensions symétriques pour l'alimentation des étages de sortie à couplage de charge direct, sans condensateur. Alimentation stabilisée pour les préétages HF et BF, et tension d'accord avec diode Zener et multiplicateur de capacité.

Antennes. AM : antenne ferrite; FM : dipôle incorporé.

Ébénisteries. Couleur noyer naturel ou blanc. Réalisation soft line.

Dimensions. Environ 66 × 30 × 14 cm.





## salon international des composants électroniques

**I**L y a un monde entre le premier « Salon de la pièce détachée Radio » qui s'est tenu au pied de la Tour Eiffel en 1924 avec une vingtaine d'exposants, et le jubilé de 1974 groupant plus de 1 000 exposants. Un lustre tout particulier a caractérisé cette manifestation, à l'entrée de laquelle une rétrospective des matériels employés depuis les origines était l'objet de l'étonnement des jeunes visiteurs, et permet de juger le chemin parcouru.

Une visite du Premier Ministre a marqué l'intérêt porté par les pouvoirs publics à notre industrie devant la période économique

quelque peu perturbée qui s'établit.

Il a été, en effet, beaucoup commenté les récents propos tenus par M. Daniel Arnoix lors de sa conférence de presse, indiquant et démontrant que les recettes de l'État sous toutes ses formes étaient supérieures pour l'achat d'un matériel fabriqué en France, même si celui-ci est d'un prix supérieur de 30 % au matériel étranger importé équivalent. Pour un produit de 100 F, 34 F rentrent dans les caisses de l'État s'il est fabriqué en France, 15,80 F seulement s'il vient de l'étranger.

Les nouveautés et les améliorations

apportées sont nombreuses, et l'éventail des composants ou appareils de mesure proposés sont de plus en plus étendus. On peut demeurer surpris de rencontrer des matériels de performances très voisines fabriqués par de si nombreux constructeurs, en particulier dans les dispositifs à affichage numérique, compte tenu de la conjoncture économique, une certaine rationalisation des fabrications entre les divers constructeurs ne serait pas inutile.

Les informations qui nous ont été communiquées quant aux délais de livraison des composants, ne permettent pas d'espérer

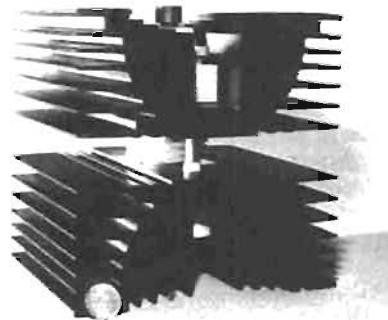
voir ceux-ci se réduire dans un avenir assez proche.

Voici résumé en un rapide survol les différents produits ou appareils que nous avons remarqués. Certains sont de catégorie professionnelle, d'autres destinés aux amateurs, d'autres encore sont d'un intérêt général, et il n'est matériellement pas possible de prétendre avoir noté tous les nouveaux produits présentés sur 1 090 stands.

Chez INFRA, dans la gamme de transformateurs et platines sous-ensemble pour récepteurs AM et FM, les blocs HF complets à 3 étages permettent la réception



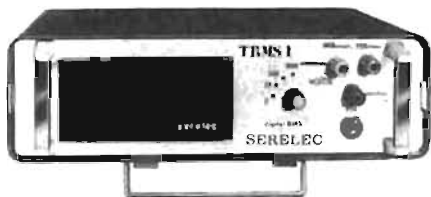
Oscilloscope portable PM3000 Philips (document Philips industrie).



Thyristor 850 Ampères d'Alsthom.

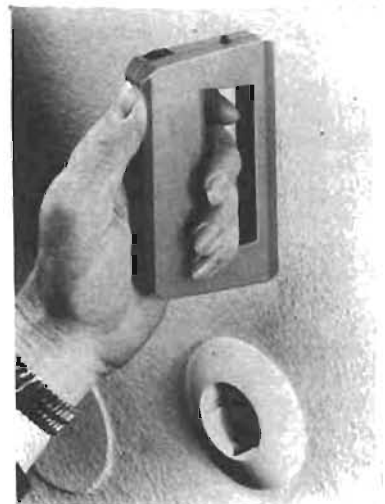


Sonomètre enregistreur général Radio.



▲ Voltmètre mesurant la valeur vraie efficace du signal SERELEC.

▶ Contrôleur électrotechnique Neuberger mesurant directement 60 A<sub>eff</sub>, et pince détectant les masses métalliques.



de 4-12 MHz en OC, et de 1,5-4 MHz pour la bande chalutier, le bloc GO assure une couverture de 150 à 430 kHz, valeur très importante sur cette dernière gamme. Ces blocs permettent à l'amateur de réaliser un récepteur sans que le problème de la tête haute fréquence ne les amène à des résultats parfois décevants.

ERSA présente un pistolet des-soudeur comportant une unité de pompage qui aspire la soudure de façon à libérer parfaitement le composant. L'opération est très simple et rapide. On chauffe le point soudé, lorsque la soudure fond ou obture un orifice avec l'index et la soudure est aspirée par la panne creuse du fer. Les soudures se réalisent de façon correcte comme avec un fer classique.

SOURIAU expose un kit d'assemblage pour dispositif d'affichage à l'aide de diodes électroluminescentes. Il est possible d'utiliser de 2 à 8 digits, avec caractères de différentes hauteurs. L'assemblage est rapide, le prix de l'ordre de 15 F par digit.

Chez MONOPOLE INSTRUMENT, toute une série de nouveaux appareils, allant du contrôleur universel 20 000 Ω/V CU3, aux appareils de tableau à cadrans interchangeable, au voltmètre numérique, et aux appareils étalon de classe 0,5 ou 0,2 en voltmètre, ampèremètre et wattmètre. A noter également un pont de Wheatstone de classe 1 %.

SCHLUMBERGER à côté de très nombreux matériel offre un appareil intéressant l'électricien,

un contrôleur de phases permettant de réaliser les branchements sur les réseaux triphasés, sans galvanomètre, à l'aide de voyants tournants. Utilisable entre 80 et 450 V et pour des fréquences de 25 à 65 Hz, il vérifie l'alimentation et l'ordre de succession des phases.

J. COLLYNS fabriqué par AEC France, offre une gamme très étendue de matériels pour animation lumineuse, allant du modulateur de lumière aux clignoteurs et aux stroboscopes pour spectacle, montés ou en modules. Des jeux d'orgues lumineux de très grande puissance peuvent être constitués avec une puissance de 1 200 W par canal.

CENTRAD présente de nouveaux appareils élargissant sa gamme. Le générateur 466 K délivre des signaux sinusoïdaux et carrés entre 10 Hz et 1 MHz, en continu ou par salves, et comporte une sortie au niveau requis pour l'attaque des circuits TTL. Caractérisé par un temps de montée des signaux carrés rapides, 40 ns, il peut être acquis, monté ou en kit. Autres nouveautés, le signal tracer 402 K, le pont d'impédance 403 K, la mire multistandard 484 C, les voltmètres et ampèremètres pupitre, les contrôleurs universels 310 et 312. La gamme des appareils offerts en kit comporte 12 modèles.

Chez SEB THUILLIER, la gamme des fers à souder à température de pointe réglée électroniquement comporte des modèles 40 - 100 et 200 W. Un affichage

manuel permet le réglage de température entre 50 et 500 °C, et un thermomètre peut être raccordé au bloc de régulation, permettant de connaître de façon instantanée la température de travail.

La régulation est de  $\pm 5$  °C entre quelques degrés et 500 °C.

NEUBERGER-FRANCE offre une très large variété de galvanomètres et appareils de tableau, de forme et de profils divers, avec des types assurant la lecture sur 250°. Divers types de contrôleurs universels sont à son catalogue, UNAVO 8 de 20 000 Ω/V, et le très intéressant TESTAVO 10 pour l'électrotechnique, mesurant directement des intensités alternatives jusqu'à 60 A, avec protection électronique jusqu'à 220 V et fusibles au-dessus. Sensibilités minimales, 1 mA - 60 mV, classe 1,5. Une pièce détectrice permet la localisation de canalisation ou masses métalliques insérés dans les murs.

SAFT offre sa large gamme d'accumulateurs dans laquelle est le type VR à charge ultra rapide en 1 à 3 minutes, permettant pour un élément de 1,2 Ah de délivrer 100 A sous 0,65 V pendant 0,3 secondes... ce qui est assez phénoménal (Encombrement  $\varnothing 22,7$  L 42 mm).

Des chargeurs sont également proposés, notamment le type CR à minuterie 0 - 60 mn.

Des kits basse fréquence sont commercialisés par BEKHIE-FRANCE à Strasbourg. De l'alimentation au préampli-correcteur et à l'amplificateur 50 W, l'amateur assemblant ces constituants

peut réaliser son amplificateur stéréo avec des caractéristiques conformes à la norme DIN 45500.

AMTRON élargit sa gamme, avec l'alimentation stabilisée UK672 12 V, 15 mA pour récepteur pocket, l'alimentation pour circuits intégrés UK 617 délivrant 3,6 - 5 et 7,5 V, 0,5 A, les alimentations UK 682, UK 675, UK 692, l'amplificateur réverbérateur UK 112 permettant un temps de réverbération de 1,2 seconde, un amplificateur stéréo 2 x 20 W, et une vingtaine d'autres nouveautés en appareils de mesure, télécommande etc.

Un chargeur rapide réglé pour auto-motos et camions est produit par la Société Anonyme des transformateurs BC. Sa particularité est de débiter la charge à fort courant, 10 A pour réduire progressivement celui-ci au cours du cycle de charge. Un inverseur permet l'adaptation moto-auto pour ajustage au type de batterie.

Le fer à souder autonome Wahl « Iso tip » est présenté par PRO-INDUSTRIA. Il comporte une batterie incorporée mise en recharge à la pose du fer dans son support chargeur. Une ampoule permet l'éclairage du plan de travail, et divers types de panes de longueurs et diamètres différents y sont adaptables jusqu'à 1,8 mm en  $\varnothing$  et 6 mm de longueur de pointe.

HIRSCHMANN présente un montage pour expérimentation XP 101 à 282 contacts, permettant l'implantation de tous les composants, directement ou à l'aide de supports pour les circuits



intégrés. 10 000 enclenchements sont garantis, un grand nombre d'accessoires sont associables, l'alimentation se fait par barres bus, et quatre douilles pour fiches banane standard permettent les raccordements interéléments.

STOLLE présente des préamplificateurs d'antenne pour autoradio, couplé au brin d'antenne. Utilisables en GO - PO - OC et FM, les types 1018 et 1014 sont prévus pour alimentation en 12 V négatif à la masse.

Autre nouveauté, une jolie antenne intérieure munie d'un préamplificateur faible souffle incorporé, ressemblant à une soucoupe volante. Cette antenne, baptisée Super Nova permet la réception en bande III, IV et V, VHF/UHF, et sort sur une impédance de 75 Ω.

Toutes les firmes fabriquant des antennes ont des préamplis d'antennes FM à leurs catalogues.

Les boîtiers nécessaires à la réalisation d'appareils ou montages sont disponibles à des prix raisonnables chez différents constructeurs.

— coffrets plastique chez BAUMANN, 16, place de la gare, 67009 Strasbourg;

— en tôle électro-zinguée ou dural chez ATOMELEC, 42, Saint-Bonnet-le-Château;

— ayant divers types de capots, série B 1000 chez OPELEC, 37, route de Versailles, Champlan, 91160 Longjumeau;

— métalliques de toutes dimensions chez TOLKIT, ateliers de Glos, 11, chemin des Moulins, Glos, 14100 Lisieux;

— coffrets plastique munis de poignées, chez OMNITRON, 31, rue Villebois, Mareuil, 78110 Le

Vézinet, une gamme de boutons très variée est fabriquée par ce dernier.

Ces différents coffrets peuvent être également acquis chez les différents représentants de ces firmes, dans les différentes régions.

Un intéressant détecteur de gaz ou de fumée de grande sensibilité est présenté également par BAUMANN (adresse ci-dessus).

LEM, diffuse en grande série ses capsules micro-téléphonique, permettant l'utilisation en milieu ambiant très perturbé, type DU 43 D, ou à bande passante nettement élargie, améliorant la netteté de la transmission (lorsqu'elle est possible) DS 63.

Un appareil destiné à la sonorisation des grandes surfaces permet d'adapter automatiquement le niveau de celle-ci au bruit ambiant, de façon indépendante du niveau sonore (réf. P 1383).

Le banc de test pour microphone TEEA P 1320 permet le relevé des différentes caractéristiques des casques et microphones, avec tracé de la courbe de réponse. Cet appareil est le seul de sa catégorie sur le marché français.

Un curieux combiné téléphonique est visible chez INTERVOX, le triphoné. Il permet en position verticale sur le bureau une liaison type interphone, pris en main, il se comporte de façon discrète comme un téléphone classique, renversé, il renvoie les communications vers le secrétariat ou le standard téléphonique. Un clavier à touches permet la composition des numéros, la commutation abaissant le niveau sonore est automatiquement assurée par la

fermeture d'un contact lorsque l'appareil est pris en main.

La firme lyonnaise FAURIS présente une large gamme d'appareils destinés à la sonorisation, conçus en racks standards ou sous forme modulaire. Une réalisation mérite d'être notée, une platine de magnétophone à cassette réversible, assurant la lecture dans les deux sens sans intervention, et qui équipe différents ensembles de sonorisation pour magasins à grande surface.

Nouveauté de chez BARTHE, la platine programmation à démarrage instantané. Un double plateau est installé, le plateau lourd inférieur est entraîné par un moteur synchrone 32 poles en permanence. Le plateau supérieur léger reste immobile jusqu'à ce qu'il soit muni du disque, et que l'on enclenche un embrayage. La vitesse de lecture se trouve atteinte en une fraction de seconde, à l'arrêt un frein électromagnétique met rapidement et sans danger le plateau supérieur au repos.

Pour l'hôtellerie, un dispositif de réveil automatique programmé à séquence musicale est produit par L'AUTOMATIC. Le client ajuste l'heure de son réveil sur un cadran analogue à celui d'une pendulette, le message est délivré par un petit haut-parleur à double résonateur accordé incorporé. Ce système permet sans intervention du personnel le réveil à toute heure et sans oubli de la clientèle hôtelière.

À côté de sa gamme de casques microphones, ELNO présente un interphone pour voiture travaillant

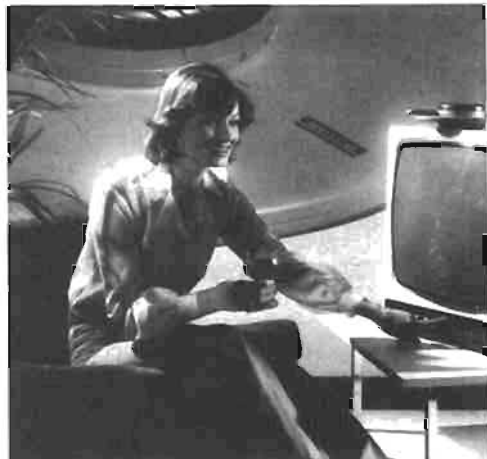
en duplex. L'appareil comporte deux casques avec microphone, raccordés à un amplificateur de volume très réduit. Outre cet emploi, il peut être utilisé entre 5 opérateurs, jusqu'à une distance de 1 km (réf. intercom 29).

Chez SOCAPEX, les matériels de liaison pour réseaux bifilaires permettent les communications sur plusieurs kilomètres (SP 1001 B etc.). Ils sont constitués d'un bloc amplificateur de très faibles dimensions et d'un casque muni d'un microphone. L'alimentation de l'appareil est assurée à l'aide de piles ou d'accumulateur. Le casque S 6000 est conçu pour les laboratoires de langues, il est prévu pour être équipé avec ou sans microphone, sa robustesse est largement calculée.

Le stand du REF a accueilli de nombreux OM, pendant que se déroulaient de multiples QSO entre sa station et les radio-amateurs. Étaient présentes les firmes BERIC, SERCI, HEATHKIT, MICS-RADIO, LAS. Un équipement de SSTV complet caméra + moniteur, fabriqué par F6 BVG était présenté, ainsi qu'une antenne Big Whell de Tonna, et le matériel Collins.

Pour les OM, la firme MATEL offre un grand choix de quartz dans toutes les tailles normalisées, de 10 kHz à 150 MHz avec des tolérances descendant jusqu'à  $\pm 10.10^{-6}$ . Il est toutefois possible d'améliorer la stabilité en abaissant nettement la puissance d'entretien des oscillations, fixée par les normes à 2 mW au minimum, sauf pour les modèles overtone.

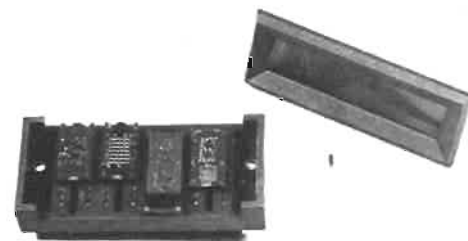
HAMEG à côté de ses oscilloscopes connus classiques et à hau-



Antenne intérieure avec préampli Stolle « Super Nova ».



Générateur BF 466K de Centrad 10 Hz - 101Hz. Kit d'assemblage pour affichage par diodes électroluminescentes de IEC Souriau.



tes performances, a présenté un appareil de bas de gamme, le HM 207 dont les spécifications n'ont pu nous être communiquées.

**CHAUVIN ARNOUX** a amélioré les caractéristiques de l'ensemble de sa large gamme, allant de la centrale de mesure au contrôleur CDA, que l'on peut obtenir en kit. Parmi les nouveautés, citons des ponts de Wheatstone, des contrôleurs pour l'automobile, les nouveaux indicateurs numériques.

Présentation chez **GRUNDIG** d'une importante gamme de matériel de mesure comportant oscilloscopes, générateurs BF et HF, voltmètres et millivoltmètres numériques, distorsionmètres, générateurs codé stéréo.

Ces divers matériels produits outre Rhin depuis plusieurs années viennent d'être commercialisés en France, un département séparé des productions grand public en assure la vente et l'après-vente. A noter, dans le catalogue instrumentation, un intéressant grid dip, TR 30 ou TR 300 utilisables selon la version de 40 kHz à 30 MHz ou de 400 kHz à 300 MHz en 8 gammes, avec modulation pour emploi en signal tracer, et le générateur BF à affichage de fréquence numérique TG 5.

Une production intéressante de la firme française **SERELEC**, le voltmètre numérique TRMS 1 donnant la vraie valeur d'une tension efficace, quelle que soit la forme du signal jusqu'à un facteur crête de 5, avec une linéarité et une précision de la mesure de 0,2 % à la fréquence maximale de 50 kHz. Le temps de réponse est

< 50 ms, la réjection en mode commun > 80 dB jusqu'à 1 kHz, l'appareil présente un bon rapport qualité/prix.

Chez **BECUWE**, de nouveaux claviers à touches, série 8000, munis de signalisation par diodes électroluminescentes. Les boutons sont de taille 8,7 x 8 mm, 12,5 x 12,5 mm ou ronds de Ø 10 mm, chaque touche contrôle 2RT, les sorties sont mixtes, à implantation sur circuit imprimé et cosses à souder. Le pouvoir-de coupure est de 5 A.

Un commutateur programmable à 20 - 24 - 28 ou 32 positions par tour est mis sur le marché par **IEC électronique**. Ce commutateur série 1974 à un pouvoir de coupure de 20 W malgré sa taille réduite, grâce à l'utilisation de contacts en argent massif titré. La programmation ou codification peut être réalisée par l'utilisateur ou par le fabricant, le pas des contacts est de 2,54 mm, et un axe creux de 6 mm permet la commande coaxiale d'un potentiomètre disposé sur le même plan.

Une série de nouveaux appareils de mesure chez **PHILIPS**. Un oscilloscope performant, le PM 3260 double trace, a une bande passante de 120 MHz avec un temps de montée de 3 ns, deux bases de temps dont une retardée, pour un poids de 9 kg. Citons encore les générateurs d'impulsion PM 5704, 5705 sortant au niveau TTL, le compteur fréquencemètre PM 6650, montant à 512 MHz avec sensibilité de 10 mV, le pont de mesure RLC, PM 6302 offrant des gammes de 0,1 Ω à 100 MΩ, 1 pF à 1000 μF, et 1 μH à 1000 H; l'oscilloscope miniature 5 MHz - 10 mV autonome de 1,8 kg PM 3000.

A côté des équipements pour test de circuits logiques et composants, **GENERAL RADIO** présente un dispositif de mesure enregistrement et analyse de bruits, le sonomètre GR 1933. La gamme de mesure couvre de 10 à 130 dB, avec analyse par octave et mesure des bruits impulsionnels, les signaux étant enregistrés sur une cassette standard à 2 pistes. Citons aussi les stroboscopes à conception modulaire, et le synthétiseur de fréquence GR 1062 de 0 à 500 MHz.

**FERISOL** modernise sa gamme, parmi laquelle on note les nouveaux appareils suivants : DA 200, banc d'étalonnage pour wattmètres hyperfréquences, HL 110 et HL 200 minifréquence-mètres 10 et 200 MHz, synthétiseurs de fréquence L 210 - L 410 de 7,5 à 480 MHz et 50 kHz à 105 MHz, le générateur d'impulsions P 320 à temps de montée 2 ns.

Dans la gamme étendue d'**AOIP**, nous notons les divers appareils à affichage numérique, le microvoltmètre ou nanovoltmètre EVA, l'enregistreur suiveur de spot SG 2, les indicateurs numériques VNU réalisés en technologie MOS LSI, et le galvanomètre à miroir toujours présent, dont la sensibilité atteint 3 nanoampères par millimètre.

Il est difficile de remarquer particulièrement un composant ou un instrument chez **TEKELEC** dans sa vaste gamme de produits fabriqués ou importés, même au cours d'une visite prolongée sur les stands de cette société. Citons au passage, les compteurs horaires chimiques Curtis, permettant pour un prix réduit la mesure du temps

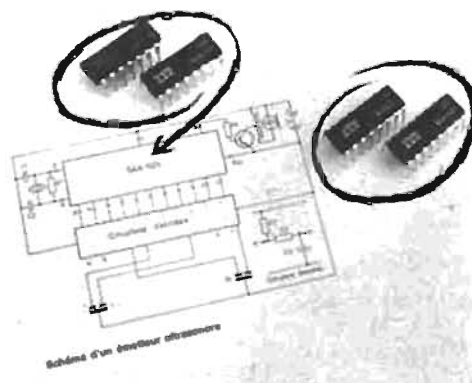
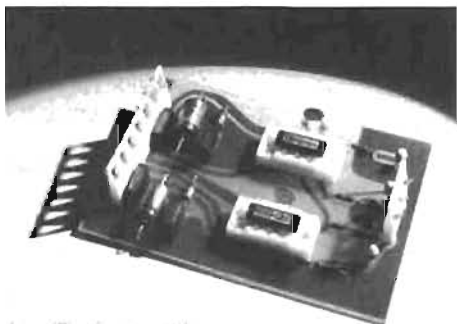
de fonctionnement d'un équipement électronique, dont la précision atteint 1 % et l'étendue de mesure 1 000 ou 10 000 heures. L'application type est celle du contrôle de la capacité restante d'une batterie de traction sur véhicule électrique. Les circuits **EXAR** dont nous avons cité des applications dans un précédent numéro du HP comme générateur de fonction, sont complétés par les circuits d'alarme à 3 niveaux 3020, détecteur de température avec sonde incorporée 3030, moniteur d'alarme 3040, et détecteur de tension alternative 3050. Ces circuits peuvent commander des LED, des lampes et ont une sortie compatible TTL et une sortie modulée à fréquence ajustable.

Côté appareils de mesures, le générateur MCL 15022 délivre 65 W de 10 MHz à 2 500 MHz, alors que le nanovoltmètre numérique TE 925 à affichage par cristaux liquides offre une résolution de 1 nanovolt.

**SAGEM** outre ses équipements destinés à l'espace et aux réseaux téléx, présente des synchros industriels et des récepteurs d'affichage en taille 18, 23 et 37. Ces matériels, dérivés des productions pour l'aéronautique sont étanches et protégés des chocs et ambiances corrosives. Caractérisés par une longue durée de vie et une fiabilité élevée, ils permettent des liaisons de téléaffichage et de synchrodétection, pour la métallurgie et la pétrochimie.

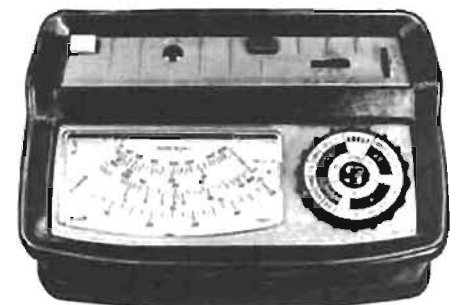
Nous avons placé en fin de visite les fabricants de semi-conducteurs. **SESCOSEM** présente une diode PIN pour atténuation électronique entre 10 et

Bloc de puissance BF et 2 x 15 W avec circuit TDA 2020 de SGS-ATES.



Circuits intégrés pour télécommande par ultrasons, 15 ou 30 canaux ITT.

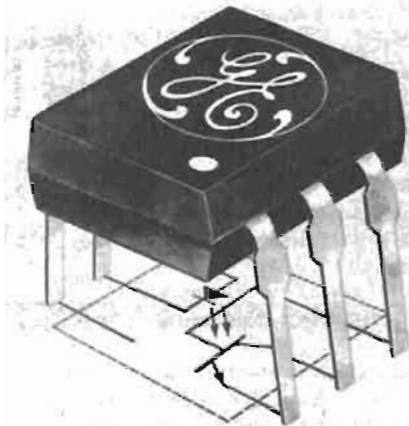
Contrôleur CDA23 Chauvin Arnoux pour diagnostic automobile.







La ligne à retard la plus petite du marché pour TVC, produite par Vidéon GTE.



Photocoupleur à très haut isolement de général elctric (Photo Général electric).



Nanoampèremètre. Microvoltmètre EVA de AOIP.

1 000 MHz, le transistor en boîtier époxy pour oscillateur et mélangeur VHF X 55; des transistors de forte puissance atteignant 250 W pour des tensions et courants crêtes de 500 V — 50 A pendant 0,3 à 1,6  $\mu$ S; des amplificateurs opérationnels très rapides, 50 V/ $\mu$ S ou 120 V/ $\mu$ S; un circuit intégré basse fréquence pour autoradio, délivrant 8 W eff./2  $\Omega$  pour 14 V alimentation.

ALSTHOM semi conducteur offre un thyristor rapide TTRI 85-GA de 850 A eff. destiné à la commutation sur des matériels comme les onduleurs avec une marge de sécurité importante.

MOTOROLA outre les familles logique MECL. CMOS, présentait la diode électroluminescente jaune visible, MLED 850 qui complète les éléments rouges et verts, des Darlington de puissance 2 N 6492 (50 V), 2 N 6493 — 2 N 6494 (100 V) monolithiques, avec un hFe de 500 à 5 000, et le circuit intégré MC 1312 P assurant le décodage quadriphonique SQ associé à 18 composants extérieurs.

Pour SIEMENS, nous relevons les circuits intégrés SAS 560S et SAS 570S pour le touch control, le correcteur automatique de fréquence TCA 890, et les transistors de puissance série BUY pour l'allumage électronique sur voiture.

Les circuits intégrés LM 381 et 382 de NATIONAL SEMI-CONDUCTEUR présentent un grand intérêt pour nos lecteurs passionnés de Hi-Fi.

Il s'agit de 2 amplificateurs logés dans le même boîtier permettant de réaliser la fonction préamplification correction RIAA à l'entrée des amplificateurs Hi-Fi, avec des caractéristiques analogues à celles que l'on obtient à l'aide de composants classiques. Rappelons que jusqu'à ce jour l'obstacle à l'utilisation des circuits intégrés dans cette fonction était présenté par une non linéarité et un bruit supérieur aux éléments discrets. Des circuits de ce type nous sont promis pour expérimentation et nous ne manquerons pas de publier à ce moment les résultats

obtenus sur ce type de montage assez délicat à mettre au point si l'on désire en tirer des performances optimales.

AEG TELEFUNKEN met à son catalogue toute une famille de Darlington de puissance PNP-NPN de 40 à 70 W, 45-100 V, plus une grande famille de circuits intégrés de puissance basse fréquence.

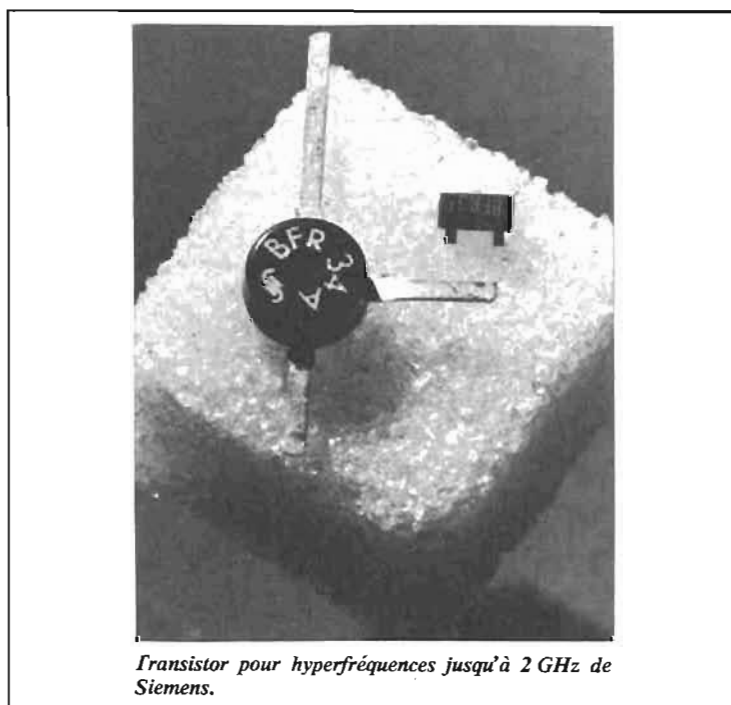
Darlington de puissance 15 et 25 A chez SILEC en NPN, destinés à la commande de moteurs, onduleurs et convertisseurs, et réalisés en triple diffusion. Le vcbo

va de 300 à 600 V pour les différents types.

Le TDA 2020 est un amplificateur BF intégré délivrant 15 W avec 1 % de distorsion, que propose SGS-ATES. Son utilisation est possible avec une alimentation symétrique, ce qui élimine le condensateur de liaison au haut-parleur. Le LO 68 est un ampli opérationnel de puissance monolithique, pouvant délivrer 2 A en continu et 3,5 A en régime intermittent. Application : pilotage de moteurs et d'électro-aimants jusqu'à une puissance de 24 W.

TEXAS INSTRUMENT propose les circuits TMS 3835 et 3700 conçus pour réaliser un système de télécommande par ultrasons pour téléviseurs, amplificateurs etc. Ils assurent le codage-décodage des signaux, et sont réalisés en technologie MOS. Pour le touch control, les circuits bipolaires S N 16861 et SN 16862 sont proposés.

Des circuits pour l'émission et la réception des ultrasons pour 15 et 30 canaux en technologie CMOS chez ITT-INTERMETALL. Le SAA 1000 est un émetteur à ultrasons comportant un quartz, un décodeur et un diviseur pour 15 fréquences comprises entre 33,9 et 47,7 kHz. Le SAA 1010 est le récepteur correspondant, assurant le décodage des signaux pour la télécommande d'un téléviseur. Les circuits SAA 1024 et SAA 1025 sont prévus pour 30 fréquences.



Transistor pour hyperfréquences jusqu'à 2 GHz de Siemens.

J. BERCHATSKY

# L'ORGUE ELECTRONIQUE DE MAGNETIC-FRANCE

## INTRODUCTION

**L**ES fabricants et constructeurs d'orgues électroniques, qui pourraient s'intituler organiers électroniques, doivent tenir compte des progrès de la technologie des composants électroniques spécialement étudiés par les fabricants de semi-conducteurs pour les dispositifs musico-électroniques.

Depuis un certain temps, des fabricants spécialistes comme ITT, SGS-ATES, SESCOSEM, GENERAL INSTRUMENTS et bien entendu la RTC - LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC, proposent des circuits intégrés pouvant être utilisés comme diviseurs de fréquence, générateurs des douze notes d'une gamme chromatique, distributeurs remplaçant les commutations mécaniques, filtres, générateurs spéciaux, etc.

Grâce à ces circuits intégrés, judicieusement choisis et employés, il est possible actuellement de remplacer certaines parties d'un orgue électronique, nécessitant jusqu'ici, un nombre considérable de transistors individuels et autres composants, par des circuits intégrés en petit nombre (par exemple 12). Des milliers de connexions sont alors remplacées par quelques dizaines seulement.

L'orgue peut alors se concevoir par l'association de plusieurs parties ou « modules » à caractère bien déterminé, reliées entre elles

par un ensemble organisé de connexions.

D'autre part, la simplification de la construction permet d'introduire dans l'instrument plusieurs effets spéciaux, sans que l'ensemble devienne un monstre ressemblant à un central téléphonique ou à un ordinateur.

Il va de soi que Magnetic-France a tenu à introduire dans son nouvel instrument, des circuits intégrés, en particulier ceux utilisés comme diviseurs de fréquence. Son choix s'est porté sur des composants parfaitement fiables.

Grâce à ces circuits intégrés, la construction se simplifie, la mise au point ne demande que quelques

minutes et les vérifications ou dépannages ultérieurs deviennent des opérations simples, rapides et peu coûteuses.

La conception modulaire de cet orgue permettra aux amateurs désirant le construire eux-mêmes, d'effectuer ce travail rapidement, en réunissant les modules, ceux-ci étant précâblés, essayés et réglés par le constructeur spécialiste.

## CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

Le diagramme fonctionnel de l'orgue est représenté par le schéma de la figure 1.

Comme dans tous les orgues, la partie mécanique, avec laquelle se trouve en contact l'exécutant musicien (organiste ou pianiste) est représentée par le, ou les claviers, en tous points analogues à ceux des pianos, orgues ou harmoniums. Dans l'orgue électronique considéré ici, il y a deux claviers, chacun possédant 49 touches noires et blanches donc chacun a  $4 \times 12$  notes + une (ou quatre intervalles d'octave + une note). Comme on peut le voir sur la figure-photo 2, les deux claviers sont disposés en deux plans de sorte qu'il y a un clavier supérieur et un clavier inférieur.

Sur le diagramme de la figure 1, les deux claviers sont représentés au milieu gauche. Le branchement aux contacts des touches noires et blanches étant le même, on n'a pas reproduit ces détails sur le diagramme.

Au milieu et à droite, on a représenté l'ensemble des contacts de l'effet spécial SUSTAIN, également pour 49 notes. En haut du diagramme on a représenté les douze blocs constituant ensemble, le générateur de notes.

Nos lecteurs qui ont suivi les nombreux articles généraux consacrés à la musico-électronique, publiés dans le Haut-Parleur, Électronique Pratique et Radio-Plans, savent qu'il faut autant de diviseurs de fréquence qu'il y a de notes, donc douze diviseurs.

De gauche à droite ceux pour les notes DO, DO dièse, RE, RE dièse... SI.

Chaque diviseur est monté sur une plaquette, comportant également l'oscillateur correspondant à

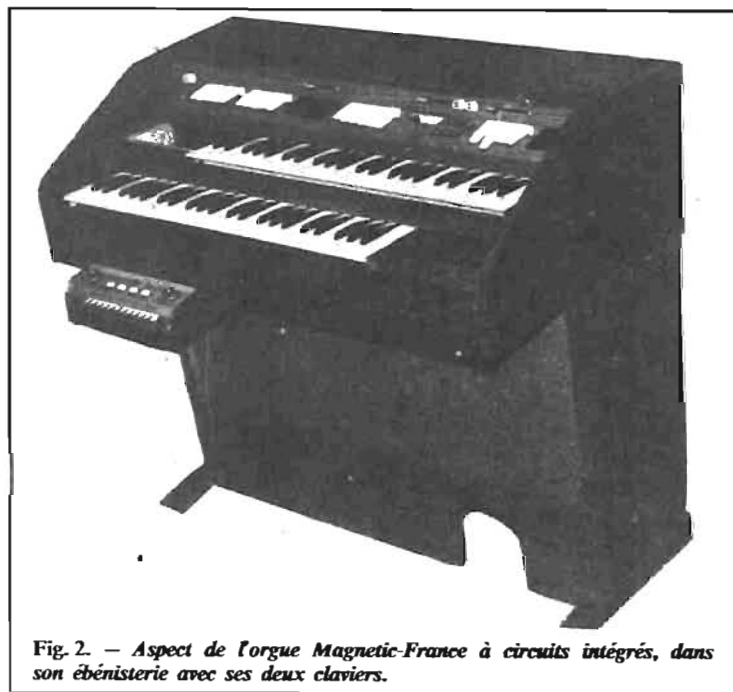


Fig. 2. — Aspect de l'orgue Magnetic-France à circuits intégrés, dans son ébénisterie avec ses deux claviers.



Fig. 1. — Diagramme fonctionnel. Branchement entre les différentes parties de l'orgue. Le détail est donné aux figures suivantes.

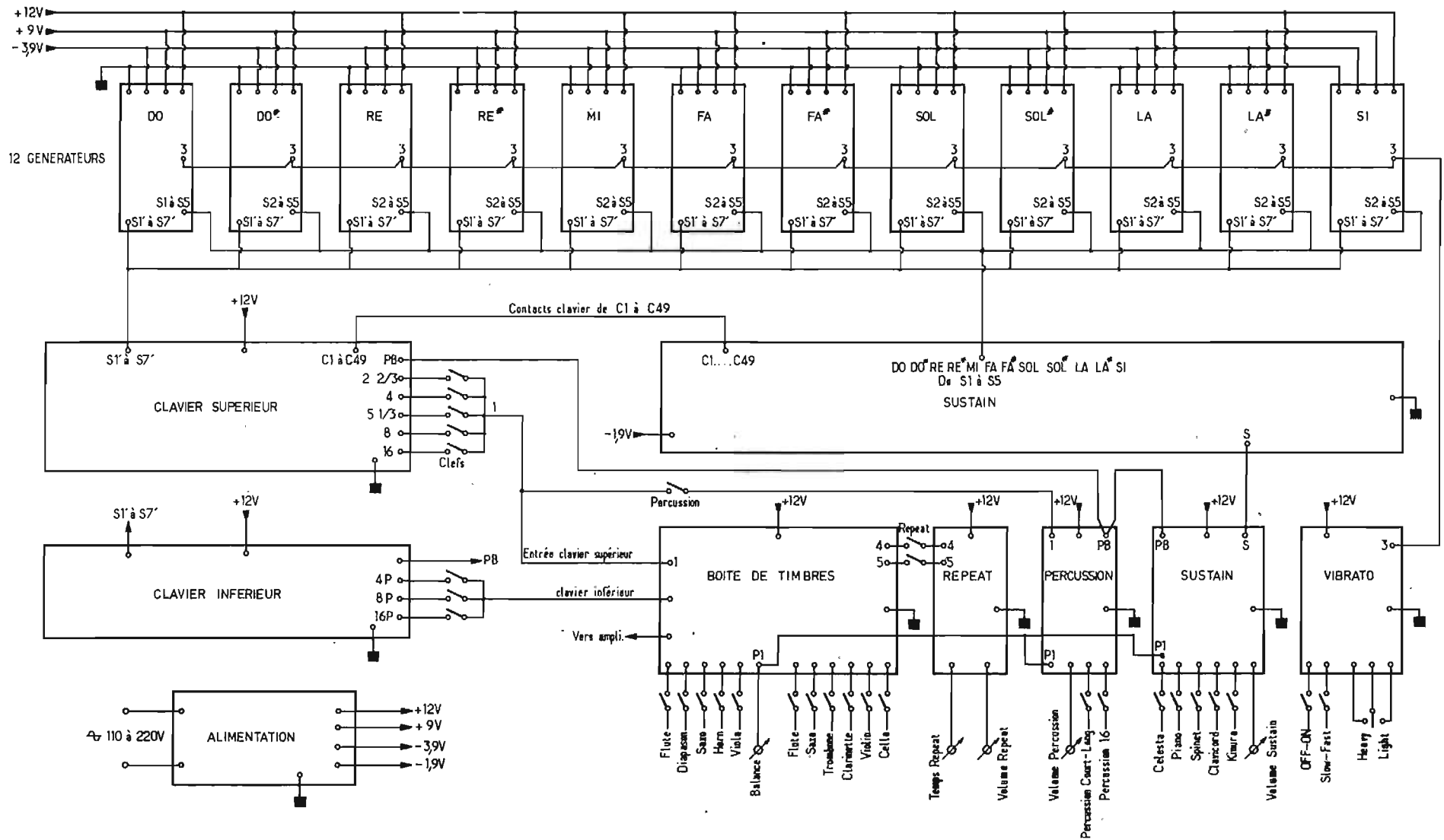
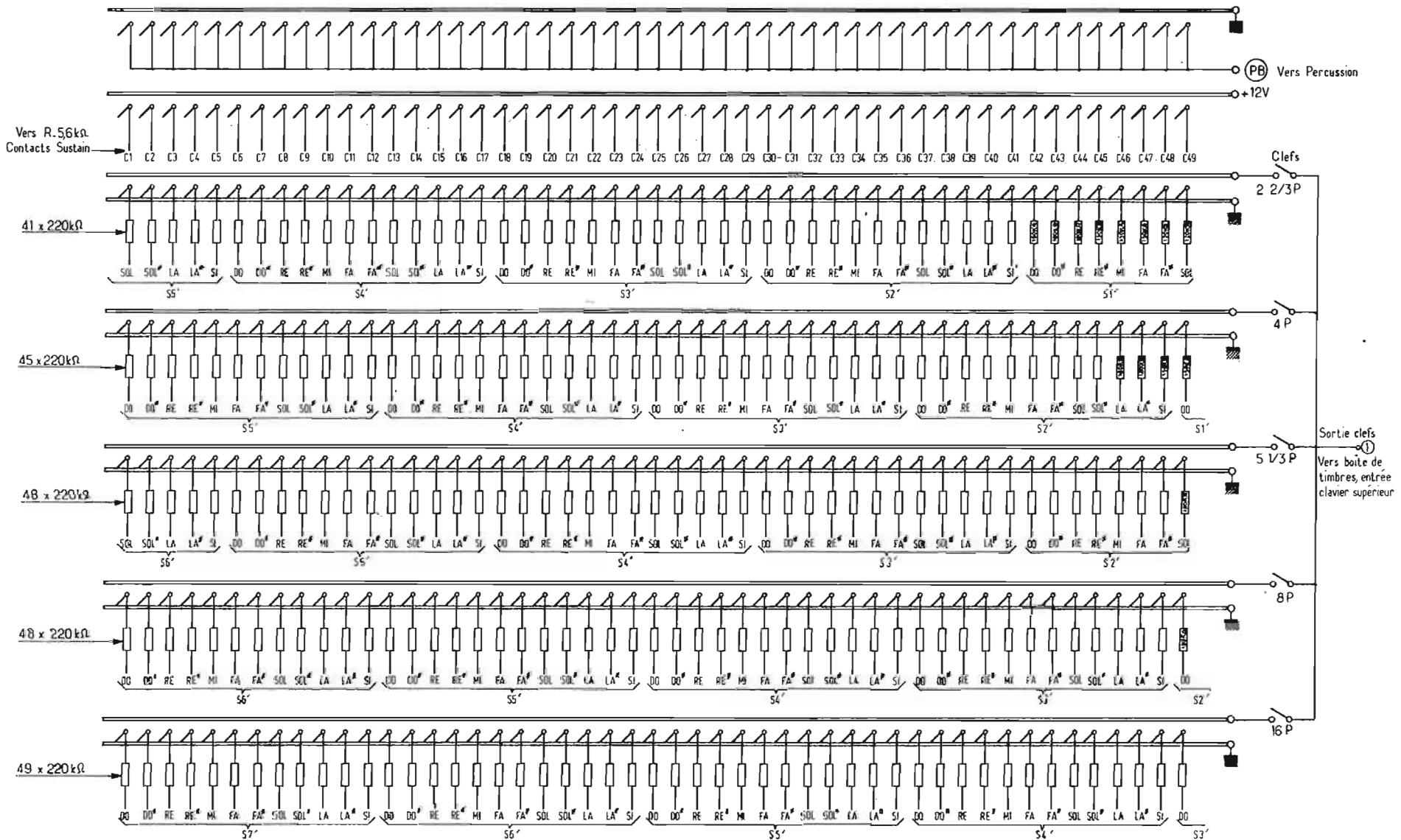


Fig. 3. — Détail des contacteurs associés au clavier supérieur, avec les « piétages » et les chefs de synthèse et la ligne de percussion et sustain PB.



Le clavier inférieur est identique, mais ne comporte que les 4, 8 et 16 P.  
 S1' S2' ..... S7' - Vers générateurs, selon lanote.



la note considérée et donnant également la note la plus élevée, par exemple pour le bloc DO, l'oscillateur donne le DO le plus aigu et les diviseurs donnent les DO octaves de rang inférieur jusqu'au DO le plus grave.

D'autre part chaque bloc est connecté à des lignes communes d'alimentation nommées parfois BUS. Les signaux de notes sont transmis aux contacteurs solidaires des touches des deux claviers.

Lorsqu'une touche est actionnée (c'est-à-dire abaissée), le signal de note correspondant est transmis à une ligne collectrice ou BUS, reliée aux dispositifs suivants de l'orgue.

En bas et à gauche on a représenté l'alimentation qui fournit les différentes tensions nécessaires, à partir du secteur alternatif, dont la tension peut être de 110 à 220 V. En bas et à droite, sur le diagramme de la figure 1, on a représenté les circuits destinés aux effets spéciaux suivants : boîte de timbres, repeat (répétition), percussion, sustain, vibrato. D'autres effets spéciaux pourront être introduits ou ajoutés à cet orgue.

Voici maintenant quelques détails concernant chaque partie (ou module) de cet instrument de musique.

## GÉNÉRATEURS DE NOTES

Les oscillateurs donnent les signaux des douze notes les plus aiguës et chaque diviseur de fréquence à circuit intégré donne sept signaux d'octaves inférieures à celle de l'oscillateur, ce qui fait en tout, 8 notes de même nom donc  $8 \cdot 12 = 96$  notes différentes.

Ces signaux sont de forme rectangulaire. Bien que le son correspondant à un signal rectangulaire ne soit nullement désagréable, on lui préfère les sons correspondant à des signaux en dents de scie ou proches de ce genre de signaux.

Cette préférence se justifie par le fait que les signaux rectangulaires ne contiennent pas les harmoniques pairs mais seulement les harmoniques impairs (fondamentale, 3, 5, 7, etc.). Par contre les signaux en dents de scie contiennent tous les harmoniques (fondamental, 2, 3, 4, 5... etc.).

On obtient les signaux en dents de scie par un mélange dosé de signaux rectangulaires f, 3f, 5f, etc. De ce fait, lorsqu'on considère une touche correspondant à une certaine note, par exemple à un LA, les contacts de cette touche recevront, d'une part le signal de

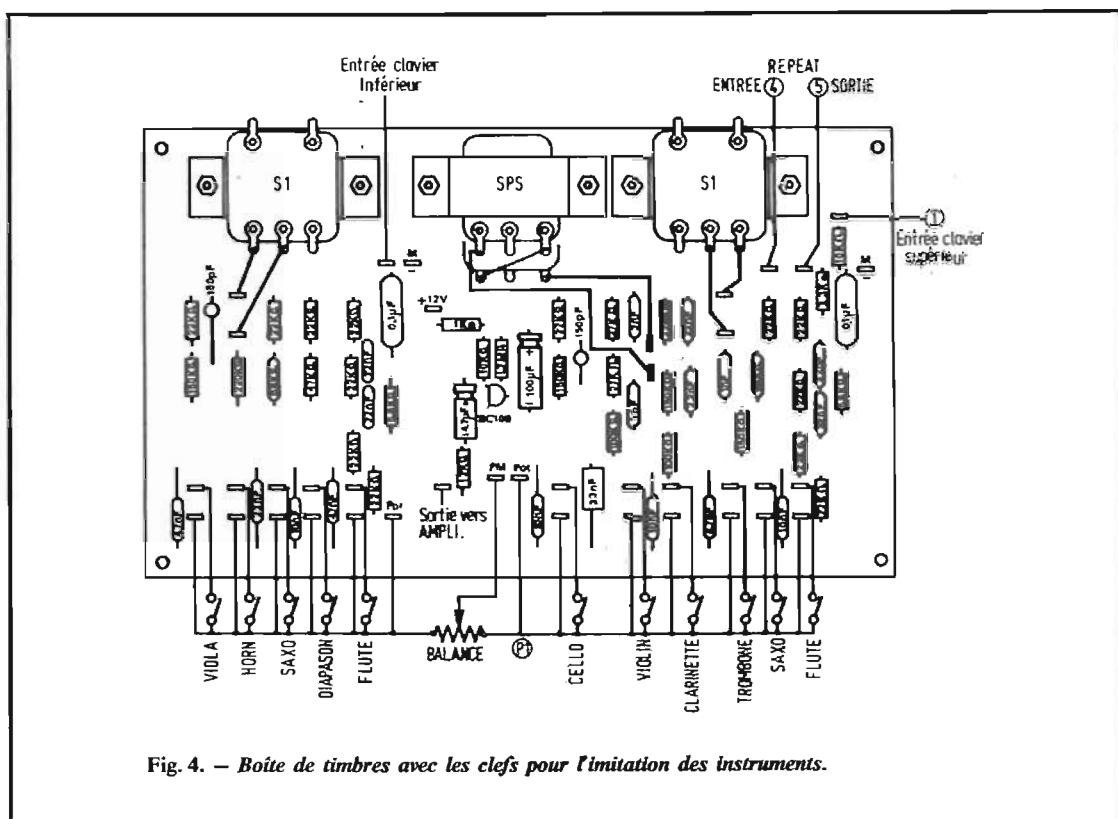


Fig. 4. — Boîte de timbres avec les clefs pour l'imitation des instruments.

cette note sortant du diviseur correspondant mais aussi les signaux à notes plus aiguës, correspondant aux octaves supérieures. De cette façon, on constitue par synthèse des signaux très proches de ceux en dents de scie, ressemblant à ceux des orgues à tuyaux. Le dosage se fait à l'aide de résistances provenant des sorties des signaux rectangulaires et se réunissant sur le contact de touche représentant la note nominale fondamentale à produire.

## DISTRIBUTION

Indiquons aussi la distribution par « piétage »; autrement dit, on a groupé des notes ensemble sur des lignes désignées en nombre des pieds : 2 2/3, 4, 5 1/3, 8, 16 pieds. Cette distribution permettra d'effectuer des choix de timbres en introduisant ou en supprimant de chaque signal de note, des composantes harmoniques, à l'aide de clefs, mises à la portée de l'exécutant.

La figure 3 représente la distribution du clavier supérieur avec son nombre important de résistances, groupées, avec les contacteurs, par BUS de « piétage » comme indiqué plus haut.

De ce fait, chaque bus de pié-

tage est relié à un contacteur de clefs, représenté à droite de cette figure 3. Lorsque l'exécutant actionne toutes les clefs, en position « fermé » (c'est-à-dire contact), tous les BUS de piétage sont réunis et l'ensemble des signaux des notes jouées par l'exécutant, avec tous les harmoniques synthétisés, sont envoyés vers la boîte de timbres (B.T.). Par contre si l'exécutant veut obtenir d'autres effets, il peut actionner une partie seulement des clefs, éliminant ainsi de la distribution certains BUS de piétage. Le signal de note aura alors une composition spectrale différente et le timbre de la note sera différent.

De très nombreuses combinaisons sont possibles et leur nombre se multiplie encore avec celui obtenu grâce à la boîte de timbres dont il sera question plus loin.

Quoi qu'il en soit, le point (I) « sortie clefs » devra être connecté à l'entrée « clavier supérieur » de la boîte de timbres.

Sur la même figure 3 on remarquera le point P.B. qui relie le BUS percussion au circuit de même nom. Il y aura lieu également de connecter les points d'alimentation : masse et + 12 V.

Le clavier inférieur est câblé selon un schéma analogue à celui de la figure 3 mais ne comporte que les BUS de piétage, 4, 8 et 16 pieds, comme indiqué sur le schéma, en bas et à gauche. Nous avons adopté le terme « piétage »

comme équivalent du terme anglais : « footage ».

## LA BOÎTE DE TIMBRES

A la figure 4 on donne le plan de câblage de la boîte de timbres ou, en langage plus savant, ensemble des formants permettant l'imitation de divers instruments, comme cela se fait toujours, dans les orgues à tuyaux. Cette boîte a été décrite par nous dans un article publié dans nos colonnes.

Il suffira de savoir qu'elle se compose de deux parties, l'une pour le clavier inférieur et l'autre pour le clavier supérieur.

En ce qui concerne le clavier inférieur, la sortie du circuit de piétage (analogue à celui de la figure 3) se branchera au point « entrée clavier inférieur » de la boîte à timbres figure 4. Le signal reçu passera alors, par divers filtres qui transformeront sa forme.

Ces filtres sont mis en action à l'aide de clefs. En fait ce sont des contacteurs à un contact, représentés en bas et à gauche de la figure 4.

On obtiendra ainsi des signaux correspondant à des sons de « viola », « horn », saxophone, diapason, flûte (viola = alto).

Les signaux transmis par ces

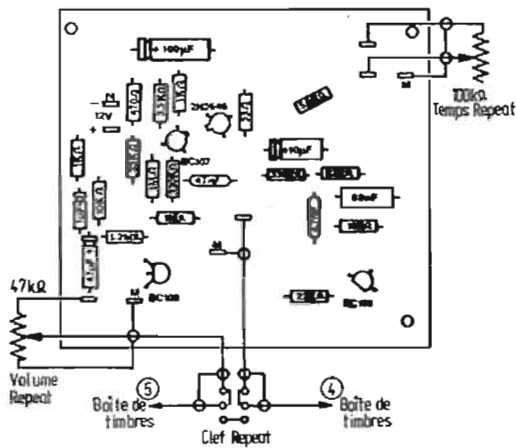


Fig. 5. — Platine de l'effet REPEAT.

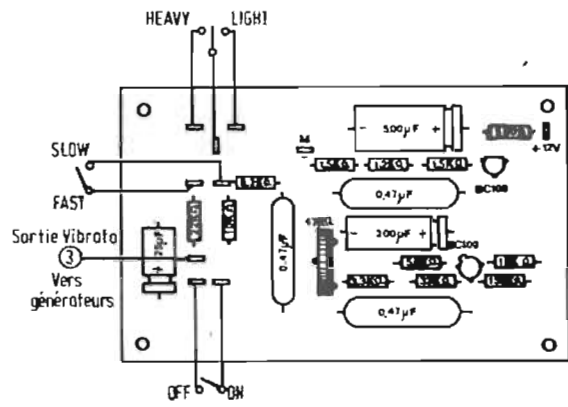


Fig. 6. — Platine vibrato.

contacteurs sont sur la ligne commune qui est le BUS du clavier inférieur aboutissant au potentiomètre « balance ».

De la même manière, la sortie, point (I) du montage de la figure 3, est reliée au point (I) (à droite Fig. 4) de la boîte de timbres. Cette partie comprend également des filtres permettant l'imitation des instruments désignés par « cello » (violoncelle), « violon » (violon bien sûr!), clarinette, trombone, saxophone, flûte.

Le BUS de sortie de cette partie aboutit au potentiomètre « balance ». Grâce au réglage par le moyen de ce potentiomètre, l'exécutant équilibrera la puissance des sons des deux claviers.

L'ensemble des signaux est disponible au point marqué « sortie vers AMPL ». Ce point sera donc branché à un très bon amplificateur, spécial ou non spécial pour orgue, que l'on trouvera, avec son alimentation, chez Magnetic-France. On pourra aussi utiliser l'amplificateur que l'on possède, par exemple celui d'une chaîne Hi-Fi, entrée radio. La boîte de timbres comprend des résistances, condensateurs, bobines (S I, SPS, S I), potentiomètre et un transistor BC 108. L'alimentation se branchera avec le - à la masse M et le + au point + 12 V.

Deux autres points de la boîte à timbres sont ceux marqués (4) et (5), respectivement entrée et sortie du signal provenant du dispositif à effet spécial REPEAT sur lequel nous allons donner ci-après quelques indications.

## REPEAT

Cette partie est montée sur une platine dont la face supérieure est représentée à la figure 5.

Cet effet spécial réalise des interruptions périodiques de sons réglables en fréquence et en volume.

Le branchement du Repeat se fait par les points (4) et (5) à la boîte de timbres et par les points + 12 et M au + et - alimentation, de 12 V évidemment, décrite plus loin.

Les réglages sont au nombre de trois :

- 1°. temps repeat;
- 2°. volume;
- 3°. clef « repeat » de marche-arrêt.

Cette dernière a deux positions. Lorsqu'elle est en position où les points 4 et 5 sont réunis, le Repeat est hors action, tandis que dans le cas contraire les points 4 et 5 sont séparés et l'action du Repeat sur le signal du clavier supérieur est possible.

La platine imprimée destinée au Repeat comprend quatre transis-

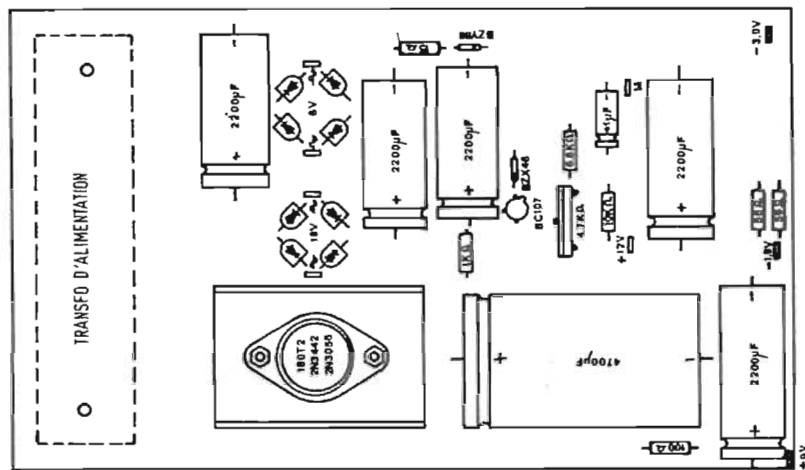


Fig. 7. — Platine alimentation + 12 V, + 9 V, - 3,9 V et - 1,9 V.

tors dont un à unijonction (UJT) et trois bipolaires : deux NPN et un PNP. Les coupures sont produites par le transistor UJT monté en oscillateur à fréquence réglable par le potentiomètre de 100 kΩ tandis que le volume du signal de découpage est réglable par le potentiomètre de 47 kΩ.

## LE VIBRATO

Cet effet spécial, cher aux musiciens et auditeurs sentimentaux (!) produit une modulation de fréquence des signaux réalisant une modification périodique, en plus haut et plus bas, des hauteurs des sons.

Le plan de la face supérieure de la platine de vibrato est montré à la figure 6.

Cette platine imprimée comprend deux transistors, des résistances, des condensateurs et deux contacteurs, l'un inverseur (en haut de la figure) et l'autre interrupteur (à gauche).

Un des transistors, un BC<sub>109</sub> est l'oscillateur et l'autre, un BC<sub>108</sub>, est l'amplificateur-séparateur. Un potentiomètre de 47 kΩ règle la fréquence du signal. Cette fréquence se règle entre 3 et 10 Hz, en général vers 7 Hz.

Le signal de vibrato est pris au point (3) et transmis à tous les points (3) (entrée vibrato) des platines d'oscillateurs, des générateurs de notes, représentés à la figure 1. Il y a donc 12 entrées de vibrato à réunir aux points (3).

C'est encore une alimentation de 12 V qui est utilisée pour le vibrato. Elle se branche aux points + 12 V et masse M, visibles sur la figure 6. Il est temps maintenant de décrire l'alimentation, dispositif aussi important que les autres.

## ALIMENTATION

La platine alimentation est représentée à la figure 7. On a vu précédemment que plusieurs tensions sont nécessaires pour assurer le fonctionnement de cet orgue électronique.

D'autre part, un instrument de musique qu'il soit électronique ou conventionnel, doit jouer juste. Dans le cas d'un orgue électronique, il faut éviter la dérive des fréquences des douze oscillateurs et pour cela, en dehors de divers procédés de stabilisation et compensation (en particulier, choix des composants C, R et L des oscillateurs) il faut que l'alimentation principale de 12 V soit régulée.

Le montage de la figure 7 comprend un transformateur à primaire adaptable à la tension du secteur alternatif, avec interrupteur et fusible et deux secondaires distincts.

L'un alimente un pont de quatre diodes redresseuses donnant 24 V, tension appliquée au système régulateur et de filtrage à deux transistors, un 180 T<sub>2</sub> (ou 2 N 3442, 2 N 3055) et un BC107.

On obtient ainsi les 12 V régulés et filtrés alimentant les parties décrites plus haut et celles décrites plus loin. A partir du point + 12 V, une cellule de filtrage et réductrice de tension, donne + 9 V par rapport à la masse.

Le deuxième secondaire alimente un autre pont redresseur qui

donne - 8 V à la sortie. Cette tension est filtrée et réduite ce qui permet d'obtenir les tensions - 1,9 V et - 3,9 V par rapport à la masse M.

La platine alimentation se branche comme suit : au secteur, à la masse, au + 12 V, au + 9 V, au - 1,9 V et au - 3,9 V. La masse est au point M.

Sur la figure 7 on a montré la face supérieure de l'alimentation avec le transformateur, les ponts redresseurs, les transistors, les résistances et les condensateurs de filtrage, de forte capacité, polarisés, et bien entendu électrochimiques, dont un de 4 700  $\mu$ F et cinq de 2 200  $\mu$ F. Il y a aussi une diode Zener dans cette alimentation régulée.

Remarquons le montage sur radiateur, du transistor de puissance 180 T<sub>2</sub> ou ses équivalents cités plus haut.

Revenons maintenant aux effets spéciaux.

## PERCUSSION

Cet effet est particulièrement recherché et son introduction dans le présent orgue électronique, sera appréciée par ceux qui le construiront.

Le schéma de câblage du circuit percussion est donné à la figure 8. L'effet Sustain est associé à celui du Sustain dont le schéma est donné à la figure 9. Ensemble ils permettent d'obtenir des durées différentes des signaux obtenus à l'aide des touches de notes. La forme des signaux de percussion et

sustain a été décrite dans nos articles parus dans de précédents numéros du Haut-Parleur.

Sur la figure 8, on a indiqué l'aspect de la face supérieure de la platine sur laquelle sont fixés les composants R, C et les semi-conducteurs.

Voici comment se branchera la platine « percussion ». D'abord il y a l'alimentation de 12 V, avec le + au point + 12 V et le - au point de masse, marqué M. Ce point se trouve près de la diode BA130, à sa gauche sur la figure 8.

Le point PB est à relier, avec le PB du sustain, à la ligne commune PB qui se trouve sur le montage de distribution et commutation de la figure 3, en haut et à droite et noté « vers percussion ».

On voit que l'une des positions des contacteurs, associées au BUS de PB correspond à la mise à la masse de PB. Cette position est celle de repos. Chaque fois que l'exécutant actionne une touche de note, le PB est débranché de la masse et la percussion peut se produire. Le fonctionnement de la percussion dépend toutefois des positions des clefs qui lui sont affectées. Il s'agit de celles représentées à droite et en haut sur la figure 8. On a le choix entre les possibilités suivantes : percussion 16, percussion courte ou longue.

Le « volume » de la percussion est réglable avec le potentiomètre de 100 k $\Omega$ , à gauche sur la figure 8.

Un autre branchement devra être effectué vers la boîte de timbres, marqué PI, en fil blindé, avec la gaine métallique au point de

masse M proche du point PI. De cette façon, la platine percussion sera branchée. A noter que les éléments dessinés à l'extérieur du rectangle représentant la platine, sont disposés sur le meuble pour être accessibles à l'exécutant. Il s'agit du potentiomètre et des deux clefs « percussion 16 » et percussion Court-Long.

## SUSTAIN

Passons maintenant à l'autre effet, le Sustain, aussi apprécié que la percussion, très utilisable aussi bien en musique dite « sérieuse » qu'en musique dite « légère », bien qu'en réalité, il conviendrait mieux de distinguer « la bonne musique » qui fait plaisir, et la mauvaise, quel que soit son genre.

La platine Sustain est représentée par sa face supérieure sur laquelle sont montés les composants. Le constructeur aura ainsi la possibilité en confrontant la platine et son dessin de la figure 9, d'identifier les emplacements des points de branchement qui sont les suivants : alimentation + 12 V et masse au point M.

On retrouve ensuite le point PI a relier par fil blindé avec celui de la percussion, au point PI de la boîte de timbres de la figure 4 (sur la Fig. 4, PI est en bas, à une extrémité du potentiomètre « balance »).

Le potentiomètre « volume sustain » de 100 k $\Omega$  est extérieur à la platine et se branchera à celle-ci par trois fils dont celui allant au

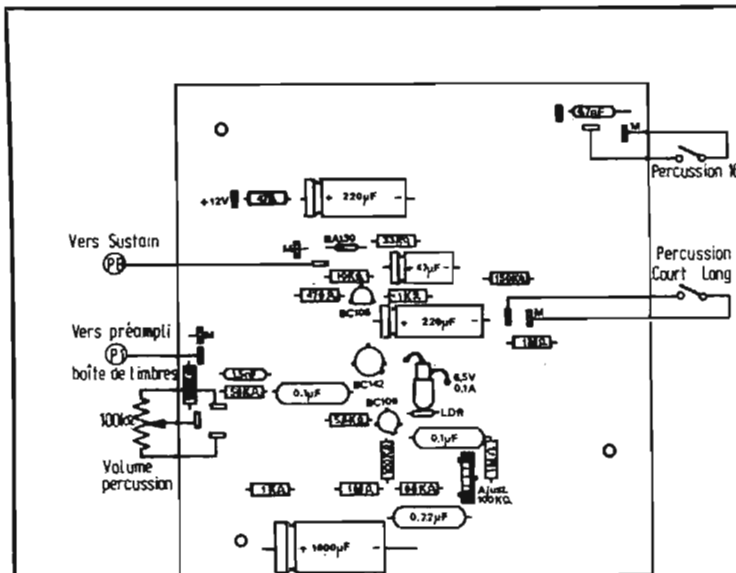


Fig. 8. — Platine percussion.

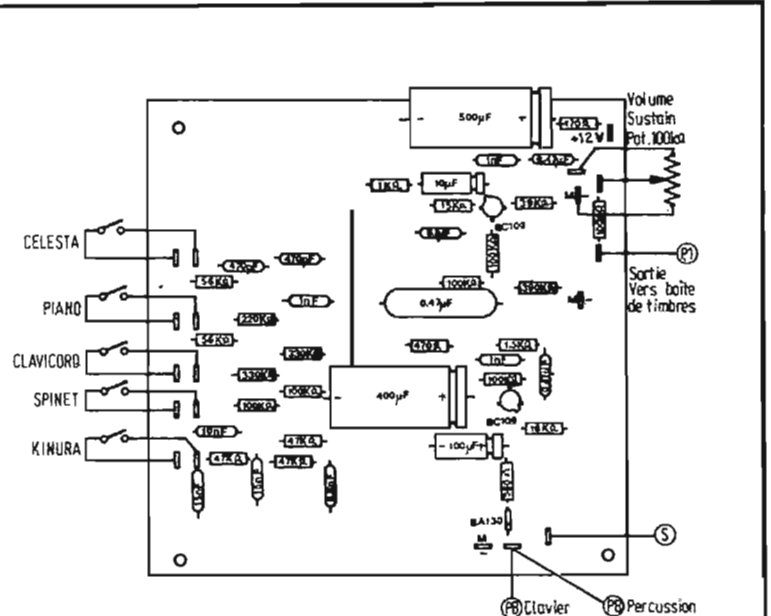


Fig. 9. — Platine sustain.



point M de masse, sera le conducteur métallique extérieur blindant les deux autres conducteurs.

Le point PB « percussion » servira de relais pour la connexion PB de la platine percussion de la figure 8. De cette manière, il suffira de relier le point « PB clavier » à la ligne PB du clavier (voir Fig. 3) pour le branchement de la percussion et du sustain.

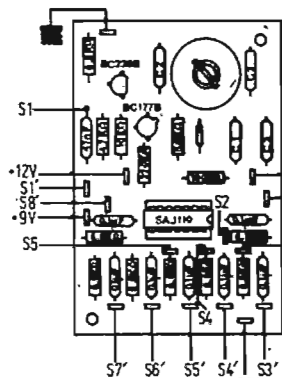
Divers effets seront obtenus à l'aide des clefs indiquées à gauche sur la figure 9 : celesta, piano, clavicorde, spinet et kimura.

Ces clefs, accessibles au musicien exécutant (l'organiste « électronique ») seront branchées, chacune, par deux fils. Le point S sera relié au point S du dispositif général d'interconnexion de la figure 10.

### OSCILLATEURS ET CONTACTEURS DE TOUCHES

Voici à la figure 11 le schéma de la face supérieure de l'un des générateurs de notes; il y en a douze comme il se doit, pour créer les douze notes d'une gamme. Cette platine contient un oscillateur et le circuit intégré SAJ 110 diviseur de fréquence donnant les notes octaves supérieures de celle fournie par l'oscillateur. Ce dernier possède une bobine à réglage par noyau de ferrite, visible en haut et à droite de la figure 11. Les valeurs de C1, C2 et C3 sont différentes selon la note à produire. La figure 12 donne les valeurs de ces trois condensateurs fixes. Comme il s'agit de fréquences très proches, certaines valeurs se répètent pour plusieurs oscillateurs. Quoi qu'il en soit, chacun est marqué par le constructeur et préréglé sur la note qu'il doit donner. L'utilisateur n'aura, le cas échéant, qu'à effectuer une légère retouche, avec un tournevis, pour le réglage du noyau de la bobine. L'alimentation de chaque générateur se branche en plusieurs points : M = masse, représenté par le symbole de terre, en haut et à gauche de la figure 11, le + 12 V, le + 9 V, le - 3,9 V (en bas et à droite). D'autres branchements encore : le point (3) qui réunit les entrées du vibrato (voir le paragraphe traitant de ce dispositif) et les divers points S1, S2, S3, S4, S5 à connecter, pour chaque oscillateur au point correspondant de la partie distributrice de la figure 10, ensuite les points S1', S2', S3', S4'... S8', à contacter aux contacts clavier supérieur, comme on le

Fig. 10. — Branchement des oscillateurs aux contacts clavier par les points S1 à S5.



S1', S2', S3', S4', S5', S6', S7', AU CLAVIER.  
S1, S2, S3, S4, S5, AU SUSTAIN.

	C1	C2	C3
DO	4,7nF	10nF	4,7nF
DO#	4,7nF	10nF	4,7nF
RE	4,7nF	10nF	3,3nF
RE#	4,7nF	10nF	3,3nF
MI	4,7nF	10nF	3,3nF
FA	2,7nF	6,8nF	3,3nF
FA#	2,7nF	6,8nF	2,7nF
SOL	2,7nF	6,8nF	2,7nF
SOL#	2,7nF	6,8nF	3,3nF
LA	1,8nF	4,7nF	2,7nF
LA#	2,7nF	6,8nF	2,7nF
SI	4,2nF	6,8nF	3,5nF

Fig. 11. — Détail de l'un des douze générateurs.

Fig. 12. — Valeur des condensateurs pour les oscillateurs selon leur note.

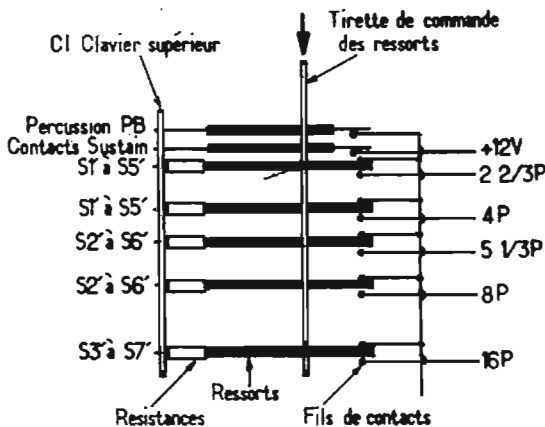
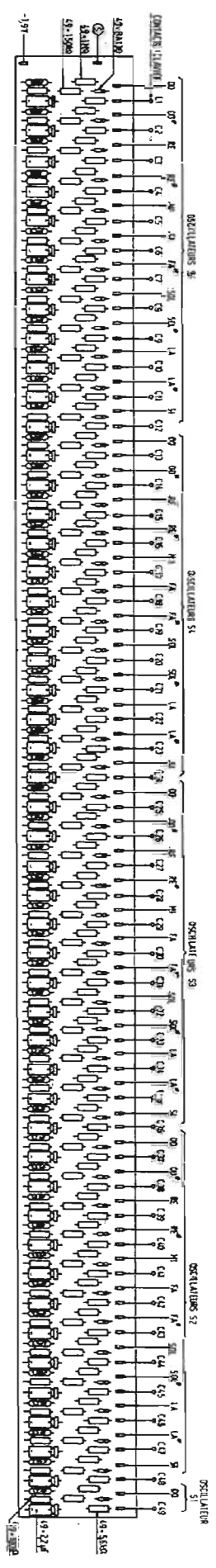


Fig. 13. — Détail des contacteurs S1' à S7'.



## NOUVEL ORGUE « MAGNETIC-FRANCE » DANS CE NUMÉRO

### MODULES CABLÉS, REGLÉS, EN ORDRE DE MARCHÉ

Oscillateur avec bobine d'accord ..	60 F	Percussion .....	91 F
Générateur complet, 7 diviseurs, 8 octaves, 98 F les 12 .....	1 176 F	Vibrato .....	68 F
Alimentation régulée stabilisée avec transfo .....	100 F	Boîte de timbres complète avec 37 clés .....	300 F
Le « Sustain » complet .....	376 F	sans clés .....	132 F
Repeat .....	70 F	1 clavier 4 octaves avec 7 contacts par touche .....	900 F

### CONSOLE BOIS TECK OU ACAJOU CIRÉ

EBENISTERIE DE LUXE ..... 1 500 F

COMPLÉT EN PIÈCES DÉTACHÉES (sans console) 4 000 F

EN Pédale - Ampli de 25 ou 50 W + alimentation

SUPPLEMENT Haut-parleur 50 W - Leslie 50 W aiguës

**MAGNÉTIQUE-FRANCE « KIT »** 176, rue du temple  
272-10-74 75003 PARIS

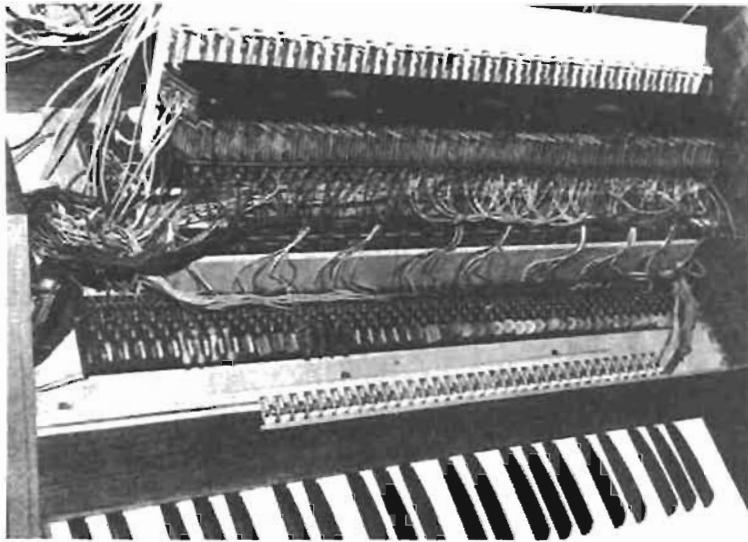


Fig. 14. — Détail des branchements aux claviers.

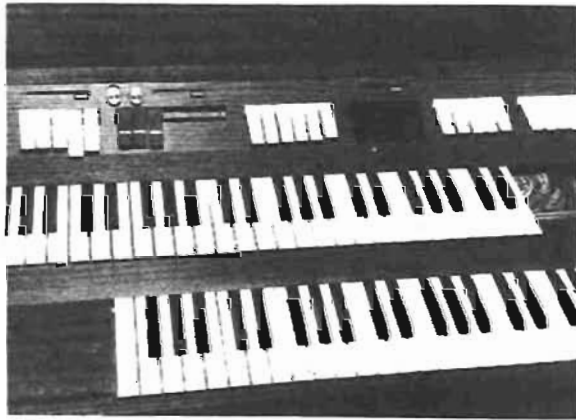


Fig. 15. — Vue des deux claviers et des clefs.

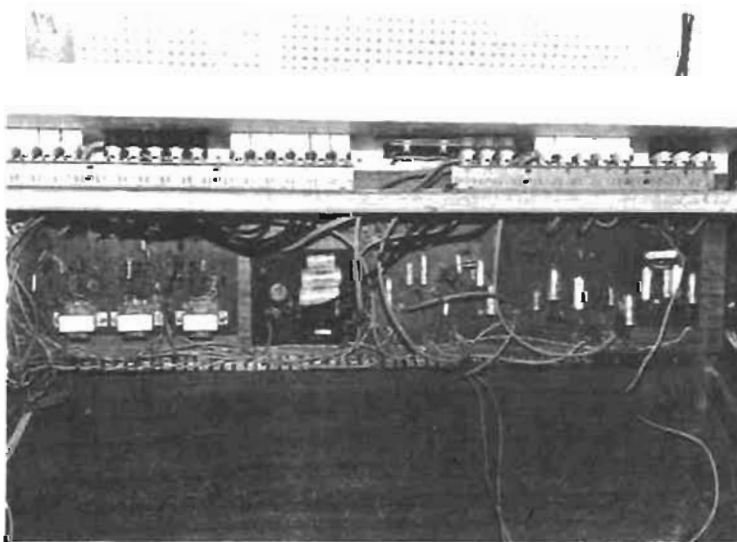


Fig. 16. — Emplacement des platines.

montre à la figure 3 (en bas) et à la figure 13 qui donne le détail du système de contacts.

Il est important de savoir que chaque oscillateur étant identifié par la note sur laquelle il est accordé, les points S et S' iront au groupe correspondant et à la note correspondante.

Exemple : le point S7' de l'oscillateur du LA dièse ira au groupe S7' (en bas et à gauche de la Fig. 3) et au point marqué LA dièse.

Même manière de procéder pour les points S1, S2... S5, sur la rangée de la figure 10.

### ACCORD PRÉCIS DES OSCILLATEURS

L'appareil électronique étant terminé et branché à un amplificateur, l'action sur une touche doit donner lieu à l'audition d'un son.

Chaque touche correspond à une des douze notes et celle que l'on actionne est l'une d'entre elles. Soit par exemple le LA 3 située vers le milieu du clavier. On se procurera un diapason donnant ce LA. Si les deux sons ne sont pas de hauteur identique, agir sur le noyau de l'oscillateur « LA » pour que cette hauteur soit la même.

De ce fait, tous les autres LA, supérieurs ou inférieurs seront automatiquement accordés exactement. Procéder ensuite de la même manière pour les autres notes en se servant de l'oreille et en effectuant des accords avec le LA.

Tout violoniste sait accorder son violon, donc tout organiste devra savoir accorder son orgue.

Il y a douze réglages à effectuer en tout sur l'instrument dont nous venons de donner la description.

Pour faciliter le travail de montage de cet orgue, nous donnons quelques vues de quelques régions importantes de l'ensemble :

Figure 14 : connexions aux contacteurs des deux claviers inférieur et supérieur.

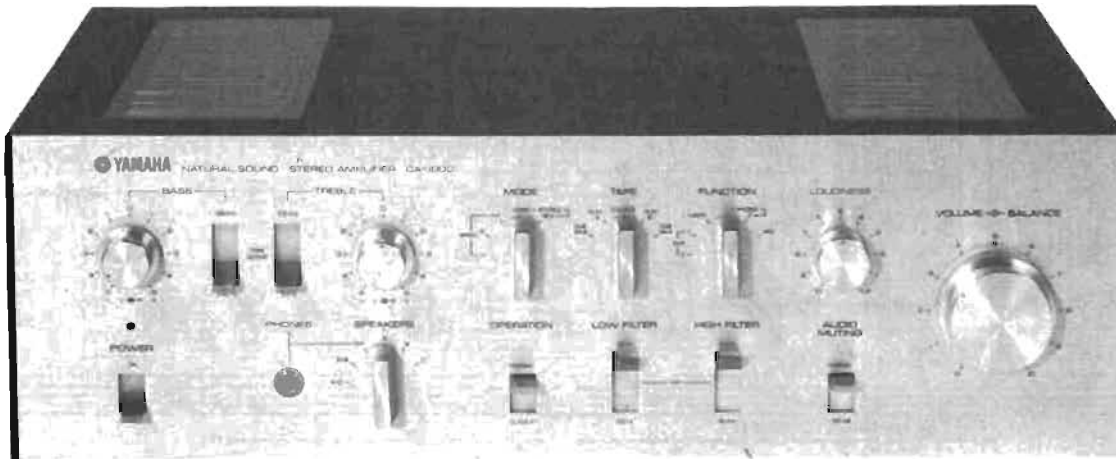
Figure 15 : aspect des deux claviers et des clefs de timbres et effets spéciaux.

Figure 16 : à gauche boîte de timbres puis les autres platines : alimentation, percussion, sustain, vibrato.

F. JUSTER

# L'AMPLIFICATEUR

# YAMAHA CA 1000

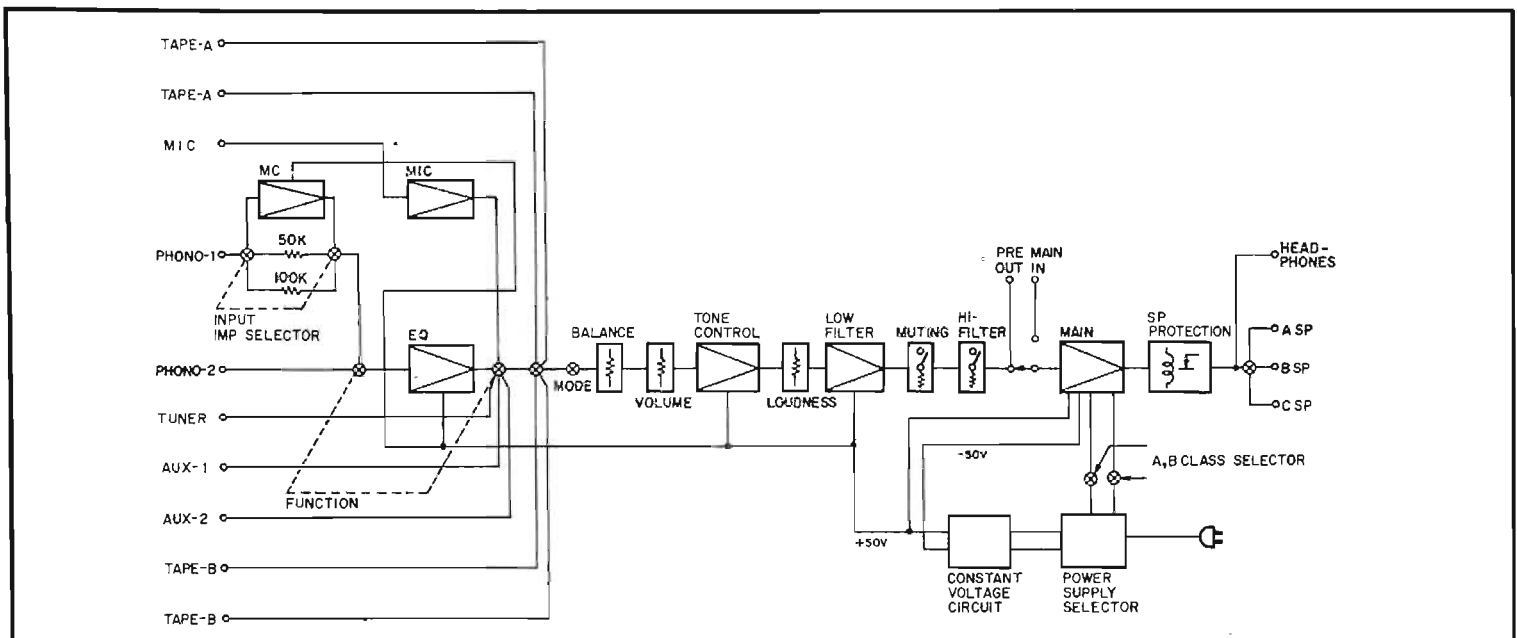


**N**IPPON GAKI, une importante société japonaise diffuse sous la marque Yamaha des produits très divers. Nous connaissons en France les motocyclettes Yamaha, les moteurs de Hors Bord Yamaha, les pianos Yamaha, les ensembles de sonorisation Yamaha et aussi le matériel Haute Fidélité Yamaha. Ces produits divers sont bien entendu diffusés par des importateurs différents et le matériel qui nous intéresse, c'est-à-dire les produits HI-FI sont

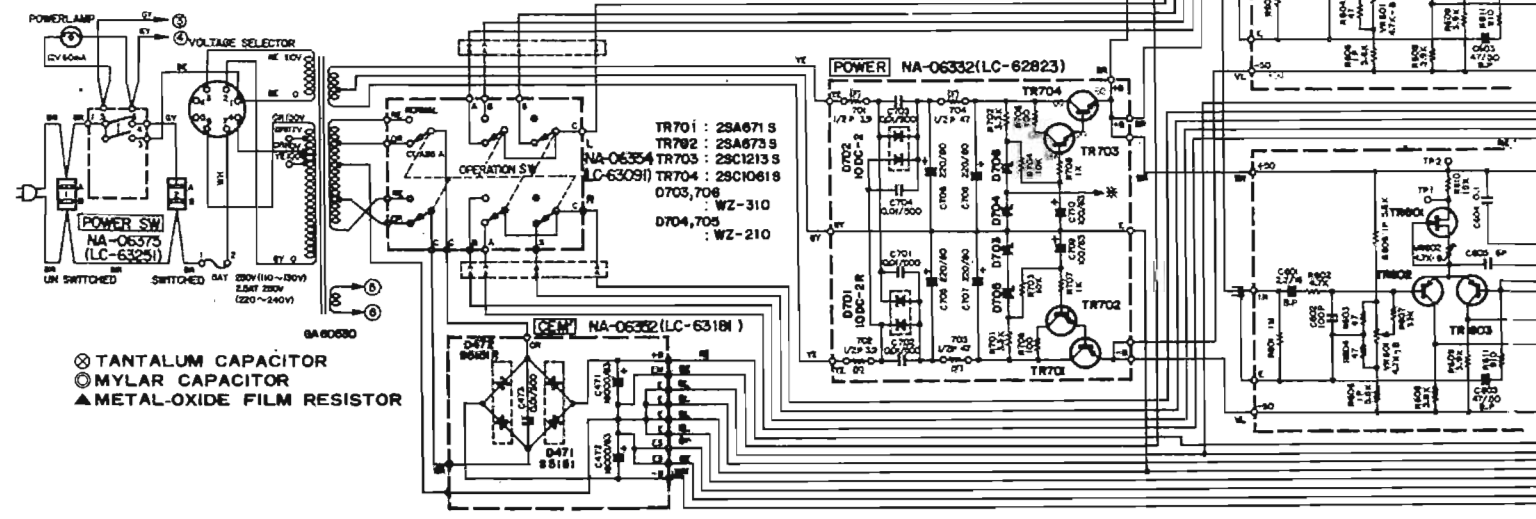
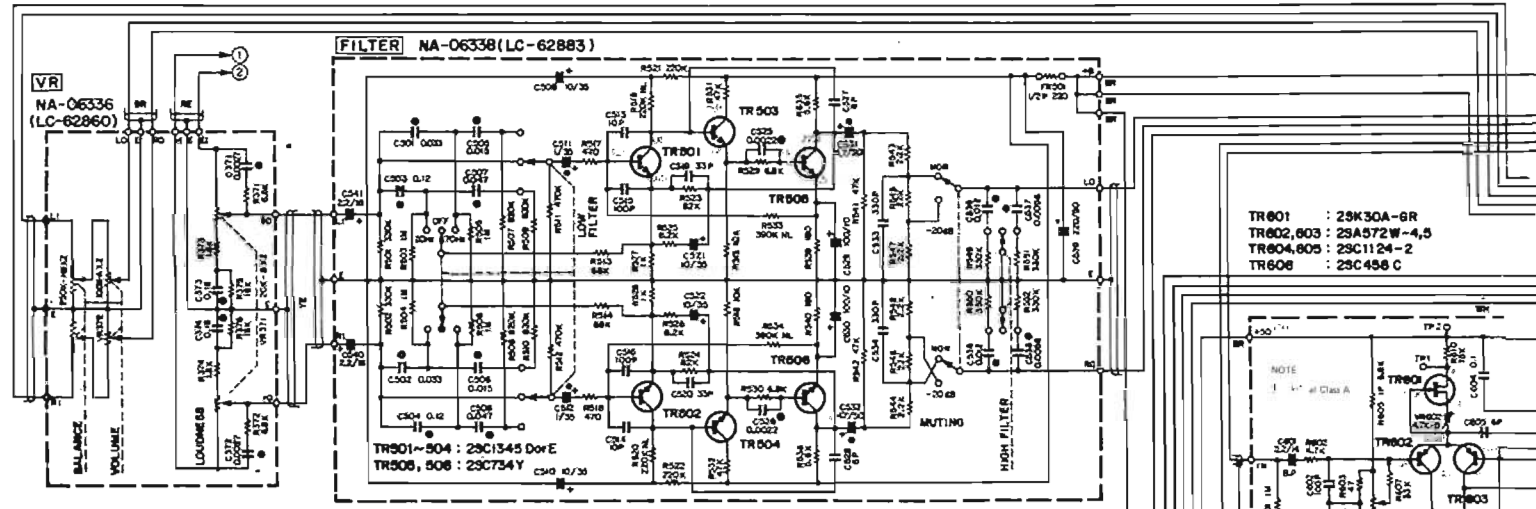
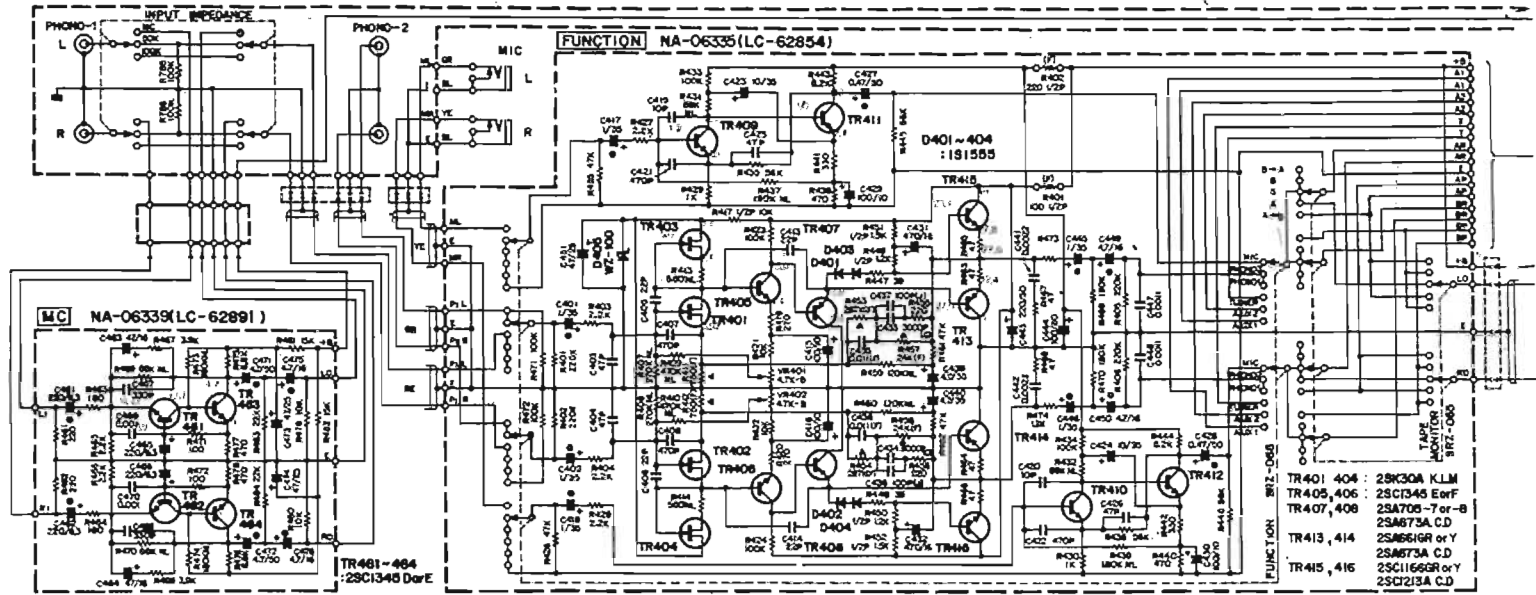
diffusés en France par HIFA, société spécialisée dans l'importation des produits de haute qualité. Nous ne savons pas quel rang occupe YAMAHA parmi les producteurs de matériel haute fidélité, mais nous savons que c'est le premier producteur de piano du Japon. Des statistiques déjà vieilles de deux ans nous ont appris que Yamaha fabriquait 120 000 pianos par an dont 110 000 étaient vendus au Japon. Mais revenons à notre problème. HIFA nous a demandé

d'étudier un amplificateur de grande classe, de grande puissance qu'il venait de recevoir et nous avons été flattés de voir que notre revue avait été choisie pour ce test difficile. L'amplificateur Yamaha CA 1000 est en effet un des plus sophistiqué que nous ayons jamais eus à tester aussi avons-nous confié cet appareil au laboratoire de Hi-Fi Stéréo, notre revue sœur aux fins d'essais. Nous avons considéré que les spécialistes en haute fidélité de ce laboratoire

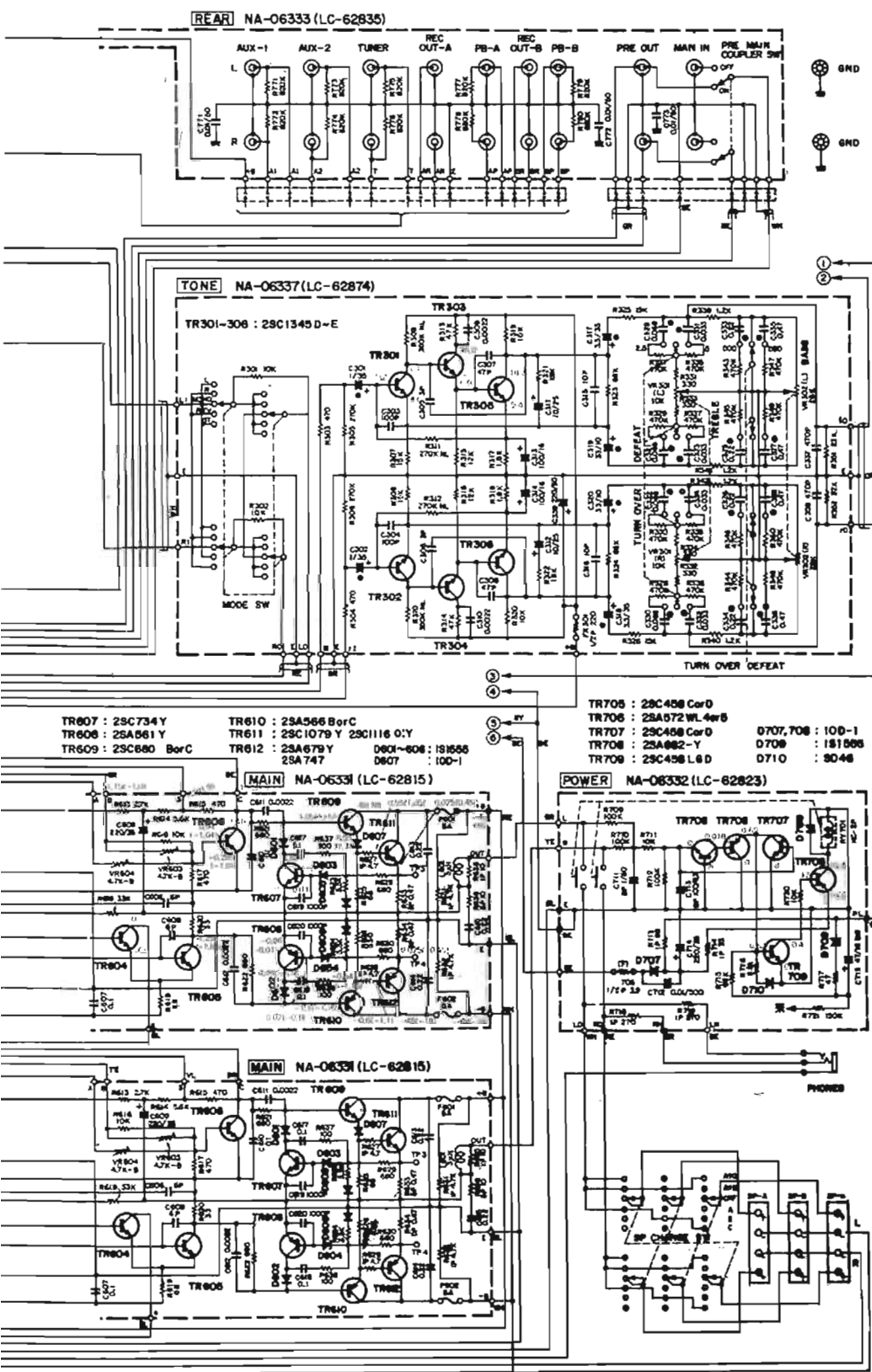
possédaient seuls les appareils de mesures nécessaires pour contrôler un appareil dont les performances sont remarquables. Ce long préambule mérite une explication. Jusqu'à ce jour tous les amplificateurs que nous avons eus à tester travaillaient en classe AB ou en classe A. Le CA 1000, peut travailler suivant les deux formules par une simple commutation. Et le commutateur est placé sur la face avant. Donc en une seule manœuvre, il est possible de passer du fonctionnement







⊗ TANTALUM CAPACITOR  
⊙ MYLAR CAPACITOR  
▲ METAL-OXIDE FILM RESISTOR



en classe AB au fonctionnement en classe A. Il est évident que les puissances délivrées sont très différentes dans les deux cas. Dans le premier cas, le constructeur dit dans ses spécifications que la puissance délivrée sur  $4 \Omega$  est  $2 \times 100 \text{ W}$  à  $1000 \text{ Hz}$ , de  $2 \times 75 \text{ W}$  à  $1000 \text{ Hz}$  et dans le deuxième cas de  $2 \times 15 \text{ W}$  sur  $8 \Omega$ . Le constructeur ne parle pas de la puissance délivrée en classe A sur  $4 \Omega$ . Nous pensons qu'il a raison. On trouve encore un dispositif de réglage original, c'est celui du correcteur physiologique. Dans presque toutes les réalisations que nous avons eues à examiner, nous avons trouvé deux types de correcteur physiologique. Le premier donne une correction fixe indépendante de la position du curseur du potentiomètre de puissance. Le deuxième donne une correction progressive en fonction de la position du curseur de contrôle de volume dans la moitié de sa course et une correction nulle, si l'on peut dire dans la deuxième moitié de la course du potentiomètre. En effet, tous nos lecteurs le savent, on utilise à cette fin des potentiomètres à point milieu.

Nous estimons que la première formule est plus valable que la seconde car elle laisse la liberté à l'utilisateur de choisir lui-même la puissance à laquelle il considère avoir besoin d'utiliser le correcteur physiologique, mais elle ne lui permet aucune progressivité dans son emploi. La deuxième lie l'action du correcteur physiologique à la position du curseur ce qui est une hérésie puisque, sauf dans les ensembles compacts personne ne sait quelle sera la puissance délivrée par la source, ce qui veut dire en clair que personne ne peut dire quelle sera la puissance délivrée pour une position déterminée du curseur du potentiomètre de contrôle de volume.

Yamaha a adopté une formule qui permet d'avoir une correction physiologique progressive pour n'importe quelle position du curseur du potentiomètre de volume. C'est donc la formule idéale pour l'utilisateur.

### POSSIBILITÉS DE L'AMPLIFICATEUR

Parlons d'abord des entrées, ce qui est logique. L'entrée Phono 1 est reliée à un commutateur à trois positions. Les deux premières positions de ce commutateur permettent le raccordement d'une cellule phonocaptricc sur deux impé-

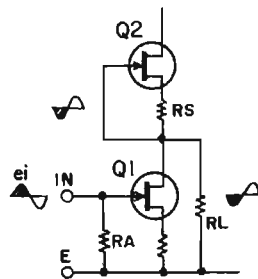
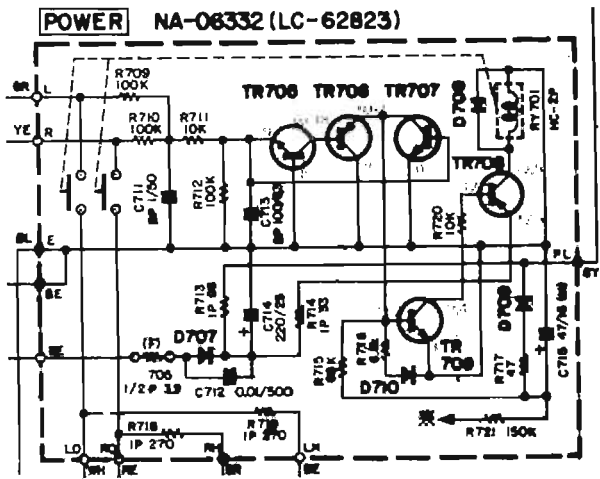


Fig. 1. — Quand le signal d'entrée est positif, la phase est inversée aux bornes de RS. Cette tension, opposée en phase avec le signal d'entrée, oblige Q<sub>2</sub> à travailler comme un push-pull. Le signal de sortie est disponible aux bornes de RL.

Fig. 2. — Schéma du circuit de protection des haut-parleurs en cas de claquage d'un transistor de sortie mettant ce dernier en court-circuit. Les lignes haut-parleurs suivent respectivement les circuits L/LO et R/RO et passent par les contacts des relais. Les haut-parleurs sont raccordés à LO / et RO, le casque est raccordé en RH et LH.



dances différentes : 50 kΩ et 100 kΩ, la sensibilité de l'entrée est alors de 3 mV. La troisième position permet le raccordement d'une cellule phonocaptrice dynamique. L'impédance d'entrée est alors de 100 Ω, la sensibilité de 200 μV. Voilà encore quelque chose d'original mais que nous avons déjà rencontré. L'entrée Phono 2 est de type classique. Les deux entrées microphone se trouvent à l'arrière de l'appareil, elles sont constituées par deux jacks au standard 6,35 mm. Elles sont prévues pour le raccordement de microphones à haute impédance (50 kΩ); la sensibilité est de 2,5 mV.

On trouve ensuite les huit prises cinch classiques permettant le raccordement de deux magnétophones à trois têtes magnétiques puis une entrée tuner et deux entrées auxiliaires. Le propriétaire de cet appareil qui voudra utiliser toutes les entrées devra prévoir un budget important s'il achète des appareils de la même classe que l'amplificateur.

Pour en terminer avec ce chapitre, disons que le préamplificateur peut être séparé de l'amplificateur par un inverseur qui est normalement bloqué.

**Les sorties.** On peut raccorder à l'appareil trois paires de haut-parleurs, et un casque. Un commutateur placé sur la face avant permet de sélectionner un groupe de haut-parleurs ou de grouper les haut-parleurs par groupes de deux. Le casque est toujours alimenté, mais une position de ce commutateur permet la suppression de l'écoute sur les haut-parleurs.

### LES FONCTIONS ET LEURS SÉLECTEURS

On trouve sur la face avant trois sélecteurs de fonctions. D'abord

un sélecteur d'entrées, nous ne nous étendons pas sur ce sélecteur étant donné que nous avons longuement parlé des entrées et de leurs possibilités. Puis un sélecteur de mode de fonctionnement. L'appareil peut travailler en mono sur un canal ou sur l'autre, sur les deux canaux simultanément en mono, sur les deux canaux en stéréo normale ou en stéréo inverse.

Un sélecteur spécial est prévu pour les magnétophones, il permet de faire du monitoring ou d'enregistrer sur l'un ou l'autre en se servant d'un des deux magnétophones comme source. Autrement dit on peut aisément copier d'un magnétophone sur l'autre et ceci quelque soit le magnétophone utilisé comme source.

Un quatrième sélecteur permet l'accès aux haut-parleurs dans les conditions que nous avons déjà définies.

### LES CORRECTEURS ET LES FILTRES

Nous n'allons pas reparler du correcteur physiologique si ce n'est pour dire qu'il est commandé par un gros bouton situé sur la face avant, mais nous allons nous étendre sur les correcteurs de tonalités qui sont comme dans tous les amplificateurs sophistiqués à deux points d'inflexion. Le correcteur de tonalité des fréquences basses a un premier point d'inflexion à 500 Hz, le second à 250 Hz. Le correcteur de tonalité des fréquences aiguës a son premier point d'inflexion à 2 500 Hz, le second à 5 000 Hz. Rappelons pour ceux qui l'auraient oublié que les points d'inflexion définissent la partie du spectre où la variation est de 3 dB. On retrouvera cela dans les courbes que nous publions plus loin.

Les points d'inflexion sont matériellement donnés par des in-

verseurs à trois positions, la position centrale met hors service le correcteur de tonalité considéré (en anglais « tone defeat »).

On trouve aussi sur la face avant deux inverseurs commandant la mise en ou hors service des filtres de graves et d'aiguës dont les points d'inflexion sont situés à deux fréquences pour chaque filtre : pour les basses à 70 Hz et 20 Hz, pour les aiguës à 6 000 Hz et 12 000 Hz.

Ces inverseurs sont également à trois positions, la position médiane mettant le filtre hors service. Bien entendu on trouve aussi le classique atténuateur de 20 dB si cher aux fabricants japonais.

### ACTION DES FILTRES ET DES CORRECTEURS

L'efficacité des correcteurs de tonalité est de l'ordre de ± 6 dB par octave, ce que nous considérons comme très suffisant. Les filtres ont une efficacité différente, celui des basses a une efficacité de 12 dB par octave, celui des aiguës de 6 dB par octave.

### CONSIDÉRATIONS SUR LA FABRICATION

La face avant est comme dans toutes les réalisations nippon-américaines en aluminium satiné. L'amplificateur est placé dans une boîte en vrai contre-plaqué, poli, mais verni mat du plus bel aspect. Sur la face supérieure se trouvent deux grandes ouvertures grillagées absolument nécessaires étant donné la puissance de l'amplificateur et surtout la possibilité qu'il a de pouvoir fonctionner en classe A. Tout le monde sait que lorsqu'un appareil fonctionne en classe A, le débit de l'étage final reste constant, ce qui explique la nécessité d'avoir une puissance

réduite dans ce mode de fonctionnement.

Le transformateur d'alimentation est très largement dimensionné et les condensateurs de filtrage ont une capacité énorme, rarement rencontrée : 18 000 μF.

La construction est modulaire; les modules sont reliés entre eux par des fils soudés sur les plaquettes imprimées. Les deux modules de puissance avec leurs radiateurs sont placés de chaque côté de l'amplificateur. Les radiateurs sont importants mais non énormes et cela nous a un peu étonné. L'expérience nous a prouvé que l'échauffement restait cependant dans des limites très admissibles.

Des blindages importants séparent tous les éléments modulaires, ils sont très efficaces comme nous le verrons dans le chapitre consacré aux mesures.

Les correcteurs de tonalité sont réalisés au moyen de potentiomètres équipés de disques à crans, ce qui permet de repérer exactement la tonalité sélectionnée pour l'écoute d'un disque déterminé. Nous précisons bien qu'il ne s'agit pas de contacteurs équipés de résistances comme on pourrait le croire.

Nous avons oublié de signaler que les boutons de réglage de tonalité comportent deux boutons très astucieusement disposés concentriquement qui fait que dans toutes les circonstances lorsqu'on a équilibré les tonalités, les deux boutons concentriques fonctionnent simultanément.

On peut regretter aussi que cet amplificateur ne soit pas équipé de dispositifs permettant l'équilibrage des entrées entre elles. Si cela n'a aucune importance pour les entrées des magnétophones, auxiliaires ou du tuner, car on peut supposer que les appareils annexes seront de classe et auront leur propre réglage de niveau de sortie, il n'en est malheureusement pas de

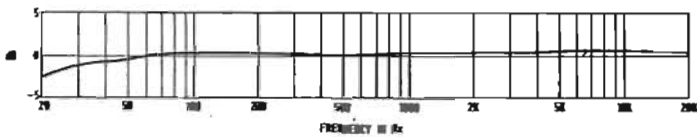


Fig. 3. — Ecart avec les recommandations de la norme RIAA.

## CHARACTERISTICS OF LOUDNESS CONTROL

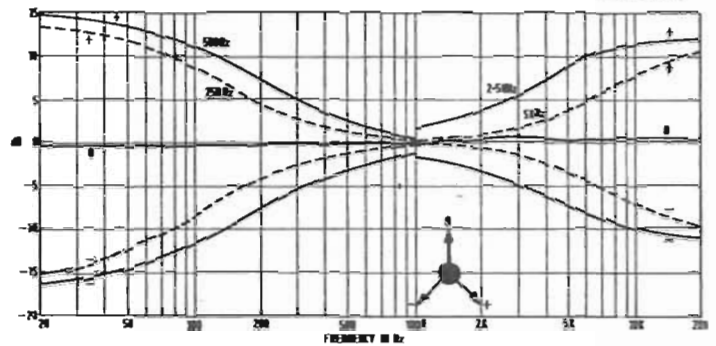
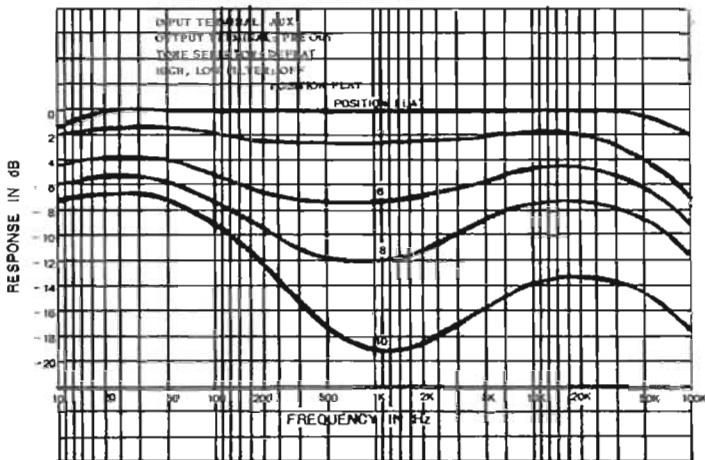


Fig. 5. — Courbes d'action des correcteurs de tonalité. Ces courbes ont été établies en tenant compte des points d'inflexions. Nous recommandons l'usage des points d'inflexion à 250 Hz et 5 000 Hz qui correspondent à une meilleure image de la haute-fidélité telle qu'elle est actuellement conçue.

Fig. 4. — Famille des courbes qu'il est possible d'obtenir avec le correcteur physiologique à action continue. Le correcteur physiologique agit d'une façon continue quelle que soit la position du curseur du potentiomètre de volume.

même pour les deux entrées phono et les entrées microphones. Ces dispositifs ne sont pas des gadgets, mais comme ils n'apparaissent pas sur le tableau de bord de la façade, beaucoup de constructeurs ont tendance même dans les meilleures fabrications à les ignorer.

tiomètre de balance supprimait complètement le son sur une voie ou sur l'autre. Nous aimons beaucoup cette solution qui permet des réglages d'équilibrage très précis si les haut-parleurs n'ont pas été appairés.

### EXAMEN DES CIRCUITS AMPLIFICATEURS

L'examen du schéma bloc intéressera beaucoup de techniciens; certaines particularités des circuits amplificateurs encore davantage. Mais parlons d'abord du schéma bloc.

Considérons le raccordement de l'entrée Phono n° 1. On y trouve sur une position dite MC, un préamplificateur spécial pour une cellule dynamique, qui est raccordé au préamplificateur RIAA par le commutateur. Les deux autres positions du commutateur sont reliées directement au préamplificateur RIAA mais permettent d'utiliser la cellule à deux impédances différentes. Le préamplificateur RIAA mérite des explications, en effet, il diffère totalement des préamplificateurs classiques en ce qui concerne son étage d'entrée. Celui-ci se compose en effet de deux transistors à effet de champ montés en série. Il est important de voir comment fonctionnent ces deux transistors.

Si l'on se place sur le plan fonctionnellement en courant continu, les

deux transistors sont effectivement montés en série. Mais si on regarde le fonctionnement de ce circuit en courant alternatif, le transistor  $Q_2$  et le transistor  $Q_1$  sont montés en parallèle, de telle sorte que l'impédance d'entrée est très élevée et l'impédance de sortie très basse.

En effet  $Q_2$  sert de résistance de charge à  $Q_1$  en utilisant l'impédance de sortie élevée de ce transistor à effet de champ. De plus le circuit est calculé pour donner un facteur RL très élevé. Ceci permet d'avoir un grand gain avec un faible taux de distorsion. Mais l'avantage de ce circuit ne se limite pas à cela. Il permet d'avoir un rapport signal/bruit élevé, une forte capacité d'entrée et d'obtenir, des circuits aval, des caractéristiques RIAA très précises. Et, ce qui est plus important encore, le préamplificateur est insensible au champ magnétique même si les émetteurs radio puissants sont très proches.

On remarquera aussi le préamplificateur spécial pour les microphones. A part cela on pourra s'attarder sur le circuit de correction physiologique à action continue qui présente un intérêt d'exploitation certain.

Si l'on examine l'étage d'entrée de l'amplificateur de puissance on trouve encore un transistor à effet de champ qui sert partiellement de charge à la paire de transistors différentiels. La protection électronique des transistors de puissance est assurée dans chaque voie d'une

façon très classique. Elle ne mérite qu'une mention d'existence. L'étage de sortie est composé des deux transistors de puissance complémentaires et la liaison avec les haut-parleurs est faite directement sans condensateur de liaison. Cette solution implique dans tout appareil bien conçu un circuit de protection des haut-parleurs. Chacun sait en effet que si un transistor de puissance « claque », une tension continue importante passe dans les bobines mobiles des haut-parleurs et celles-ci sont détruites en quelques dizaines de millisecondes. La protection est obtenue dans ce cas particulier comme on peut le voir par la coupure du circuit au moyen d'un relais. Nous donnons le schéma de ce circuit dont la réalisation permettra à de nombreux amateurs de protéger leurs haut-parleurs s'ils possèdent des amplificateurs à liaison directe sans dispositif de protection. Il leur suffira d'employer des relais à action rapide, ce qui n'est pas compliqué à trouver.

Il est aussi intéressant de jeter un coup d'œil sur le circuit de stabilisation qui est symétrique étant donné les transistors qui sont alimentés.

### LES PROTECTIONS

Dans un tel amplificateur, étant donné la puissance d'une part et la grande valeur des condensateurs de filtrage, il était nécessaire de



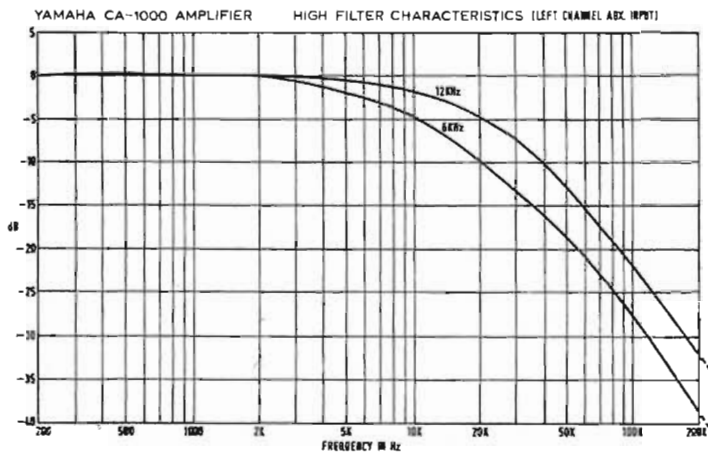


Fig. 6. — Courbe d'action du filtre d'aiguës aux deux points d'inflexion.

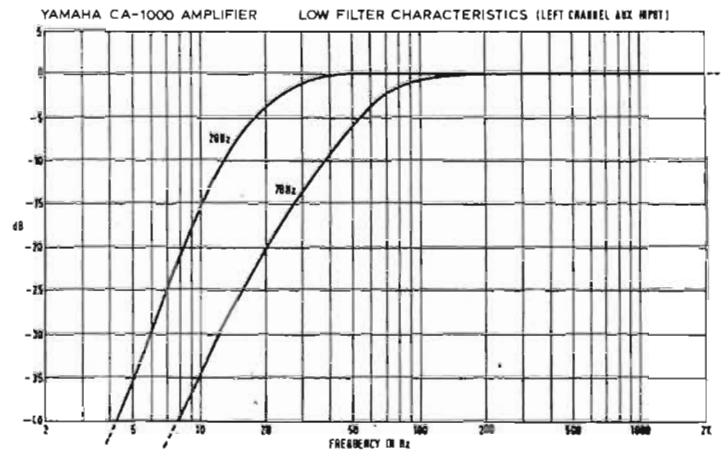


Fig. 7. — Courbes d'action au filtre de basses aux deux points d'inflexion.

prévoir des protections des circuits d'alimentation, aussi Yamaha a-t-il prévu un relais temporisateurs lors de la mise en service de l'amplificateur. Bien entendu les étages de puissance sont protégés par des disjoncteurs électroniques, mais le constructeur n'a pas négligé la protection des haut-parleurs étant donné que la liaison entre l'amplificateur et les haut-parleurs est faite sans condensateur. On peut donc consi-

dérer que dans le domaine de la protection tout le nécessaire a été fait.

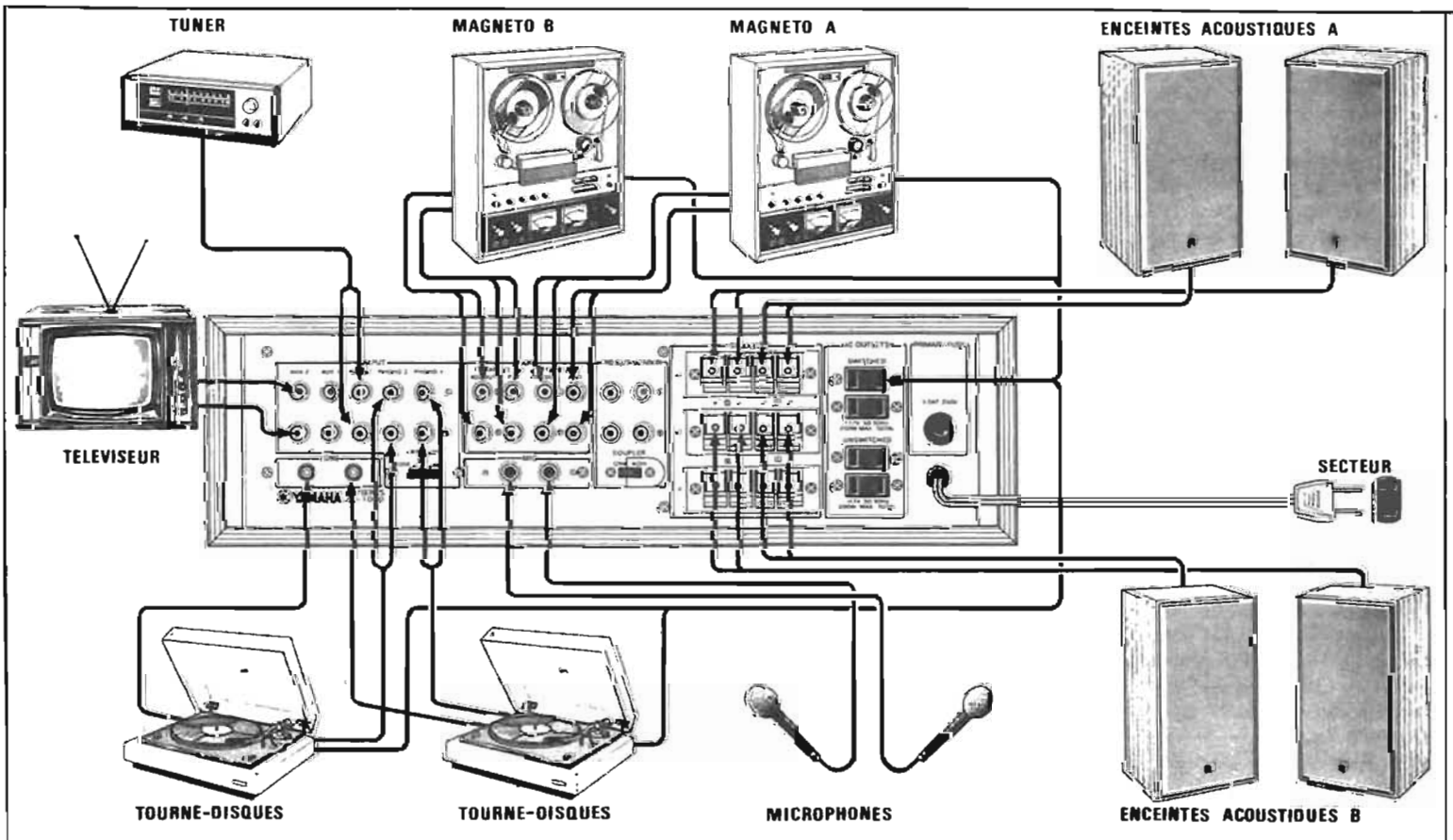
#### LES MESURES

Nous avons fait des mesures de puissance sur charges de  $4 \Omega$  et sur charges de  $8 \Omega$  à 1000 Hz, elles apparaissent dans le tableau I avec bien entendu une mesure du taux de distorsion faite pendant la mesure. On pourra remarquer qu'à la puissance limite lorsque

l'appareil travaille en classe A, la distorsion est légèrement plus élevée que lorsqu'il travaille à la puissance maximale en classe AB.

Ce phénomène est dû à deux causes. Premièrement : le point d'écrtage ne peut être déterminé que visuellement et une différence

Rapport signal/bruit			
Entrée	Non pondéré	Pondération professionnelle	Pondération amateur
Haut niveau P.U. (pour 5 mV)	64 dB 52 dB	66 dB 52 dB	> 75 dB 70 dB



Distorsion harmonique				
Classe	Fréquence	Puissance sur 4 Ω		
		2 × 1 W	2 × 50 W	2 × P max.
AB	20 Hz	0,050 %	0,030 %	0,46 %
	1 000 Hz	0,038 %	0,016 %	0,17 %
	10 000 Hz	0,030 %	0,010 %	0,12 %
A	20 Hz	0,050 %	0,030 %	
	1 000 Hz	non mesurable	0,012 %	
	10 000 Hz	non mesurable	0,010 %	

Sensibilité des entrées		
Entrée	Sensibilité	Saturation
Aux.	125 mV	non saturable
Tuner	125 mV	«
Magnétophone	125 mV	«
PU 1 × 2	2,9 mV	320 mV

Charge	Classe	P. max. 1 kHz	D. Harm.
4 Ω	AB	2 × 136 W	0,17 %
8 Ω	AB	2 × 80 W	0,12 %
8 Ω	A	2 × 13,5 W	0,3 %

CARACTÉRISTIQUES DU CONSTRUCTEUR		
	Classe B	Classe A
Puissance	100 W + 100 W (4 Ω) à 1 000 Hz 75 W + 75 W (8 Ω) à 1 000 Hz	15 W + 15 W (8 Ω)
Distorsion harmonique totale		
Amplificateur de puissance seulement	< 0,1 %	< 0,1 %
Préamplificateur	< 0,1 %	< 0,1 %
Distorsion d'intermodulation	< 0,1 %	< 0,1 %
Bande passante	5 à 50 000 Hz	5 à 100 000 Hz
Impédance de charge	4 à 16 Ω	(4) 8 à 16 Ω
Séparation des canaux	> 60 dB	
Rapport signal/bruit		
Phono	> 80 dB	
Micro	> 70 dB	
Tuner, Aux., Magnéto	> 90 dB	
Ampli puissance seul	> 100 dB	
à volume mini	> 90 dB	
Sensibilité et impédance des entrées		
Phono 1	3 mV (50 kΩ, 100 kΩ)	200 μV (100 Ω)
Phono 2	3 mV (50 kΩ)	
Micro	2,5 mV (50 kΩ)	
Tuner, Aux. 1, Aux. 2	120 mV (40 kΩ)	
Magnéto	120 mV (40 kΩ)	
Entrée amplificateur de puissance	775 mV (40 kΩ), 330 mV (classe A)	
Contrôles de tonalité		
Graves	+ 15 dB - 15 dB à 50 Hz	
Aigus	+ 10 dB - 10 dB à 10 000 Hz	
Filtres		
Bas	- 3 dB à 20 Hz, 70 Hz (10 dB par octave)	
Haut	- 3 dB à 6 000 Hz, 12 000 Hz (6 dB par octave)	
Contrôle physiologique	+ 10 dB à 100 Hz, + 5 dB à 10 000 Hz	
Alimentation secteur	110, 117, 130, 220, 240 V - 50/60 Hz	
Consommation max.	420 W	
Dimensions	436 × 144 × 323 mm	
Poids	15,5 kg	

aussi faible ne peut apparaître; deuxièmement : il faut savoir et cela est très important que les distorsionmètres n'enregistrent pas les distorsions de raccordement et ceci fausse les résultats de toutes les mesures. Ceci explique pourquoi des appareils ayant des taux de distorsion identiques donnent à l'écoute des résultats très différents les uns des autres.

Les diverses courbes sur l'efficacité des correcteurs en fonction du mode choisi sont suffisamment éloquentes pour n'appeler aucun commentaire. Dans le tableau II, nous avons fait apparaître les résultats de nos mesures des taux de distorsion harmonique en fonction de la fréquence et de la puissance de sortie. On trouve ici une amélioration légère mais mesurable lorsque l'appareil travaille en classe A. Mais à l'écoute, il nous a été impossible de savoir si l'appareil travaillait en classe A ou en classe AB.

Bien entendu, comme il est de règle dans nos bancs d'essais, toutes les mesures de puissance ont été faites avec les deux canaux en service. Toutes les mesures de distorsion également. La tension du secteur était lors des essais de 226 V. Il sera difficile de comparer nos mesures avec les spécifications du constructeur étant donné que celui-ci donne d'une part les taux de distorsion de l'amplificateur de puissance et d'autre part les taux de distorsion du préamplificateur. Nous sommes nettement contre cette manière de faire qui ne permet pas aux amateurs qui ne sont pas très avertis de faire des comparaisons entre les appareils.

Nous n'avons pas établi de tableau pour le taux de distorsion d'intermodulation, car si celui-ci atteint 0,3 % à la puissance maximale de l'amplificateur, il tombe tellement rapidement que nous

considérons qu'il n'est plus mesurable.

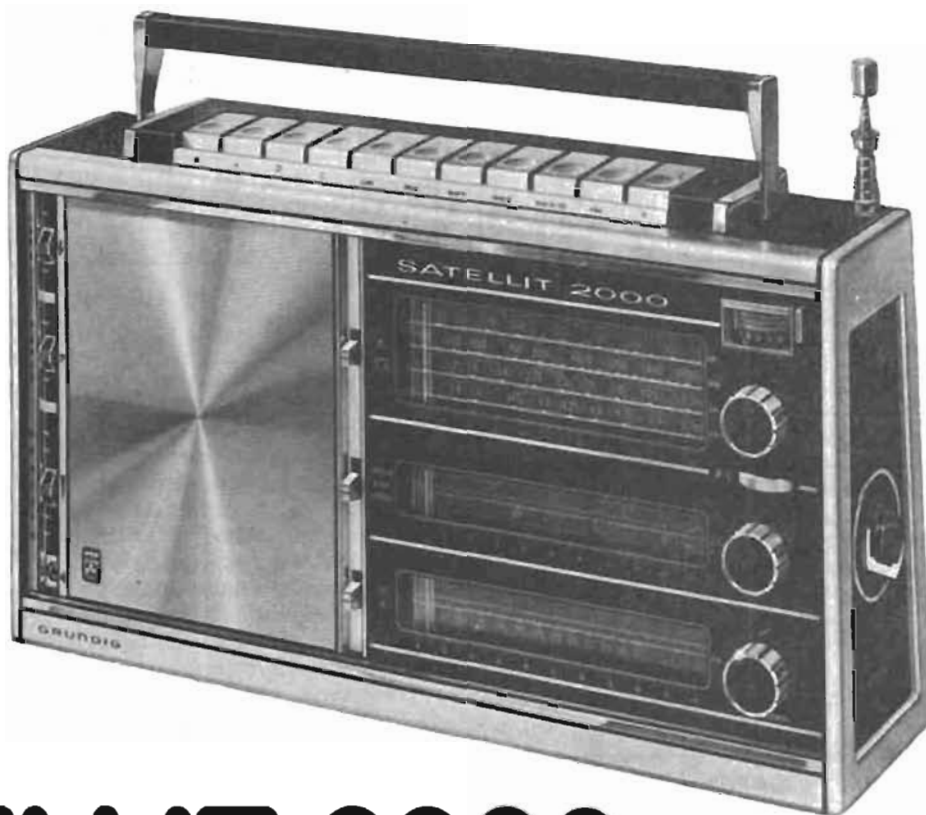
Nous tenons à répéter ce que nous avons dit très souvent, qu'en dessous de 0,1 % les mesures de distorsion ne voulaient plus rien dire. Nous maintenons toujours cette position. Et l'amplificateur que nous venons de tester ne vaudra rien s'il n'est pas relié à des transducteurs de grande classe.

Nous ne ferons pas de commentaires sur les mesures faites sur cet amplificateur autres que celui-ci : sur le plan mesure, il est difficile de trouver mieux.

## L'ÉCOUTE

Le rôle d'un amplificateur est d'être incorporé dans une chaîne haute-fidélité pour faire de la musique. Nous avons donc utilisé cet appareil avec une platine de grande classe équipée d'une cellule dynamique, un tuner de très bonne facture et des haut-parleurs correspondant à la qualité des moniteurs de studio d'enregistrement. Bien entendu dans ces conditions aucune distorsion n'était apparente et la qualité du son était celle délivrée par les sources, puisque les haut-parleurs ne donnaient aucune coloration. Malgré tous nos efforts, il nous a été presque impossible de savoir si le son était meilleur en classe A qu'en classe AB. La différence ne peut exister que si le raccordement des deux parties de la sinusoïde se fait mal. Dans un amplificateur d'une telle valeur, il aurait fallu fonctionner à la limite du seuil d'audibilité pour s'apercevoir d'un défaut. Or en écoute normale la chose n'est pas possible.

# le récepteur GRUNDIG



## SATELLIT 2000

**N**OUS avons décrit dans un précédent numéro, l'intéressant récepteur « GRUNDIG » Satellit 1000 (HP 1405), permettant la réception des stations du monde entier. Différentes versions en ont été produites pendant plusieurs années, et une version nouvelle vient d'être commercialisée. Celle-ci est assez notablement différente, pour que sa dénomination en soit changée.

Le Satellit 2000 a sa présentation modifiée, permettant une exploitation plus simple des différentes possibilités de l'appareil, ses circuits ont subi une refonte améliorant les caractéristiques en certains points. L'allure reste identique au modèle précédent, le même coffret est employé.

### CARACTÉRISTIQUES

Récepteur à 13 gammes d'ondes, plus 8 bandes étalées.

La réception est assurée sans trous entre 145 kHz et 30 MHz,

excepté la portion inévitable située autour de la fréquence intermédiaire qu'il est impossible de recevoir sur un récepteur non professionnel. La couverture exacte est 145 - 420 kHz, 510 - 30 000 kHz.

#### Gammes d'ondes :

- FM, 87,5 - 108 MHz.
- GO, 145 - 420 kHz (2 060-714 m).
- PO, 510 - 1 620 kHz (588-185 m).
- OC1, 1 600 - 3 500 kHz (187-85 m).
- OC2, 3 300 - 5 200 kHz (90-58 m).
- OC3, 5 - 6,65 MHz (60-45 m), bande étalée 49 m, 5, 91 - 6,28 MHz.
- OC4, 6,6 - 8,4 MHz (45,5-36 m), bande étalée 40-41 m, 6,99 - 7,32 MHz.
- OC5, 8,2 - 10,55 MHz (36-28,5 m), bande étalée 31 m, 9,4 - 9,9 MHz.
- OC6, 10,5 - 13,2 MHz (28,5-23 m), bande étalée 25 m, 11,6 - 12,1 MHz.

OC7, 12,9 - 16,3 MHz (23,5-18,5 m), bande étalée 19 m, 15 - 15,7 MHz.

OC8, 15,8 - 19,8 MHz (19-15,5 m), bande étalée 16 m, 17,4 - 18,1 MHz.

OC9, 18,35 - 23,5 MHz (16,5-13 m), bande étalée 13 et 15 m, 20,9 - 21,9 MHz.

OC10, 23,4 - 30 MHz (13-10 m), bande étalée 11 m, 25,4 - 26,5 MHz.

Fréquence intermédiaire : FM, 10,7 MHz; GO - PO - OC1 - OC2, 460 kHz, OC3 - OC10, double changement de fréquences, 2 MHz - 460 kHz.

Antennes : réception sur toutes gammes avec l'antenne télescopique et le cadre ferrite incorporé. Prises extérieures pour FM symétrique, pour AM, et antenne auto avec trimer d'ajustage.

Sélectivité variable toutes bandes sauf FM, bande large ou étroite.

Réception CW-SSB à l'aide d'un bloc extérieur fourni sur option, type SSB 210 ou SSB 2000 (nouvelle version).

AFC commutable en FM. Prise DIN pour magnétophone enregistrement lecture et pick-up céramique.

Puissance basse fréquence : sur piles 2,5 W; sur réseau 4 W.

Correction de tonalité séparée graves-aigus.

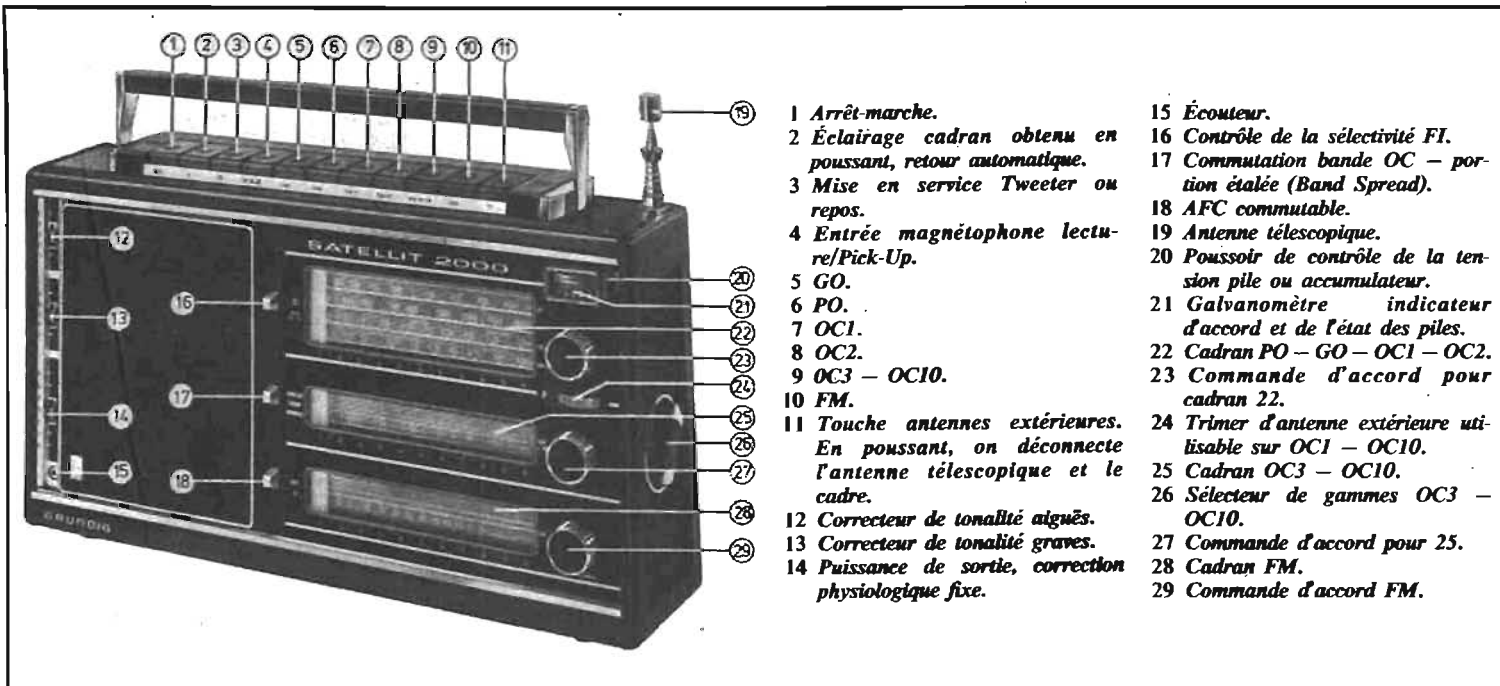
Haut-parleurs : 1 HP + 1 tweeter commutable.

Sortie HP extérieur, impédance : 4 Ω.

Prise écouteur.

Alimentation : soit à partir de 6 piles torches 1,5 V; accumulateur 9 V incorporé; alimentation réseau incorporé 110-220 V assurant la charge automatique régulée de l'accumulateur si celui-ci est installé; source continue de 9-16 V extérieure.

Consommation : sans signal, sur piles 32 mA/9 V, sur réseau, 5 W/220 V; avec signal, sur piles 55 mA/9 V, sur réseau 13 W/220 V.



- 1 Arrêt-marche.
- 2 Éclairage cadran obtenu en poussant, retour automatique.
- 3 Mise en service Tweeter ou repos.
- 4 Entrée magnétophone lecture/Pick-Up.
- 5 GO.
- 6 PO.
- 7 OC1.
- 8 OC2.
- 9 OC3 - OC10.
- 10 FM.
- 11 Touche antennes extérieures. En poussant, on déconnecte l'antenne télescopique et le cadre.
- 12 Correcteur de tonalité aiguës.
- 13 Correcteur de tonalité graves.
- 14 Puissance de sortie, correction physiologique fixe.

- 15 Écouteur.
- 16 Contrôle de la sélectivité FI.
- 17 Commutation bande OC - portion étalée (Band Spread).
- 18 AFC commutable.
- 19 Antenne télescopique.
- 20 Poussoir de contrôle de la tension pile ou accumulateur.
- 21 Galvanomètre indicateur d'accord et de l'état des piles.
- 22 Cadran PO - GO - OC1 - OC2.
- 23 Commande d'accord pour cadran 22.
- 24 Trimer d'antenne extérieure utilisable sur OC1 - OC10.
- 25 Cadran OC3 - OC10.
- 26 Sélecteur de gammes OC3 - OC10.
- 27 Commande d'accord pour 25.
- 28 Cadran FM.
- 29 Commande d'accord FM.

Autonomie : environ 135 heures sur piles, niveau de sortie moyen, 47 heures avec l'accumulateur 9 V PC 476 GRUNDIG. Durée de la charge, de l'ordre de 15 heures. Contrôle par galvanomètre/S-mètre.

Encombrement : 460 x 250 x 120 mm, pour un poids de 6,3 kg sans piles.

équipés de potentiomètres à glissière et disposés à l'extrême gauche verticalement.

L'antenne télescopique se déploie sur 80 cm pour la FM, 1 400 mm pour les OC; elle est orientable sur 360° en azimut, inclinée à 45 ou 90° en site.

Le galvanomètre comporte trois échelles pour ses deux fonctions. En S-mètre, il est gradué de 1 à 5, et sert d'indicateur d'accord, en voltmètre, il contrôle à l'aide de zones rouges et vertes l'état des piles ou de l'accumulateur.

Pour les gammes OC3 - OC10,

la sélection est réalisée par un commutateur rotatif, conçu de manière analogue à celle d'un rotacteur TV, disposé sur le flanc droit du récepteur. Il présente à chaque position, la bande exploitée devant le cadran central. Afin de faciliter les manipulations, la

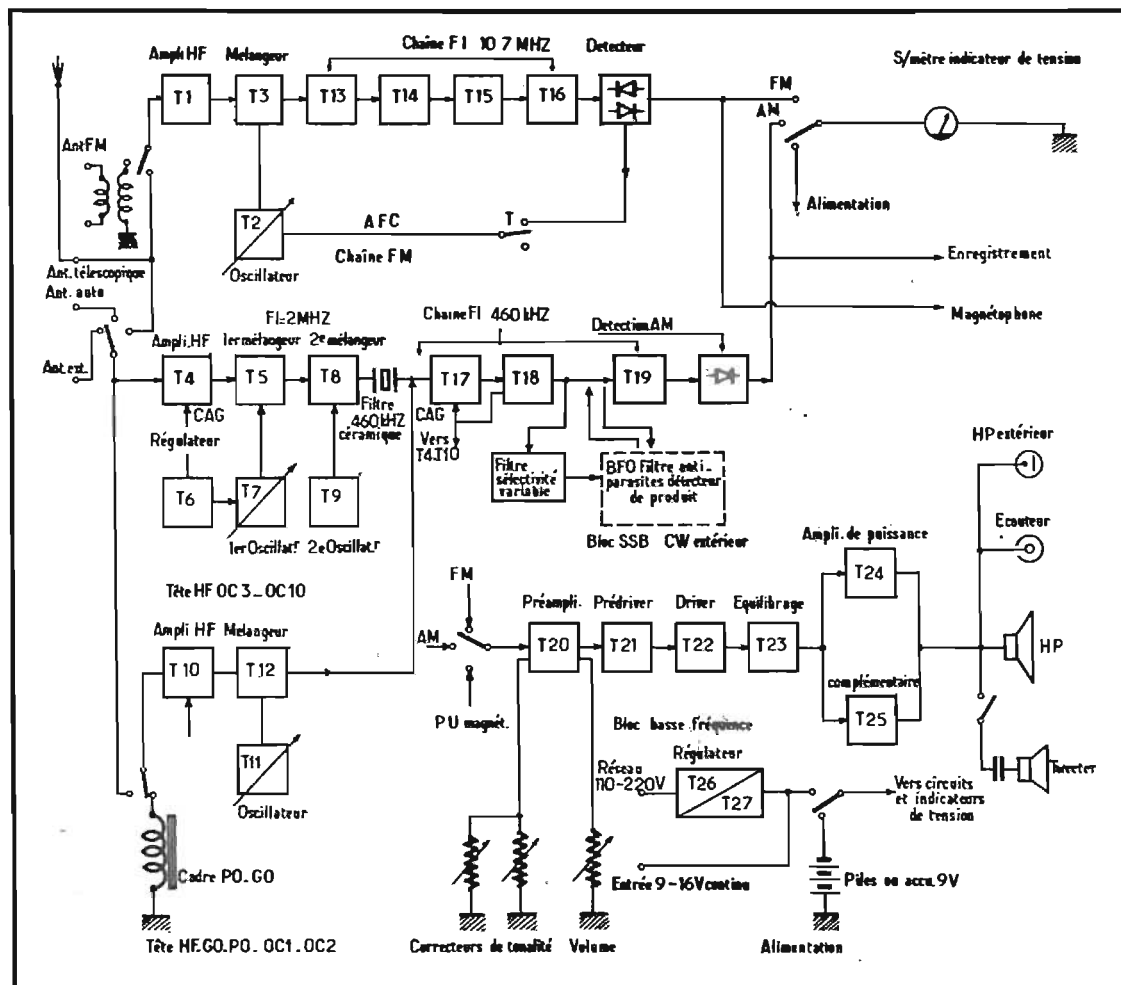
## PRÉSENTATION

Alors que la face avant du Satellit 1000 nécessitait une étude approfondie, afin d'assimiler son mode d'emploi, le 2000 comporte une disposition de cadrans claire et immédiatement lisible (Fig. 1).

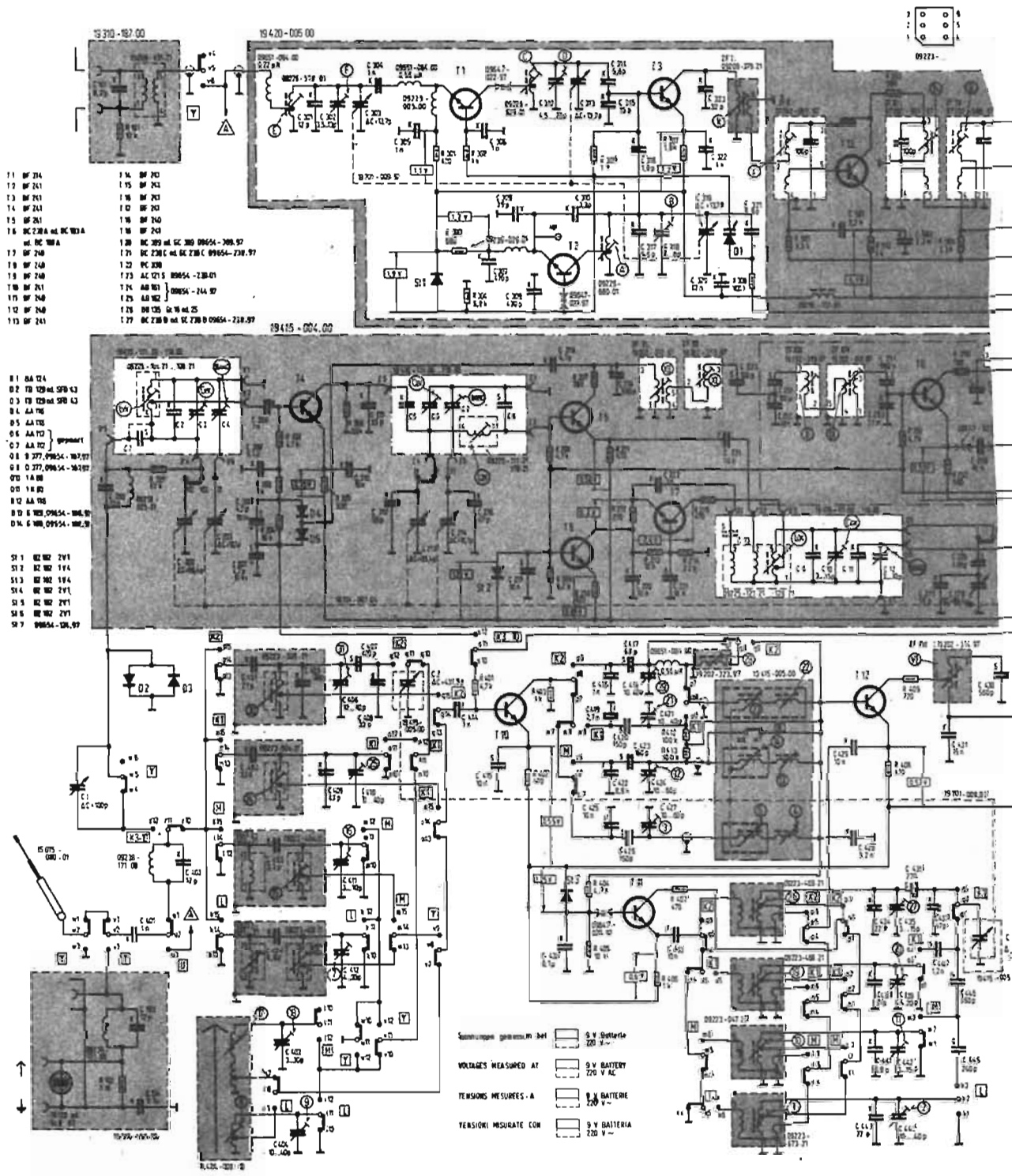
Trois cadrans séparés sont installés pour les bandes FM en bas, OC3 - OC10 au centre, PO - GO - OC1 - OC2 en haut. Chaque cadran est muni de sa commande d'accord propre, déplaçant une aiguille gravée sur la gamme exploitée.

L'éclairage du cadran exploité est assuré en alimentation réseau, ainsi que le S-mètre, et sur alimentation continue externe. En fonctionnement sur piles ou accumulateur, la pression du doigt sur une touche permet l'éclairage, coupant celui-ci dès relâchement de celle-ci.

Le clavier à touches supérieur permet la sélection de la gamme ou de la fonction choisie, et les inverseurs CAF, sélectivité normale ou étroite, et bande normale ou étalée sont particulièrement bien placés. Le contrôle du volume et les corrections de tonalité sont comme sur le modèle précédent,







rotation est possible dans les deux sens sans blocage, ce qui permet par exemple de passer en un seul pas de OC3 première gamme à OC10 dernière gamme.

Sur l'arrière de l'appareil, un

compartiment muni d'un volet, permet le rangement du câble réseau, non débranchable.

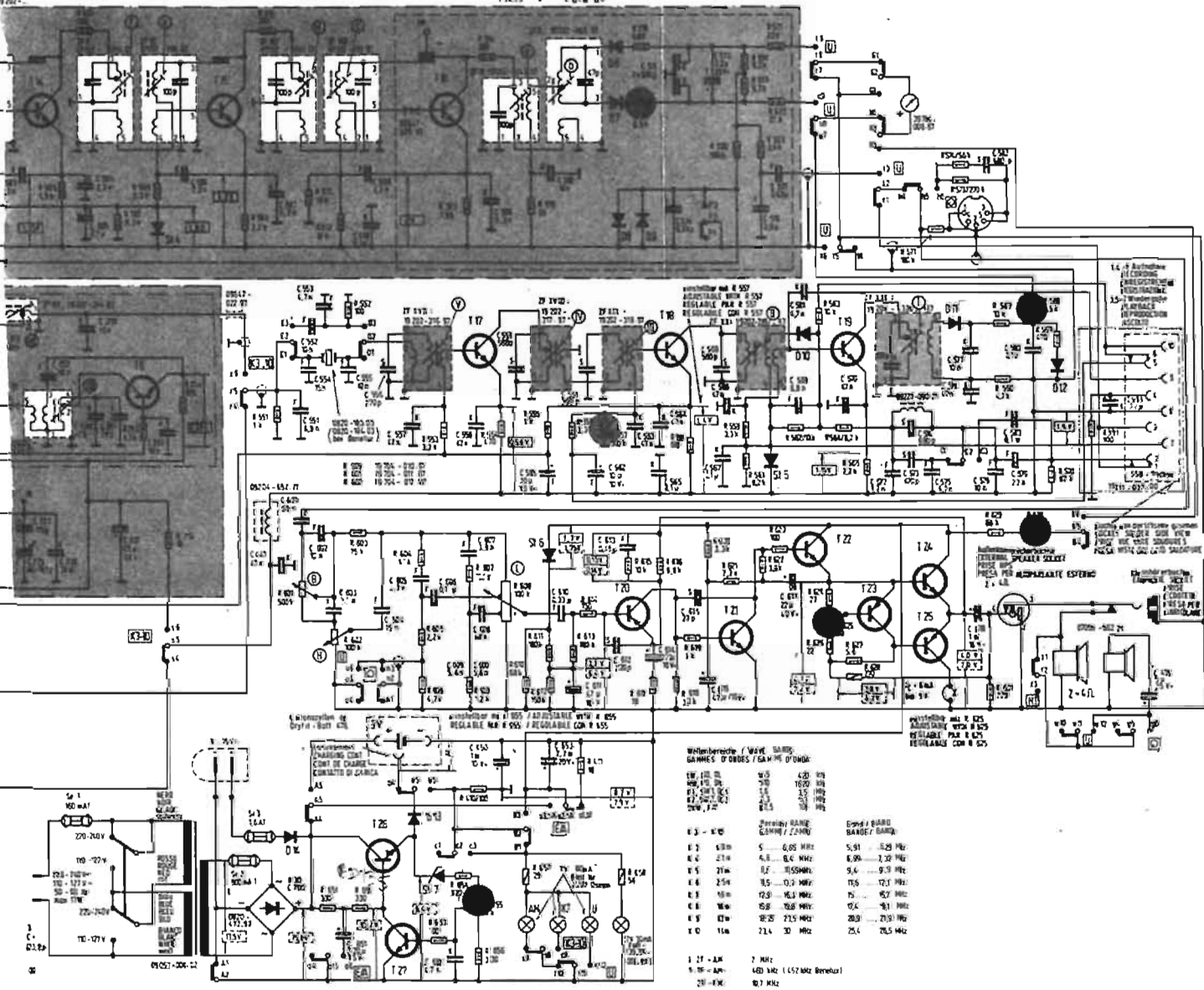
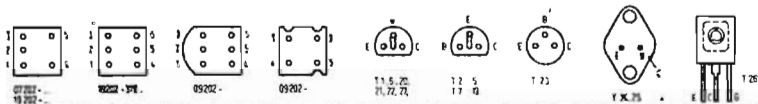
Un inverseur à voyant optique rouge permet de commuter le genre alimentation : piles ou accu-

mulateur - réseau de 12/16 V extérieur.

Les connexions des antennes, magnétophone et accessoires, sont toutes au standard DIN, sauf la prise antenne autoradio. Il est pos-

sible sur cette dernière, d'installer un goniomètre extérieur.

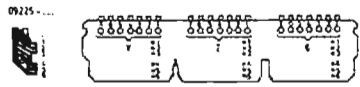
Le bloc décodeur SSB-CW est raccordé par une prise rectangulaire à 10 contacts, il se fixe à



Wavelengths / Wave Bands / Longitudes / Ondes / Bandes / Longitudes

1W	100	1.0	300	100
2W	200	1.5	450	150
3W	300	2.0	600	200
4W	400	2.5	750	250
5W	500	3.0	900	300
6W	600	3.5	1050	350
7W	700	4.0	1200	400
8W	800	4.5	1350	450
9W	900	5.0	1500	500
10W	1000	5.5	1650	550
11W	1100	6.0	1800	600
12W	1200	6.5	1950	650
13W	1300	7.0	2100	700
14W	1400	7.5	2250	750
15W	1500	8.0	2400	800
16W	1600	8.5	2550	850
17W	1700	9.0	2700	900
18W	1800	9.5	2850	950
19W	1900	10.0	3000	1000
20W	2000	10.5	3150	1050
21W	2100	11.0	3300	1100
22W	2200	11.5	3450	1150
23W	2300	12.0	3600	1200
24W	2400	12.5	3750	1250
25W	2500	13.0	3900	1300
26W	2600	13.5	4050	1350
27W	2700	14.0	4200	1400
28W	2800	14.5	4350	1450
29W	2900	15.0	4500	1500
30W	3000	15.5	4650	1550
31W	3100	16.0	4800	1600
32W	3200	16.5	4950	1650
33W	3300	17.0	5100	1700
34W	3400	17.5	5250	1750
35W	3500	18.0	5400	1800
36W	3600	18.5	5550	1850
37W	3700	19.0	5700	1900
38W	3800	19.5	5850	1950
39W	3900	20.0	6000	2000
40W	4000	20.5	6150	2050
41W	4100	21.0	6300	2100
42W	4200	21.5	6450	2150
43W	4300	22.0	6600	2200
44W	4400	22.5	6750	2250
45W	4500	23.0	6900	2300
46W	4600	23.5	7050	2350
47W	4700	24.0	7200	2400
48W	4800	24.5	7350	2450
49W	4900	25.0	7500	2500
50W	5000	25.5	7650	2550
51W	5100	26.0	7800	2600
52W	5200	26.5	7950	2650
53W	5300	27.0	8100	2700
54W	5400	27.5	8250	2750
55W	5500	28.0	8400	2800
56W	5600	28.5	8550	2850
57W	5700	29.0	8700	2900
58W	5800	29.5	8850	2950
59W	5900	30.0	9000	3000
60W	6000	30.5	9150	3050
61W	6100	31.0	9300	3100
62W	6200	31.5	9450	3150
63W	6300	32.0	9600	3200
64W	6400	32.5	9750	3250
65W	6500	33.0	9900	3300
66W	6600	33.5	10050	3350
67W	6700	34.0	10200	3400
68W	6800	34.5	10350	3450
69W	6900	35.0	10500	3500
70W	7000	35.5	10650	3550
71W	7100	36.0	10800	3600
72W	7200	36.5	10950	3650
73W	7300	37.0	11100	3700
74W	7400	37.5	11250	3750
75W	7500	38.0	11400	3800
76W	7600	38.5	11550	3850
77W	7700	39.0	11700	3900
78W	7800	39.5	11850	3950
79W	7900	40.0	12000	4000
80W	8000	40.5	12150	4050
81W	8100	41.0	12300	4100
82W	8200	41.5	12450	4150
83W	8300	42.0	12600	4200
84W	8400	42.5	12750	4250
85W	8500	43.0	12900	4300
86W	8600	43.5	13050	4350
87W	8700	44.0	13200	4400
88W	8800	44.5	13350	4450
89W	8900	45.0	13500	4500
90W	9000	45.5	13650	4550
91W	9100	46.0	13800	4600
92W	9200	46.5	13950	4650
93W	9300	47.0	14100	4700
94W	9400	47.5	14250	4750
95W	9500	48.0	14400	4800
96W	9600	48.5	14550	4850
97W	9700	49.0	14700	4900
98W	9800	49.5	14850	4950
99W	9900	50.0	15000	5000
100W	10000	50.5	15150	5050

Series / Série / Série	Component / Composant / Composant	Value / Valeur / Valeur	Location / Localisation / Localisation
1.1	Resistor	100k	PC1
1.2	Capacitor	100p	PC2
1.3	Resistor	10k	PC3
1.4	Capacitor	100n	PC4
1.5	Resistor	1k	PC5
1.6	Capacitor	10n	PC6
1.7	Resistor	100k	PC7
1.8	Capacitor	100p	PC8
1.9	Resistor	10k	PC9
1.10	Capacitor	100n	PC10
1.11	Resistor	1k	PC11
1.12	Capacitor	10n	PC12
1.13	Resistor	100k	PC13
1.14	Capacitor	100p	PC14
1.15	Resistor	10k	PC15
1.16	Capacitor	100n	PC16
1.17	Resistor	1k	PC17
1.18	Capacitor	10n	PC18
1.19	Resistor	100k	PC19
1.20	Capacitor	100p	PC20



von der Folie ablesen  
SOLDER SIDE VIEW  
VUE CÔTÉ SOLDERES  
VISTA C/LATO SOLDERATE

Indicaciones von Folie ablesen  
ALTERNATIVE VUE CÔTÉ SOLDERES  
INDICACIONES RE SERIEDES  
SERIE SERIEDES DE SERIEDES

l'aide d'une languette munie d'une vis sous le récepteur. Deux trous taraudés disposés sous l'appareil permettent la fixation de celui-ci, s'il est utilisé par exemple sur un bateau. Le

compartiment des piles est accessible par une trappe disposée sous l'appareil. Côté technique et technologie, modifications importantes. (Fig. 2). Alors que sur l'appareil précé-

dent, une chaîne FI commune exploitait les signaux AM et FM, ici la solution la meilleure a été employée, séparant cette fonction pour les deux modes de modulation.

Le récepteur AM comporte pour toutes ses gammes, une chaîne FI sur 460 kHz, précédée par un filtre céramique. Le double changement de fréquence sur les bandes OC3 - OC10 est conservé,

mais avec une valeur de première FI portée à 2 MHz, ce qui améliore la réjection image. La bande 1 600 — 5 000 kHz est exploitée ici en deux gammes, OC1 — OC2, ce qui permet un bien meilleur étalement et une recherche des stations nettement facilitée.

Le schéma de la tête HF OC1 — OC2 — PO — GO est sans changement, sur le bloc OC3 — OC10, le passage de la bande exploitée à la bande étalée est assuré par des condensateurs variables de plus faible valeur, alors que précédemment cette commutation était assurée par un condensateur fixe ajouté en série avec le CV. La disposition adoptée assure une plus grande précision de la couverture de gamme au prix de l'emploi d'un condensateur variable à 6 cages au lieu de 3.

Côté FM, la tête HF est réalisée à l'aide de transistors bipolaires au lieu de fet sur l'amplificateur et le mélangeur qu'employait le Satellit 1000.

Tous les composants sont classiques, aucun circuit intégré amenant une simplification au niveau de la fabrication n'est utilisé. Les composants classiques n'ont donc pas dit leur dernier mot.

Le rotacteur des bandes OC3 — OC10 est de conception nouvelle, et les différentes commandes sont grandement amplifiées par l'emploi de boutons d'accord séparés sur 3 sections.

Les circuits basse fréquence reçoivent un étage supplémentaire, assurant l'équilibrage des transistors de sortie; le potentiomètre de volume comporte toujours la prise de correction physiologique.

Le circuit de décodage SSB 210 est installé dans un petit boîtier de format 105 x 65 mm, muni du cordon de raccordement que l'on enfiche à l'arrière du récepteur.

Ce bloc comporte deux molettes latérales, réglant le niveau de gain FI manuel et la fréquence BFO. Trois interrupteurs commutent respectivement le gain FI manuel ou automatique, la mise sous tension du BFO, et la mise en service du limiteur de parasites.

#### EXAMEN DES CIRCUITS (schéma général)

La partie réception FM est disposée en haut du schéma. La tête HF reçoit les signaux à partir de l'antenne télescopique ou du circuit symétrique bouclé sur un aérien extérieur. Après passage

dans un filtre de bande et un circuit accordé, ils sont appliqués sur l'émetteur du transistor T<sub>1</sub>, monté en base commune, disposition assurant une amplification avec un souffle réduit. La liaison est assurée au mélangeur T<sub>3</sub> par couplage capacitif, sur la base de celui-ci, l'injection du signal local issu de T<sub>2</sub> étant réalisée sur son circuit d'émetteur.

Le transformateur ZF1 recueille les signaux FI sur le collecteur de T<sub>3</sub>, et l'amplification sur 10,7 MHz est assurée par quatre étages en cascade T<sub>13</sub> - T<sub>16</sub>, couplés entre eux de façon classique à l'aide de transformateurs accordés. Un neutrodynage est installé sur chaque étage, constitué par un condensateur imprimé sur le circuit.

La démodulation est réalisée dans un détecteur de rapport, délivrant simultanément le signal destiné au S-mètre et celui de la commande automatique de fréquence.

La tête HF PO — GO — OC1 — OC2 est conçue avec les trois étages classiques, ampli HF, mélangeur, oscillateur local.

L'amplificateur HF T<sub>10</sub>, comporte un circuit accordé complé sur sa base, électrode contrôlée

en continu par un signal de CAG, son circuit collecteur est accordé par variomètres couplés au condensateur variable bicages employé dans la tête HF. Le transistor mélangeur T<sub>12</sub> reçoit les signaux de façon classique, incident sur la base, local sur son émetteur.

L'oscillateur local T<sub>11</sub>, fonctionne en Hartley, ses signaux sont injectés à partir d'un enroulement secondaire du bobinage oscillateur et à travers C<sub>429</sub> sur l'émetteur du mélangeur.

Un premier filtre ZF XVI sélectionne la FI; celle-ci ne traverse pas ensuite le filtre céramique disposé en tête des amplificateurs FI, ce filtre étant uniquement employé pour les bandes OC3 — OC10.

Trois étages FI sont employés sur 460 kHz, les transistors T<sub>17</sub> — T<sub>18</sub> — T<sub>19</sub>, les deux premiers sont soumis à l'action d'un signal de CAG sur leur base, signal provenant de l'émetteur de T<sub>18</sub> et pouvant être ajusté à l'aide de R<sub>557</sub>.

En AM, la détection est assurée par la diode D<sub>11</sub>, à partir de laquelle est repris le signal destiné à l'indicateur d'accord.

En SSB, le bloc SSB 210 (Fig. 3) permet la reconstitution

du signal à l'aide du BFO, transistor T<sub>1</sub>, dont la variation de fréquence est obtenue par un variomètre, et par mélange avec celui-ci dans le détecteur de produit T<sub>2</sub> — T<sub>3</sub>. Le filtre antiparasite permet sur toutes les gammes AM d'absorber, à l'aide du circuit accordé sur 1 000 Hz, C<sub>712</sub> — bobine 9227-95 601, un signal parasite, réjection obtenue en jouant également sur la fréquence du BFO, variable de +1 kHz.

En SSB, il peut être nécessaire d'avoir un gain variable FI, pour doser au mieux l'amplitude du signal injecté dans le détecteur de produit. C'est le rôle de R<sub>701</sub>, inséré dans le circuit émetteur de T<sub>18</sub> et contrôlant l'amplitude du CAG, donc le gain FI. En présence de signaux puissants, l'action du CAG manuel permet d'obtenir de bonnes conditions de travail sur le détecteur de produit. Pour la CW, le BFO permet la réception avec une hauteur de note ajustable sur toute la plage de 1 kHz.

La sélectivité variable est obtenue par l'insertion d'un filtre modifiant la courbe de réponse du dernier étage FI. Cette fonction est également exploitable sur toutes les gammes AM.

La tête HF OC<sub>3</sub> — OC<sub>10</sub>, n'a subi que des modifications mineures dans ses circuits, alors qu'une nouvelle réalisation mécanique était élaborée. Il est fait appel à un condensateur variable à 6 cages, employées 3 par 3 pour l'accord sur la bande OC exploitée ou sur sa partie étalée.

Les signaux HF sont injectés après sélection dans un filtre de bande accordé sur la base de l'amplificateur HF T<sub>4</sub>, contrôlé sur cette électrode par le signal de CAG délivré par T<sub>18</sub>. Un second filtre accordé est disposé dans le collecteur de T<sub>4</sub>, assurant la liaison vers le mélangeur T<sub>3</sub>, recevant les signaux F<sub>1</sub> et F<sub>2</sub> comme sur la tête HF AM précédente. La fréquence intermédiaire ainsi obtenue est sur 2 MHz, valeur supérieure à celle du Satellit 1000 et augmentant ainsi la réjection image. Ce signal est soumis à l'action de 4 filtres, afin d'obtenir une certaine sélectivité à 2 MHz, puis injecté sur le second mélangeur T<sub>8</sub>. Le premier oscillateur local T<sub>7</sub> comporte une stabilisation par T<sub>6</sub> de sa tension continue d'émetteur, le second oscillateur est à fréquence fixe, déterminée pour que la 2<sup>e</sup> valeur de la FI soit de 460 kHz.

TABLEAU DES SENSIBILITÉS

Mesures sous tension de 9 V — Modulation 30 % 1 000 Hz			
Gamme	Sensibilité pour S + B/B constant 10 dB	Rejection image dB	
GO	150 kHz	7,4 μV	70
	400 kHz	7,0 μV	78
PO	600 kHz	4,5 μV	80
	1 400 kHz	4 μV	75
OC1	1 800 kHz	3,0 μV	76
	3 200 kHz	2,4 μV	75
OC2	3,5 MHz	3,0 μV	74
	5 MHz	2,2 μV	73
OC3	5,5 MHz	1,1 μV	76
	6,5 MHz	1 μV	73
OC4	7 MHz	0,9 μV	72
	8,2 MHz	0,9 μV	69
OC5	8,5 MHz	0,9 μV	70
	10 MHz	0,9 μV	67
OC6	10,7 MHz	1 μV	68
	13 MHz	0,9 μV	64
OC7	13 MHz	0,9 μV	66
	16 MHz	0,8 μV	62
OC8	16 MHz	0,9 μV	63
	19,5 MHz	0,9 μV	58
OC9	19 MHz	1 μV	60
	23 MHz	0,9 μV	53
OC10	24 MHz	0,9 μV	52
	30 MHz	0,9 μV	50
FM	88 MHz	2 μV pour 26 dB S + B/B	62
	100 MHz		

Les signaux traversent ensuite le filtre céramique, et sont amplifiés par les circuits FI.

Le bloc amplificateur basse fréquence reste à peu de choses près identique à celui du Satellit 1000. La modification notable est l'installation du transistor  $T_{23}$  destiné à la polarisation des étages de sortie sans distorsion de croisement.

L'alimentation réseau est régulée et filtrée par le circuit électronique  $T_{26} - T_{27}$ , et diode Zener ST 7, bloc régulateur agissant également lorsque l'appareil est alimenté par une source continue extérieure de 9 à 16 V.

## MESURES

Si la sensibilité reste sensiblement la même que sur le modèle précédent, un net progrès est réalisé sur la réjection image aux fréquences les plus élevées, grâce à une augmentation de la valeur de la 1<sup>re</sup> FI (voir tableau). La sélectivité est de 5 kHz en bande large, 3,3 kHz en bande étroite.

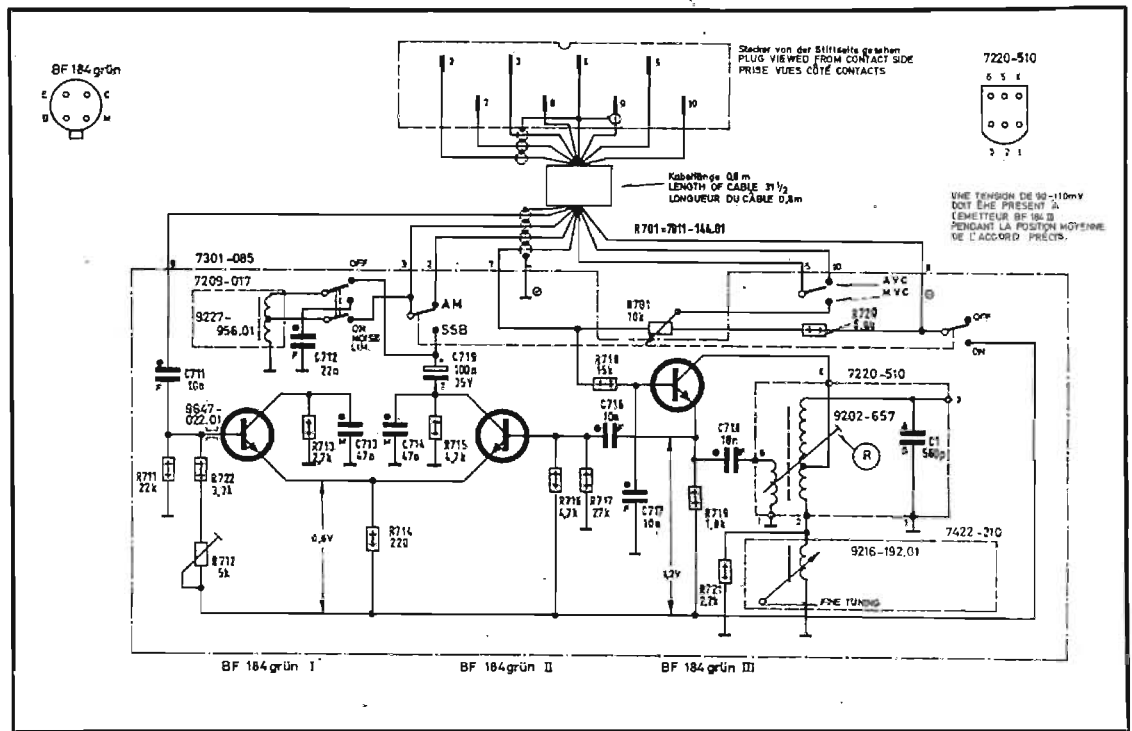
La réjection FI 2 en AM est de 55 dB, en FM de 62 dB. Le bloc basse fréquence a d'excellentes caractéristiques, la bande passante couvre sans difficulté de 30 Hz à 13 kHz, mais la présence du correcteur physiologique a une action très efficace + 6 dB vers 10 kHz.

Alimenté par piles, la puissance atteint 1 W eff./4  $\Omega$  avec 0,7 % de taux de distorsion harmonique à 1 kHz; sur alimentation réseau 3,5 W eff./4  $\Omega$  sont obtenus avec 0,6 % de distorsion harmonique. (Ces résultats sont analogues à ceux obtenus sur un autoradio, les transistors de puissance sont du type AD 161 AD 162.)

## EXPLOITATION

Il y a eu beaucoup de progrès depuis les premiers Satellit, mis sur le marché vers 1968. Le type 2000 a profité de toutes les expériences, tant au point de vue technique, primordial, qu'à celui de l'agrément d'emploi, à ne pas négliger.

La commodité d'emploi est proche de l'idéal pour un appareil de cette catégorie. Les commandes de la sélectivité variable, d'AFC, et de passage en band Speed, sont très bien disposées et d'un accès ultra rapide. Les cadrans sont parfaitement lisibles, les commandes permettent le passage d'un cadran à l'autre, en conservant en



mémoire la station de bloc précédent. Le bloc de décodage SSB est une pièce rapportée, ce qui est dommage, il aurait été très intéressant de l'intégrer à l'appareil sur cette dernière version. Le décodage de la BLU est assuré dans de bonnes conditions, la dérive du BFO n'est pas très importante. Une commande supplémentaire faisant glisser la fréquence de celui-ci de  $\pm 5$  kHz, aurait permis de se décaler lorsque deux émissions sont très voisines.

## ÉCOUTE

La sensibilité exploitable est très grande, que ce soit en AM ou en FM, la réception à grande distance est possible sur l'antenne télescopique. La réception des stations du monde entier ne présente d'autres difficultés, que celles apportées par les conditions de propagation variables.

La musicalité est très bonne, avec une puissance importante, capable de sonoriser une automobile — nous en avons fait l'essai —. Seule la FM permet de mettre en évidence toute la qualité sonore du Satellit 2000.

## CONCLUSION

Après les Satellit 208, 210 et 1000, le 2000 a bénéficié de toute l'expérience accumulée sur cette catégorie de récepteur. Si les performances ne présentent pas

d'améliorations spectaculaires, de très nombreuses modifications améliorent la fiabilité et la commodité d'emploi.

Les caractéristiques obtenues sont très bonnes, à tous points de vue, mais pourquoi avoir conservé

le disgracieux bloc de décodage SSB extérieur, alors que son intégration à l'appareil aurait augmenté l'agrément d'emploi. Mais peut-être que sur le Satellit 3000...

J. B.

NOUVEAU

une protection

# ELECTRONIQUE

efficace contre les MOUSTIQUES

(procédé B.Corde)

**MODELE 74**

Se méfier des contrefaçons ...

Ce procédé est le seul électroniquement valable.



Des observations scientifiques ont démontré que les moustiques qui piquent, sont les moustiques femelles. Ces moustiques sont sensibles à certaines fréquences qui les gênent et les font fuir. Cet appareil émet un son à peine audible par l'homme mais qui est parfaitement perçu par les moustiques femelles.

**PROTEGEZ-VOUS** contre les moustiques :

- à la maison
- à la pêche
- à la campagne
- en pique-nique, etc...

**Prix: 79 F ttc**

fonctionne à l'aide d'une petite pile de 9 V — durée de la pile : 300 heures environ — dimensions : 85 X 55 X 35 mm.

expédition immédiate contre : chèque, virement postal ou mandat : (en contre-remboursement + frais postaux).

**B.CORDE électro-acoustique**

159, Quai de Valmy - 75010 PARIS - Tél. : 205.67.05

# UNE CAMÉRA de télévision COULEUR miniature



**L'**ENSEMBLE AKAI CCS 150 est composé d'une caméra de télévision couleur miniature certainement la plus petite actuellement sur le marché — et d'un boîtier de commande CCU 150 séparé.

On peut se demander comment un tel exploit technique est possible. Ce sera le but de notre étude.

Sa petite taille et son faible poids en font une caméra extrêmement maniable et mobile. Son exploitation est très simple et, nous le verrons, les réglages sont réduits au minimum quelles que soient les conditions d'éclairément.

Elle fonctionne en circuit fermé mais peut aussi être branchée sur un magnétoscope PAL.

Le contrôle à la prise de vue s'effectue sur un écran de TV de 4 cm incorporé. Le réglage du diaphragme est automatique. Ceci permet d'obtenir une image couleur parfaitement dosée quelle que soit la lumière ambiante avec toutefois un minimum de 600 lux. Ce dispositif est très important car la couleur ne supporte ni les saturations ni les « sous-expositions » qui rendent les teintes infidèles. On peut aussi modifier le seuil d'action de l'automatisme par un bouton de réglage placé sur la caméra. Le caméraman a la possi-

bilité d'agir manuellement sur le diaphragme pour obtenir des effets spéciaux.

## L'ENSEMBLE CAMÉRA CCS 150 SE COMPOSE DE DEUX ÉLÉMENTS SÉPARÉS (voir Fig. 1)

La caméra CVC 150 et son boîtier de commande CCU 150. Nous allons maintenant étudier ces deux éléments.

### A — LA CAMERA

Elle est équipée d'un zoom  $\times 6$  (12,5 à 75 mm) non interchangeable en raison du système de réglage automatique du diaphragme fort utile.

Le principe d'analyse est original. Il se compose de deux tubes vidicons ce qui a pour résultat de réduire l'encombrement. Le premier qui analyse les teintes vertes et fournit le signal vidéo au moniteur incorporé qui se trouve logé dans la poignée. Le second se trouve dans l'axe optique et fournit les deux autres couleurs primaires qui sont le rouge et le bleu. On notera qu'un seul tube est utilisé pour ces deux couleurs et que le signal résultant recueilli sur la cible, donc RB, sert pour l'action sur la commande automatique de diaphragme.

Principe de l'analyse à deux tubes vidicons ou à séparation de fréquence

Nous l'avons vu, les deux tubes vidicons qui assurent la transformation de l'image optique en

image électrique sont placés à angle droit. Le premier — nous l'appellerons V — reçoit par l'intermédiaire d'un miroir filtre nommé dichroïc, les rayons lumineux réfléchis ayant traversés l'objectif et correspondant aux longueurs d'ondes du vert ( $535 \mu\text{m}$ ). Ceux-ci viennent frapper la cible photosensible du tube sur laquelle on recueille le signal vidéo vert qui sert aussi à fournir la luminance du moniteur.

D'autre part, les rayons lumineux correspondant au rouge et au bleu traversent ce miroir filtre sans être réfléchis et viennent frapper la cible du tube vidicon R/B — (Fig. 3).

— Nous parlerons toujours de trois couleurs qui sont les couleurs primaires en télévision. Il s'agit du rouge, du vert et du bleu. Leur addition (R + V + B) constitue le

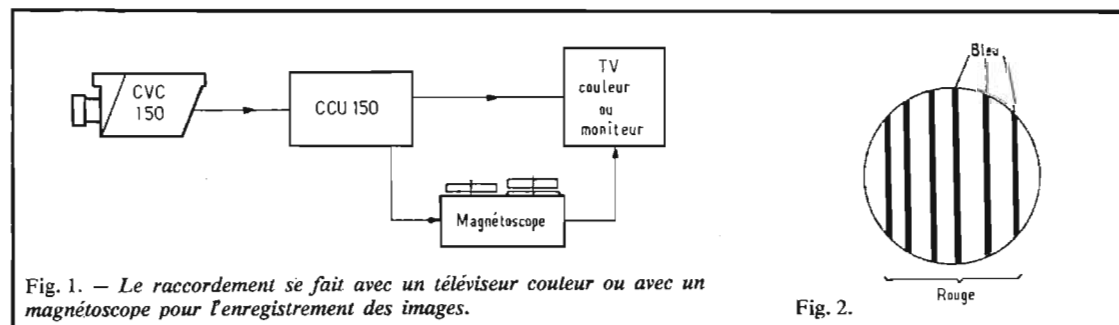


Fig. 1. — Le raccordement se fait avec un téléviseur couleur ou avec un magnétoscope pour l'enregistrement des images.

Fig. 2.



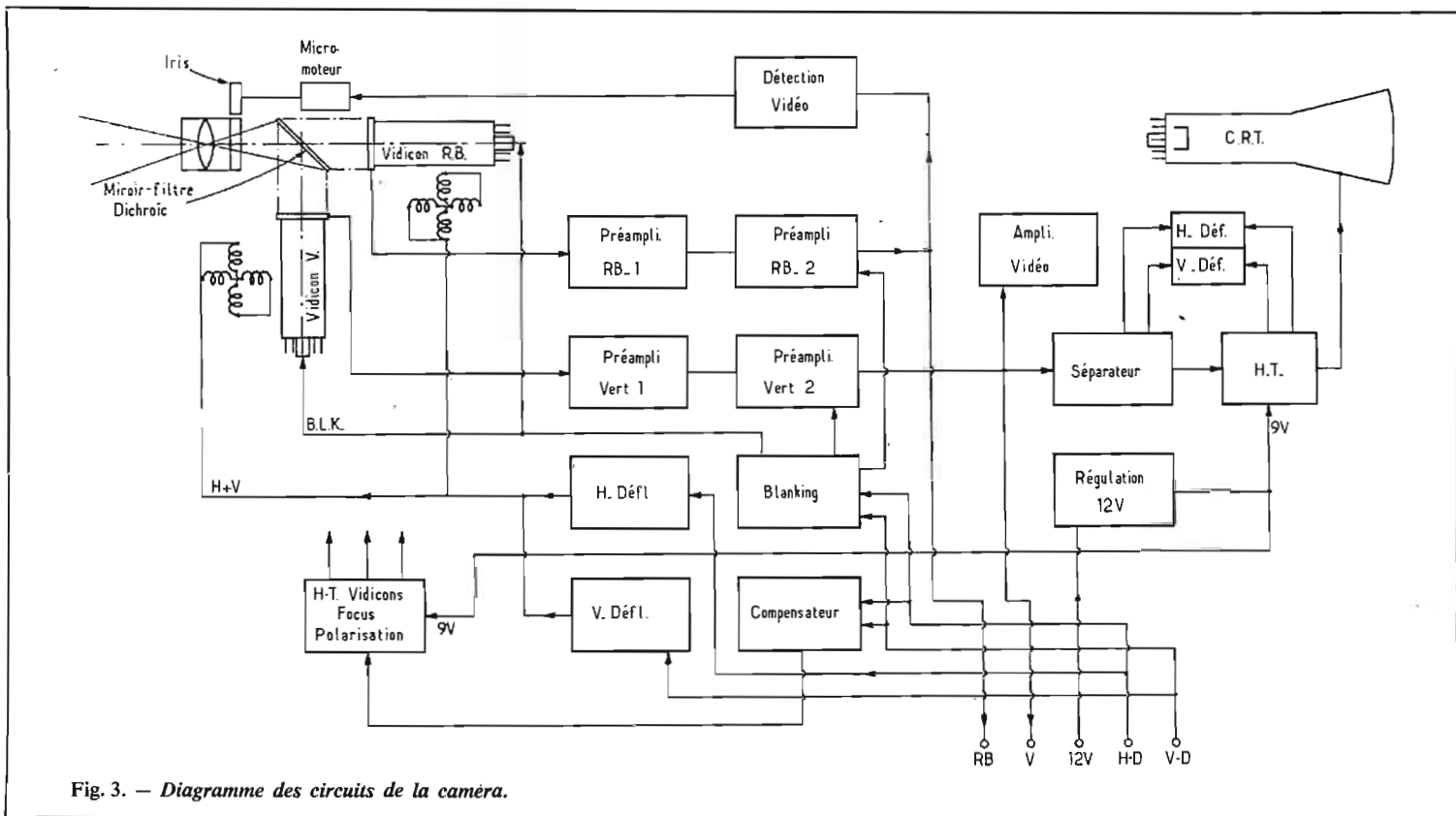


Fig. 3. — Diagramme des circuits de la caméra.

blanc ou signal de luminance symbolisé par  $Y$ . Nous parlerons aussi des couleurs complémentaires qui sont le CYAN (bleu + vert), le magenta (bleu + rouge) et le jaune (vert + rouge). C'est le dosage des couleurs primaires qui donnera les différentes teintes et les différentes saturations. On peut les représenter par des vecteurs (Fig. 4).

La longueur des vecteurs correspond à la saturation, c'est-à-dire à la quantité de blanc qu'elle contient. L'angle ou la phase correspond à la couleur ou à la teinte.

— La cible du tube vidicon R/B est différente de celle du vert (Fig. 2).

Elle comporte un filtre qui se compose de raies verticales sensibles uniquement aux rayonnements bleus. Le faisceau d'électrons analyse horizontalement la cible et l'on recueille un signal modulé dont la fréquence est fonction de l'écartement des raies. Ce signal correspond à l'équation suivante :

$$V_b = \frac{B}{2} \sin \omega t \quad (\omega = 1,4 \text{ MHz})$$

Mais aussi, toute la surface de la cible est en même temps sensible aux fréquences rouges. Le signal recueilli correspondant est égal à

$$(R + \frac{B}{2}) \text{ avec } F = 0,5 \text{ MHz}$$

$$V_{RB} = (\frac{B}{2} \sin \omega t) + (R + \frac{B}{2})$$

Pour séparer le bleu du rouge, on utilisera des circuits tels que des filtres et déphaseur. Cette opération s'effectue au niveau de l'unité CCU 150.

La somme des trois couleurs primaires qui constitue le blanc correspond à l'équation suivante :

$$Y = 0,3 R + 0,59 V + 0,11 B$$

Nous voyons qu'il faut 59 % de vert contre seulement 30 % de rouge et 11 % de bleu pour obtenir la perception du blanc. Ces pourcentages correspondent aux différentes sensibilités chromatiques de

l'œil pour que celui-ci reconstitue le blanc à partir de ces trois couleurs. Nous comprenons ainsi pourquoi la caméra comporte un tube vidicon pour le vert et un second qui à lui seul analyse le rouge et le bleu avec pour ce dernier une sensibilité inférieure (raies verticales).

### LES CIRCUITS DE LA CAMÉRA (Fig. 5)

Les tensions vidéo recueillies sur les cibles de chacun des 2 tubes vidicons vont suivre deux voies différentes.

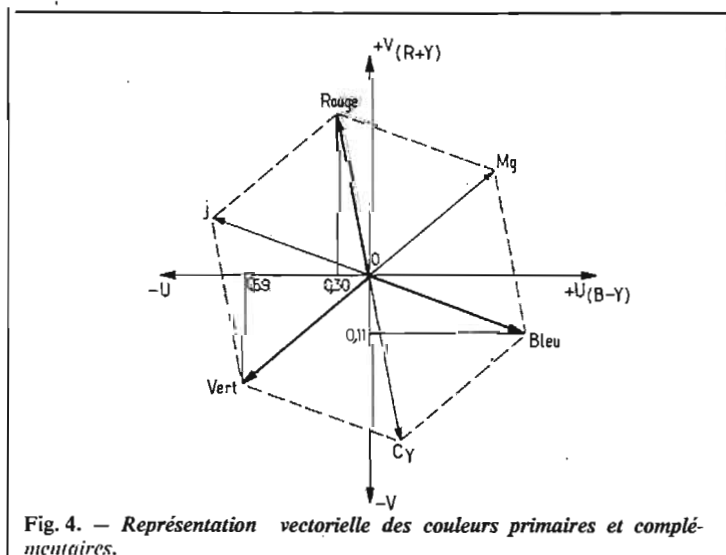


Fig. 4. — Représentation vectorielle des couleurs primaires et complémentaires.

La vidéo issue du tube vert est appliquée à un couple de transistors à effet de champs ( $TR_1, TR_2$ ) pour subir une première amplification ( $IC_1$ ).

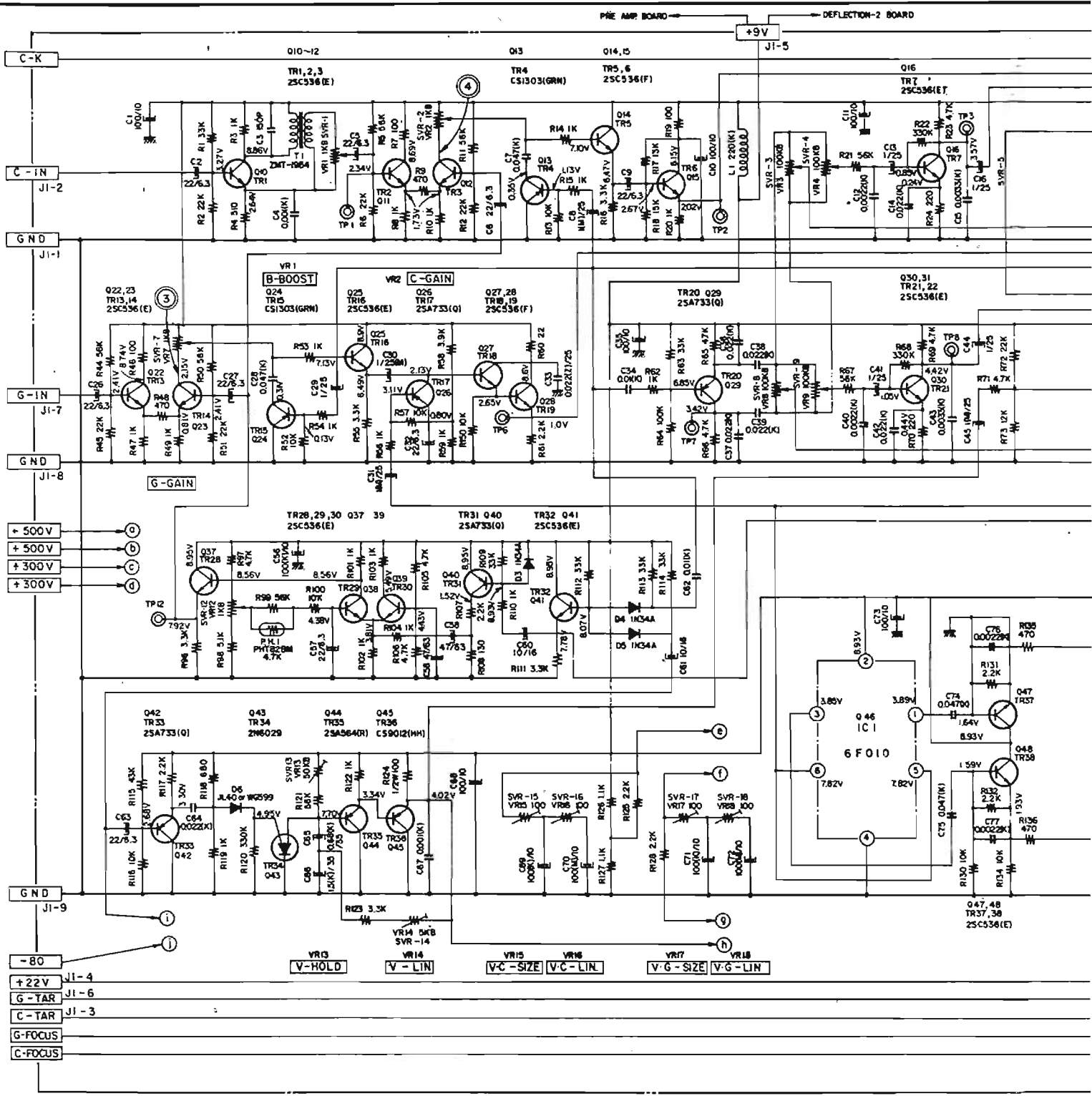
Le signal est ensuite appliqué à un deuxième amplificateur ( $TR_{13}, TR_{10}$ ) au niveau duquel a lieu l'addition d'un signal de blanking (horizontal et vertical) ( $TR_{14}$ ). Cet étage comporte un circuit de clamping ( $TR_{17}$ ) commandé par la synchro horizontale. Ceci afin de rétablir la composante continue car la vidéo de ce tube est aussi utilisée comme signal de luminance pour le viseur électronique. A la sortie de cet amplificateur, le signal vidéo composite se divise en trois parties :

a) La voie verte qui va vers le module extérieur CCU 150.

b) La luminance qui alimente le viseur électronique.

c) La synchro qui est séparée du signal vidéo pour déclencher les bases de temps verticales et horizontales du moniteur et de son générateur de HT.

Maintenant, la vidéo issue du tube vidicon RB subit, en parallèle, les mêmes modifications que le signal vert que nous venons de voir. Toutefois, le circuit de clamping n'existe pas mais nous trouvons un transistor interrupteur ( $TR_4$ ) qui supprime la vidéo RB pendant la durée de l'impulsion de synchronisation horizontale.



DEFLECTION-1 P.C. BOARD CV-2001

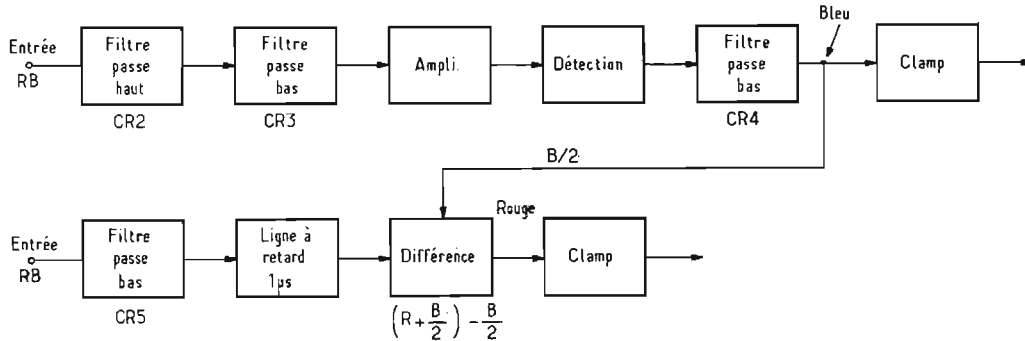


Fig. 6. - Diagramme des circuits de séparation R.B.

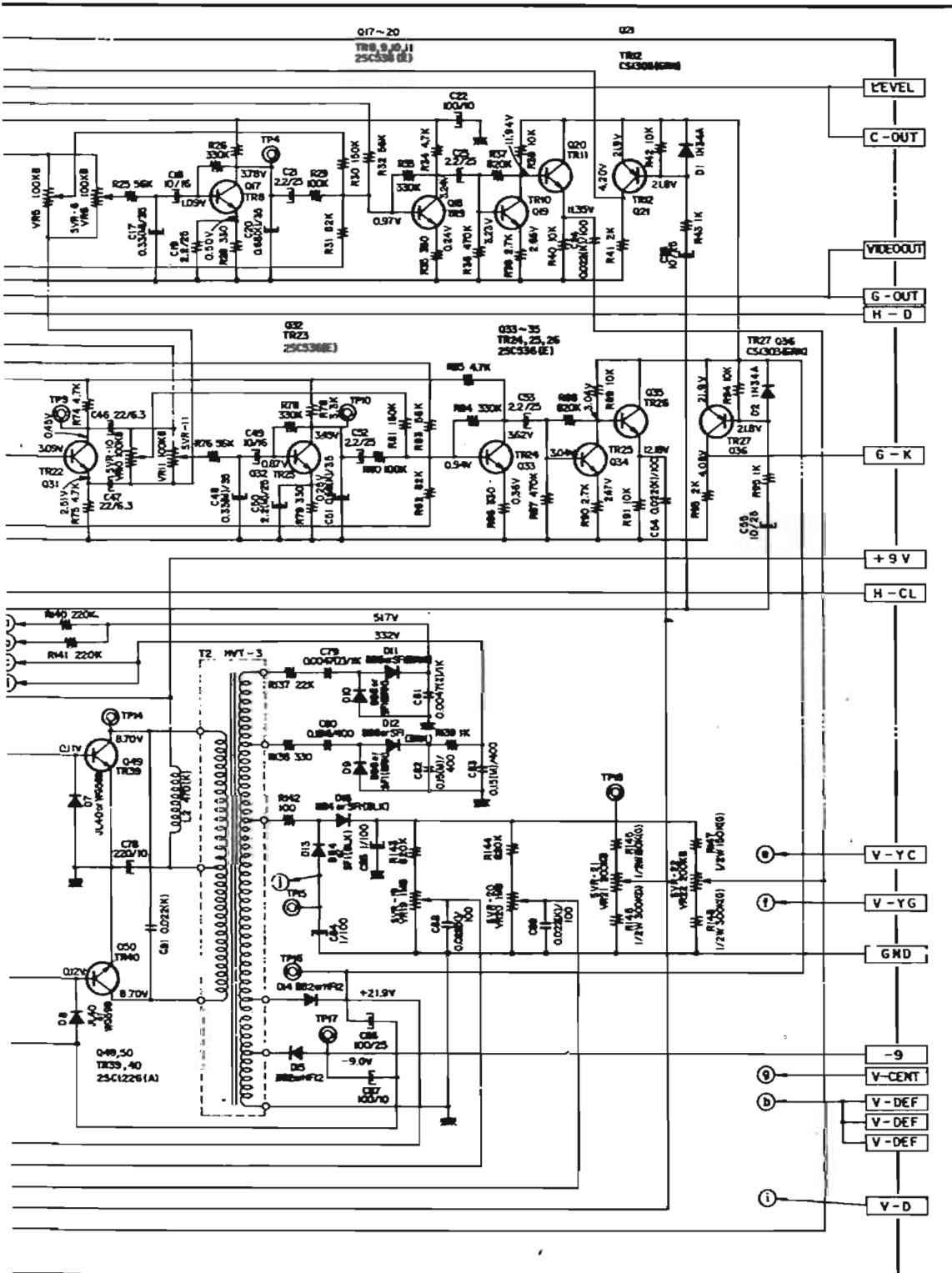


Fig. 5. — Platine déflexion.

A la sortie du second étage amplificateur, on récupère un signal RB qui d'un côté se dirige vers la voie RB du module CCU 150 pour y être séparé, et qui de l'autre, se dirige vers un détecteur vidéo pour alimenter, en fonction de la lumière reçue sur la cible du vidicon RB, un micromoteur qui actionne un iris. Ce circuit est déconnectable pour permettre un réglage manuel éventuel du diaphragme.

La caméra comporte en outre les circuits de déflection verticale et horizontale ainsi que le générateur de HT pour les vidicons. Ces circuits sont classiques et ont été étudiés dans le n° 1424 relatif à la caméra VC 115.

### B - LE BOÎTIER DE COMMANDE CCU 150

Le boîtier de commande CCU 150 a quatre fonctions essentielles :

- 1) Séparation des couleurs RVB.
- 2) Matriage ou constitution de Y.
- 3) Codage PAL.
- 4) SSG ou générateur de signaux de synchronisation.

#### 1) SÉPARATION DES COULEURS

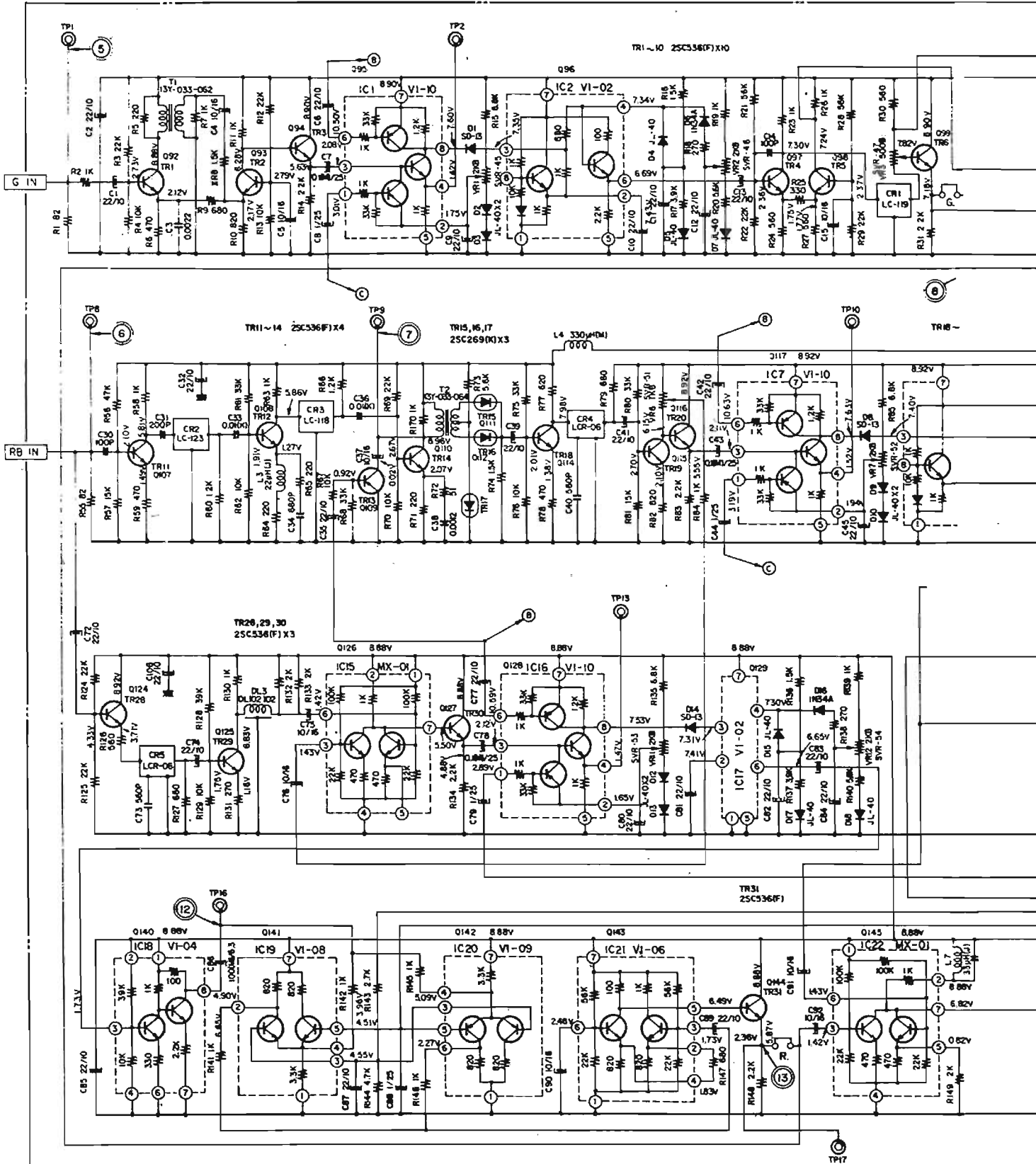
Il s'agit, au moyen de ce circuit, d'obtenir les trois couleurs primaires Rouge, Vert et Bleu séparément à partir des signaux V et RB mélangés issus de la caméra.

Le vert est déjà isolé et pourra être utilisé presque directement, nous le verrons, pour le matriage.

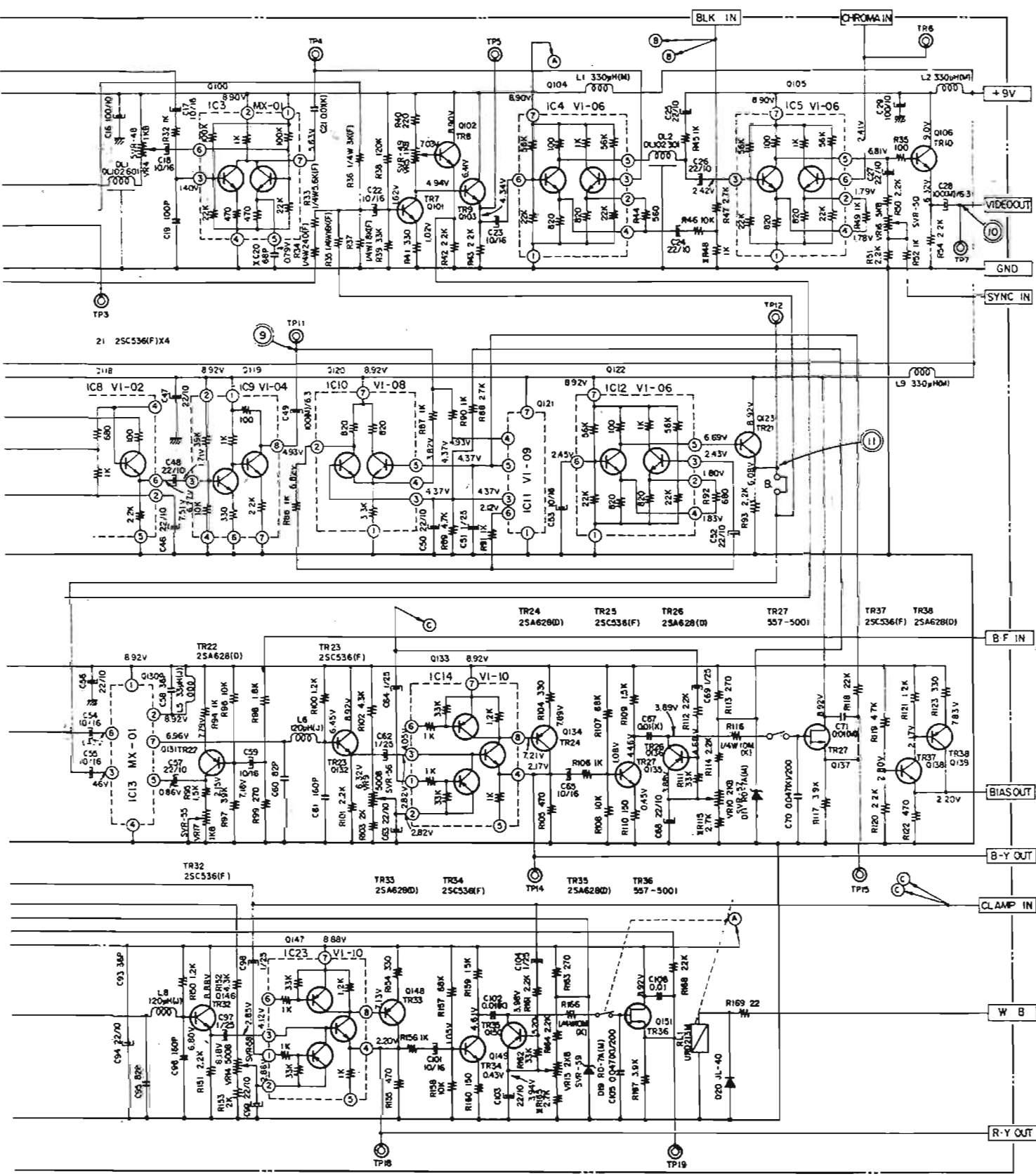
Le bleu est extrait du signal RB par démodulation puisqu'il est de la forme  $(B/2 \sin \omega t)$ . Le rouge est extrait par déphasage de la formule  $B/2 + 2R$ . Il suffit d'obtenir  $-B/2$  à partir de la voie bleue pour isoler R ce qui est facilement réalisé (Fig. 6).

Maintenant, examinons en détail sur la figure 7 le processus de séparation des couleurs. Le signal mixte RB d'abord se divise en deux et suit deux voies différentes pour l'extraction du rouge sur l'une et du bleu sur la seconde. Commençons par la suppression du rouge de RB.

Le signal RB est appliqué par l'intermédiaire de  $Q_{107}$  à un filtre passe-haut ( $CR_2$ ) et à un filtre passe-bas ( $CR_3$ ), afin que



PROCESSOR AMP. P.C. BOARD CV-5002





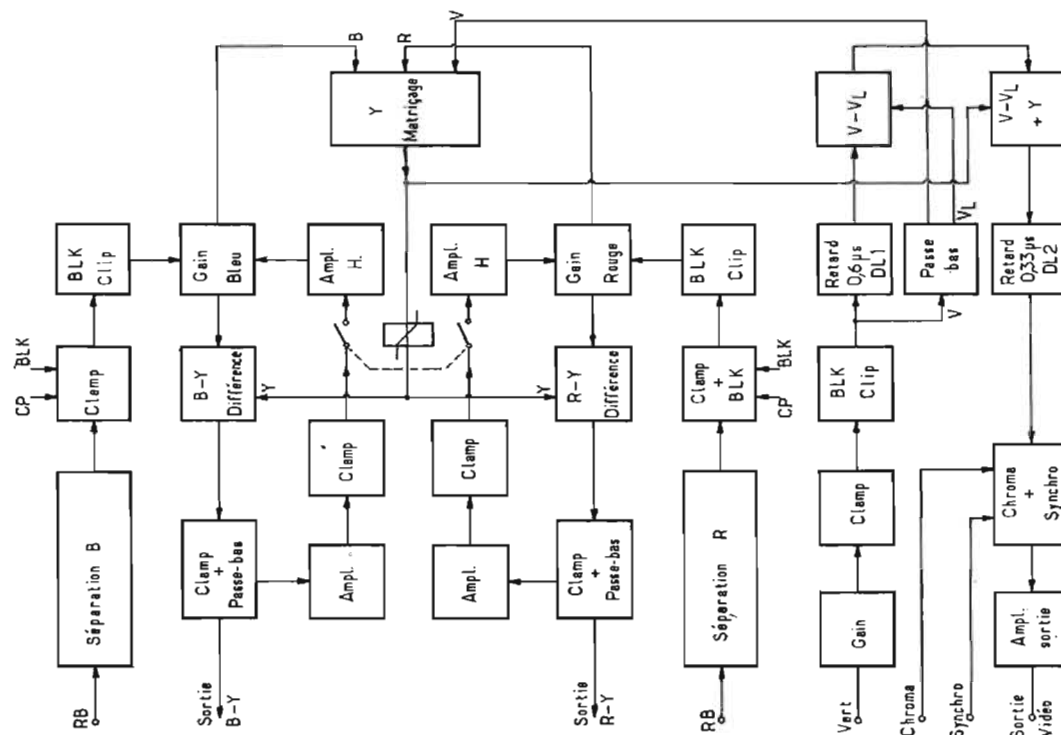


Fig. 7 bis. — Circuits différence et matricage.

seule parvienne au détecteur la composante  $B/2 \sin \omega t$  de RB. Vient ensuite un étage amplificateur  $Q_{110}$  précédé par un circuit de clamping ( $Q_{109}$ ). Le signal bleu est détecté au niveau de  $T_2$  et de  $Q_{111}$ . Un nouveau circuit passe-bas élimine la résiduelle HF. Le signal bleu  $B/2$  devient disponible sur le collecteur du transistor  $TR_{19}$  où nous le retrouverons bientôt.

Intervient alors la suppression du bleu du signal RB de la voie rouge. Nous rencontrons d'abord un circuit passe-bas qui permet d'isoler cette fois :  $(R + B/2)$ . Une ligne à retard de  $1 \mu s$  compense le déphasage existant par rapport à la voie bleue.

Au niveau du circuit intégré  $IC_5$  nous retrouvons le signal  $B/2$  prélevé sur  $TR_{19}$  de la voie bleue, qui subit une rotation de phase de façon à éliminer  $B/2$  de  $R + B/2$ . En effet, on obtient alors :

$$(R + B/2) - B/2 = R$$

Le signal résultant est Rouge.

Nous disposons à présent de nos trois couleurs primaires : RVB. Avant de progresser dans notre étude, il convient d'examiner à nouveau le diagramme d'organisation des circuits pour plus de clarté (Fig. 7 bis).

Le signal bleu subit un certain nombre de modifications. Il est d'abord clamped et après, on lui ajoute le blanking issu du générateur de signaux de synchronisation (SSG) ( $IC_7$ ).

A lieu ensuite, l'amplification avec contrôle automatique de gain (AGC)  $Q_{120} - Q_{121}$  et  $Q_{122}$ . Le bleu est enfin mixé au signal de luminance créé par matricage ( $Q_{130}$ )  $IC_{13}$  et on obtient le signal différence  $B-Y$ . D'autre part, c'est au niveau de  $TR_{22}$  que s'effectue le mélange des impulsions de Burst (BF) ou salves, issues du SSG.

— Rappelons que le Burst sert de référence de phase pour régénérer la sous-porteuse à la réception dans le système PAL.

Après avoir traversé un filtre passe-bas pour éliminer les résiduelles rouges, et un circuit de clamping le signal  $B-Y$  est disponible sur  $IC_{14}$  pour piloter le codeur. Les étages qui suivent fonctionnent lorsque le bouton de réglage de niveau de blanc situé sur la caméra est enfoncé. On voit alors que  $B-Y$  est récupéré pour modifier le gain de l'ampli bleu ( $Q_{120} - Q_{121}$ ) et ce, au niveau de l'amplificateur  $TR_{27}$  (FET).

La voie rouge est parfaitement symétrique. Le mélange avec  $Y$  s'effectue sur  $IC_{22}$ . Ici, le Burst n'intervient pas. On récupère au niveau de  $IC_{23}$  le signal  $R-Y$  destiné à moduler la sous-porteuse du codeur.

Sur la voie rouge, le réglage de niveau de blanc s'effectue de la même façon lorsqu'on appuie sur le bouton (white balance), l'ampli  $TR_{36}$  entre en fonction de façon à rendre symétriques les voies

rouge et bleue au point de vue niveau d'amplification. Lors de cette opération, il est nécessaire de diriger la caméra vers une surface blanche ou claire uniformément éclairée. Le signal parvenant alors aux deux amplificateurs est identique.

## 2) LE MATRICAGE

Nous l'avons vu, la somme des trois couleurs primaires constitue le blanc donc le signal de luminance.

Le circuit de matricage a pour fonction d'effectuer cette somme selon l'équation :

$$Y = 0,59V + 0,11B + 0,30R$$

Cette opération s'effectue sur les résistances  $R_{33} - R_{34}$  pour le rouge,  $R_{36}$  pour le vert et  $R_{35}$  pour le bleu. La somme  $Y$  que l'on récupère sur  $R_{37}$  est appliquée à la base du transistor  $TR_7$ . On retrouve  $Y$  sur l'émetteur de  $TR_8$  à partir duquel il est appliqué aux circuits différence, et à la voie verte pour la reconstitution du signal vidéo composite de sortie ( $Q_{105}$ ).

Le signal vert issu directement de la cible du tube vidicon vert reçoit d'abord le blanking et les impulsions de clamping ( $IC_1$ ). Il traverse ensuite un filtre passe-bas  $CR_1$  avant d'être appliqué au circuit matrix. Il existe une correction gamma ( $\gamma$ ) qui s'effectue sur

$IC_2$ . (Ceci afin de compenser la non linéarité de la caractéristique de luminance du tube image du récepteur.)

Notons que le signal vert qui a subi un déphasage en passant dans le filtre passe-bas est remis en phase par une ligne à retard de  $0,60 \mu s$  avant d'être appliqué à  $IC_3$  pour y être mélangé avec le signal direct. Étant donné la faible bande passante du signal  $Y$ , il est nécessaire de le mélanger avec le signal Vert prélevé sur  $IC_3$  dont la largeur de bande est supérieure ( $500 \text{ kHz}$  à  $4 \text{ MHz}$ ). Ce mélange s'effectue sur  $IC_4$  où l'on additionne en outre le blanking.

Le signal vidéo composite, après avoir traversé la ligne à retard  $DL_2$  reçoit au niveau de  $IC_5$  le signal de chrominance issu du codeur que nous allons voir maintenant. Le signal vidéo composite qui contient donc les informations de luminance de synchro et de chrominance sera amplifié une dernière fois par un circuit placé sur la plaquette d'alimentation avant d'être appliqué au récepteur avec une amplitude de  $1 \text{ V c/c}$ .

## C — LE CODEUR PAL (Fig. 8)

C'est lui qui à partir des signaux différences  $R-Y$  et  $B-Y$  module la sous-porteuse couleur.

Le codage a pour but de permettre la reproduction des images

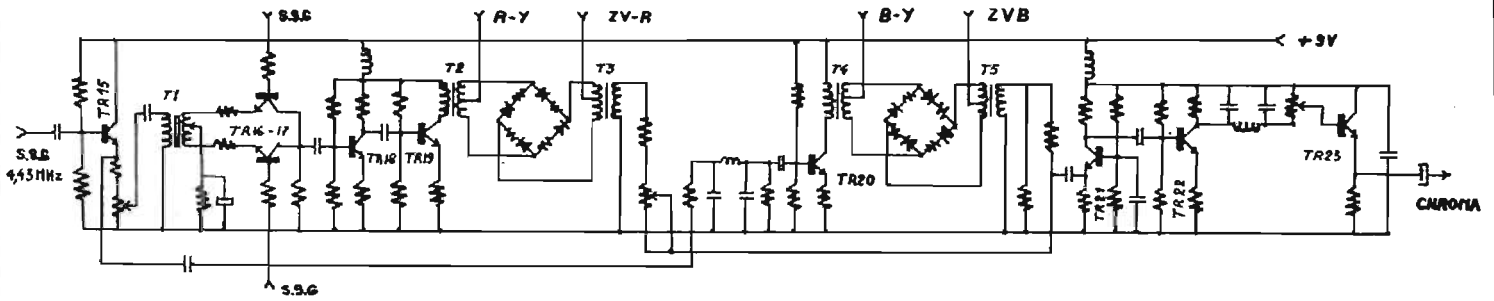


Fig. 8. - Circuits de codage.

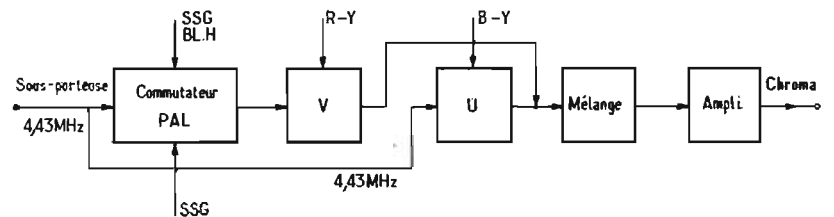


Fig. 9.

sur téléviseurs standards du type PAL., après addition des signaux de chrominance aux signaux de luminance et de synchro. On obtient ainsi un signal vidéo composite qui peut être transmis par un émetteur ou simplement envoyé par câble à un ou plusieurs téléviseurs, voire à un magnétoscope, pour l'enregistrement des images couleur.

La sous-porteuse à 4,43 MHz est créée par un oscillateur à quartz à partir du circuit SSG (générateur de signaux de synchronisation).

Elle se divise en deux parties déphasées entre elles de 90°. Le signal différence R-Y module en amplitude la première partie de la sous-porteuse. De plus, elle subit une inversion de phase une ligne sur deux. Cette inversion est commandée par TR<sub>16</sub> et TR<sub>17</sub> (PAL switch).

Ce système permet de compenser les erreurs de phase.

La seconde partie est modulée par B-Y au niveau de T<sub>10</sub> mais ne subit aucune inversion de

phase. L'addition de ces deux signaux modulés séparément se fait sur TR<sub>21</sub> et TR<sub>22</sub>.

Enfin, nous disposons du signal de chrominance sur l'émetteur de TR<sub>23</sub>. De là, il se dirige vers l'étage final de luminance vu précédemment où s'effectue le mélange pour créer le signal composite (Fig. 9).

#### D - LE GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX DE SYNCHRONISATION (SSG)

Le SSG utilise uniquement des circuits intégrés. Il fabrique à partir d'un oscillateur à quartz dont la fréquence est 4 433,619 kHz tous les signaux de commande de la caméra tel que Burst, blanking, synchronisation verticale et horizontale, clamping.

Notons enfin que l'unité de contrôle CCU 150 comporte une alimentation secteur stabilisée ainsi qu'un préamplificateur pour le microphone incorporé à la caméra.

#### FICHE TECHNIQUE DE LA CAMÉRA

CVC 150

STANDARD : PAL.

TUBE vidicon : luminance : 2/3<sup>e</sup> focus électrostatique, déflexion électromagnétique, chrominance : système à séparation de fréquence.

Visueur : électronique incorporé de 3,5 cm.

Optique : zoom × 6 (12,5 à 75 mm) f2 - fermé.

Diaphragme : automatique ou manuel.

Balayage : entrelacé 625-lignes. Synchronisation : externe (CCU 150).

Fréquence horizontale : 15,625 kHz.

Fréquence verticale : 50 Hz. Résolution horizontale : plus de 300 lignes.

Rapport S/N S/B : plus de 40 dB.

Niveau de blanc : réglage de niveau.

Éclairage idéal : 1 500 lux (minimum 600 lux, lampe halogène à 2 m), 500 W.

Plages de réglage automatique du diaphragme : 600 - 20 000 lux, 2 400 - 80 000 lux (avec filtre ND4), 4 800 - 160 000 lux (avec filtre ND8).

Microphone : unidirectionnel 600 ohms.

Alimentation : 12 volts (fournie par le CCU 150).

Dimensions : 88 × 235 × 335 mm avec parasoleil et poignée.

CCU 150 :

Signal vidéo de sortie : PAL couleur 1 V pp. 75 ohms.

Signal audio de sortie : 0.1 V eff.

Sortie convertisseur RF : vidéo : 1 V pp., audio : 1 V eff.

Alimentation : 100 à 240 V, 50 Hz.

Consommation : 50 W. Dimensions : 260 × 102 × 230 mm.

Poids : 3,64 kg.

D. PIERSON

N° 1454 - Page 171

# petit précis de radiogoniométrie

## RECHERCHE ET SITUATION D'UNE STATION ÉMETTRICE

### GENERALITES

LES émetteurs-amateurs connaissent bien certains règlements des P.T.T. à propos des émissions qualifiées de « pirates » et qui proviennent d'une station fonctionnant sans licence : l'amende — plus la confiscation de l'appareil — est au bout de l'expérience! D'ailleurs, l'amateur ne se risque pas à émettre sans autorisation...

La recherche et la situation des stations émettrices se fait par triangulation au moyen de radiogoniomètres, sorte de récepteurs professionnels associés avec un système de collecteurs d'ondes qui renseignent sur la provenance de l'onde captée. Ces équipements sont souvent implantés dans des camions qui assurent une localisation précise de la station. Un autre aspect — moins coercitif — de la

radiogoniométrie est son application dans le radioguidage et la radio-navigation, techniques qui ont pour fonction de guider ou d'orienter un mobile.

### DEFINITION DE LA RADIOGONIOMETRIE

La radiogoniométrie fait donc partie intégrante d'un grand nombre d'applications scientifiques basées sur l'exploitation d'une onde captée et des cartes géographiques.

La goniométrie est assez ancienne puisqu'utilisant les seules propriétés de la boussole. Comme son nom peut l'indiquer aux hellénistes, cette technique consiste à mesurer des angles sur le terrain par rapport à une direction déterminée, par exemple le Nord géographique repéré par la boussole. Il s'agit dans ce cas de l'AZIMUT.

Se déplaçant — en principe — sur un plan, la notion d'angle de SITE, par rapport à l'horizontal n'intervient que très rarement, à moins que le point se fasse à bord d'un avion!

La goniométrie et les appareils qui en découlent peuvent, dans une certaine mesure, donner ce « point » géographique au lieu de la mesure, si l'on possède un élément de comparaison quelconque, une montagne par exemple, (voir Fig. 1), si son lieu est connu avec précision. La radiogoniométrie répond aux mêmes critères, seulement l'élément de comparaison est un émetteur d'ondes radio-électriques à propagation orthodromique (suivant des cercles concentriques). Ceci présente l'avantage évident d'un repérage de jour comme de nuit, en mer, en l'air ou sur terre. La direction fixe sera, soit la ligne Nord-Sud donnée encore par la boussole, soit la trajectoire du déplacement pour un

mobile (voir Fig. 2). Cette dernière remarque nous fait entrevoir d'ores et déjà une application plus ou moins directe d'une radio-navigation; toutefois, il ne faut entendre dans cette application que le fait de se guider par voie radio-électrique et non le fait d'une télécommande. Ce cas peut découler des mêmes phénomènes, mais les moyens sont quelquefois différents.

Dans l'exemple indiqué figure 1, la visée optique ou radio-électrique ne peut déterminer le point géographique que si l'on connaît exactement la trajectoire du mobile; ce « point » est obtenu par l'intersection des trois droites caractéristiques, si le déplacement est lui-même linéaire, ou par la tangente au point considéré.

En réalité le cas général se traduit par la recherche de la position géographique d'un lieu quelconque, isolé de tous systèmes de repérage usuels. Le meilleur

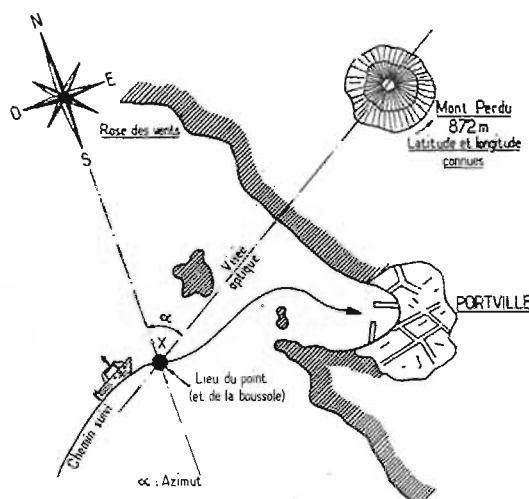


Fig. 1. — Principe du relevé de point par visée optique et mesure de l'azimut.

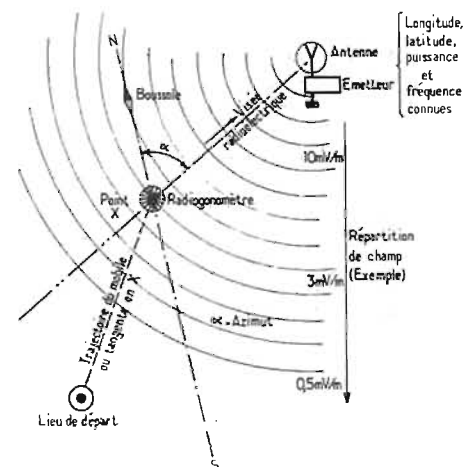


Fig. 2. — Utilisation du radiogoniomètre.

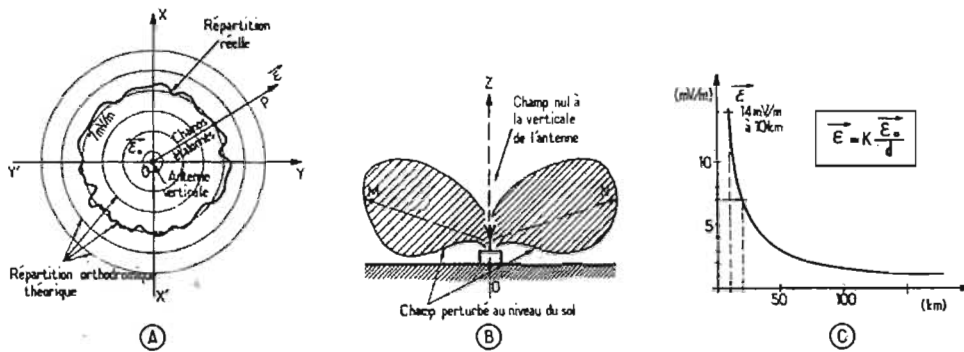


Fig. 3. — Caractéristiques de rayonnement d'une antenne verticale (pylone). A — Plan horizontal; B — Plan vertical; C — Répartition du champ en fonction de la distance.

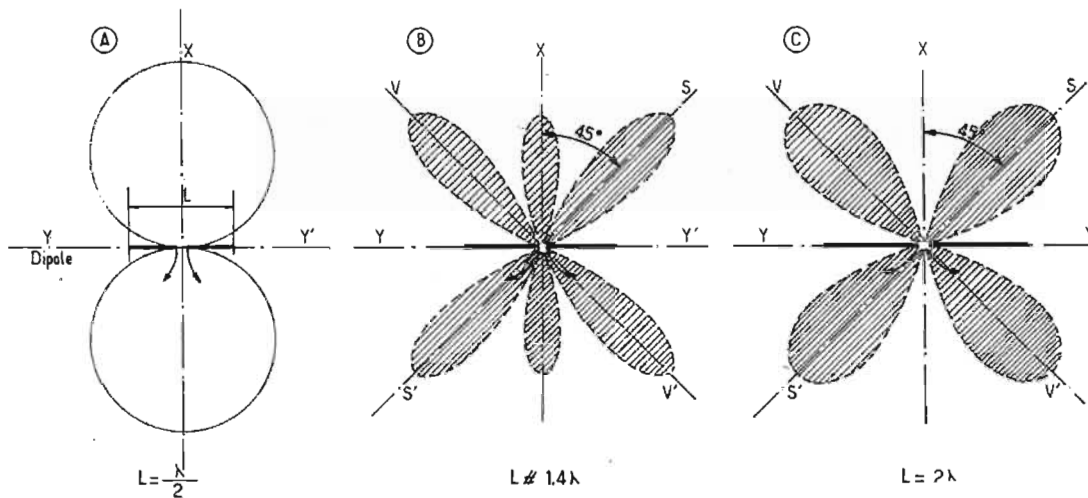


Fig. 4. — Diagramme de rayonnement d'un dipole de différentes longueurs.

exemple consisterait en la détermination de la situation d'un navire en mer.

Deux cas peuvent alors se présenter : ou bien l'on recherche la position du navire par la réception de son émission, ou bien c'est le navire lui-même qui recherche sa position par la réception d'émetteurs pilotes dont la situation géographique est parfaitement connue.

L'ensemble de ces problèmes relève d'une technique générale qui pourrait s'appeler « Radioguidage ». Le premier exemple consistant en la « Radiogoniométrie ». Quant au second, il s'agit de la « Radio-navigation » classique.

Nous allons montrer les moyens électroniques qui sont à la disposition de ces domaines et leurs applications. Ils utilisent les propriétés des antennes et des cadres qui s'orientent vers les émetteurs connus. La radiogoniométrie est

définie comme étant une mesure d'angles par repérage radio-électrique d'émissions fixes ou mobiles, elle met à profit la « directivité » de certains collecteurs d'onde dont le diagramme de rayonnement est particulier. Il s'agit en effet d'une prédominance dans la réception pour une direction déterminée. Cela se traduit par un maximum de signal. Toutefois ce maximum étant toujours assez flou, on imagine souvent des dispositifs qui permettent le repérage au moyen d'un minimum de signal. Certaines astuces, comme le « lever de doute » parachèvent ce repérage. Considérons ces différents cas en vulgarisant la notion de rayonnement directif.

#### DIRECTIVITE D'UNE ANTENNE VERTICALE

Une antenne verticale disposée

à l'entrée d'un récepteur convenablement adapté ne présente aucun caractère directif dans le plan horizontal. Elle capte autant d'énergie dans tous les sens, ou matérialise ce phénomène par des cercles concentriques à l'antenne (voir Fig. 3 A). En fait la réalité fait apparaître des irrégularités inhérentes à la configuration du sol. Dans le plan vertical le phénomène est plus complexe car il convient de tenir compte de la proximité du sol. Ainsi, l'antenne, verticalement, dans son axe OZ, ne peut théoriquement pas capter le signal. Il en est de même au voisinage du sol, donc suivant le plan  $XX'-YY'$ . Cela se traduit par conséquent par deux quarts de cercle presque toujours déformés disposés de part et d'autre de l'antenne (voir Fig. 3 B), dans la représentation suivant le plan vertical.

En réalité si nous pouvions représenter le diagramme de directivité en trois dimensions, cela se traduirait par une couronne très

déformée entourant dans son axe l'antenne verticale. La conséquence pratique de tout ceci apparaît aisément : l'antenne recevra le maximum d'énergie suivant un plan légèrement incliné au-dessus de l'horizon, et circulant autour de l'antenne (axes OM et ON). On devra en tenir compte dans les estimations des dispositions d'émetteur.

Du point goniométrique, ce système présente peu ou prou de caractère directif et ne pourra être employé dans ce but sous cette forme. Par contre, la loi de variation du champ étant parfaitement connue (voir Fig. 3 C) on peut éventuellement apprécier les distances à l'émetteur dès lors que sa puissance est définie et qu'aucun obstacle ne vient s'interposer dans la propagation. Des combinaisons d'antennes de ce genre peuvent créer des principes de réception particuliers mais auparavant il convenait de préciser le comportement physique de l'une d'entre elles.

## CAS D'UN DIPOLE ISOLE DANS L'ESPACE

Il s'agit de deux antennes disposées bout à bout au lieu d'une antenne coupée en son milieu. Il résulte d'un agencement particulier du dispositif précédent. Toutefois son comportement étant assez caractéristique il convient d'en signaler les particularités.

En effet, suivant la longueur du dipôle la directivité change totalement; elle se présente sous forme de deux cercles situés de part et d'autre du dipôle pour une longueur totale égale à la moitié de la longueur d'onde reçue; de quatre lobes lorsque cette longueur est double de la longueur d'onde; il peut même apparaître des lobes supplémentaires pour des longueurs intermédiaires (voir Fig. 4 A-B-C).

Bien entendu, en trois dimensions ces lobes apparaissent sous forme d'un volume composé de une ou plusieurs couronnes enchevêtrées. Du point de vue mathématique la tension induite dans n'importe quel type de collecteur d'ondes a pour expression :

$$e = h_{\text{eff}} \vec{E}$$

avec

$e$  : tension reçue dans l'aérien.  
 $h_{\text{eff}}$  : hauteur effective de l'aérien.

$\vec{E}$  : composante électrostatique du champ E.M.

La hauteur effective découle des dimensions et de la position dans l'espace du collecteur d'onde. En général pour un dipôle  $\lambda/2$  on a :

$$\# h_{\text{eff}} \frac{2 h_{\text{recte}}}{\pi} = \frac{\lambda}{\pi}$$

L'application goniométrique n'est pas encore apparente; toutefois de telles antennes peuvent repérer assez facilement des directions correspondant à l'axe où se situe l'émetteur recherché. Il subsiste néanmoins des doutes quant à l'exacte direction car, si le repérage s'effectue sur un maximum, on ne saura pas si l'émetteur est en avant ou en arrière de l'antenne, ou si l'on repère sur un minimum il y aura, là aussi, autant de solution qu'il y aura d'extinction de signal.

Là encore il faudra ajouter des dispositifs auxiliaires amenant le perfectionnement du « lever de doute » (voir plus loin).

## CAS DU CADRE

Les cas précédents sont plus spécialement réservés à la réception  
 Page 174 - N° 1454

tion des ondes courtes et moyennes (fréquence supérieure à 10 MHz). Ils captent par ailleurs la composante électrostatique du rayonnement. Pour les ondes longues (ou moyennes proches), il est plus commode d'utiliser les cadres intéressant la composante électromagnétique de l'onde émise. Le diagramme de rayonnement ou lieu géométrique des points dans l'espace où le champ reçu est constant, affecte la forme d'une couronne, pour un cadre circulaire seulement comme pour le dipôle élémentaire de  $\lambda/2$  de longueur. Toutefois sa disposition dans l'espace est différente puisque dans le plan horizontal les deux cercles se trouvent dans l'axe du cadre (Fig. 5 A).

Si l'on considère de plus près le problème, on peut remarquer que la directivité précédente se rapporte également à la composante électrostatique de l'onde; ce qui, pour le mathématicien veut dire que le cadre est sensible aux deux composantes :

La F.E.M. induite peut être calculée assez commodément puisqu'elle résulte des lois de Maxwell appliquées au bas du cadre.

Elle s'exprime par la relation suivante pour le champ électrique :

$$e = \frac{2 \pi N S}{\lambda} \cdot E \sin \theta \cdot \sin \cot$$

où

- $e$  : est la tension reçue en volt
- $S$  : la surface du cadre en  $m^2$ .
- $N$  : Le nombre de spires de l'enroulement.
- $\theta$  : L'angle de la perpendiculaire au cadre avec la direction de l'émetteur.
- $\cot$  : La pulsation du phénomène vibratoire.

Quant au champ magnétique il détermine un courant découlant de la Loi de BIOT et SAVART d'expression :

$$I = \frac{\mu H R}{2 \pi N}$$

ou

- $I$  : est le courant induit dans l'enroulement.
- $\mu$  : la perméabilité du milieu.
- $H$  : l'amplitude instantanée du champ magnétique.
- $R$  : Le rayon du cadre circulaire
- $N$  : Le nombre de tours de l'enroulement.

Toutefois, le courant induit n'est pas comparable à l'amplitude de la tension car il décroît très vite à mesure que l'émetteur s'éloigne du cadre.

Dans tous les cas pratiques « I » est négligeable et l'on ne retient que la force électromotrice « e ».

Ce qu'il faut retenir dans l'expression mathématique de la F.E.M. c'est que l'application de la formule en fonction de  $\theta$  dénombre la nature du diagramme de directivité du cadre. C'est une preuve pratique qu'il convient de ne pas négliger.

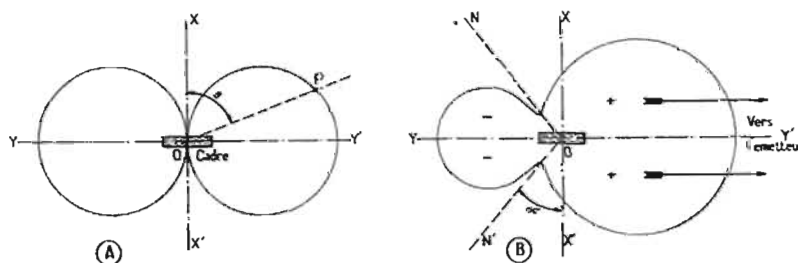


Fig. 5. — Diagramme de rayonnement théorique :  
 A — Pratique — B — d'un cadre

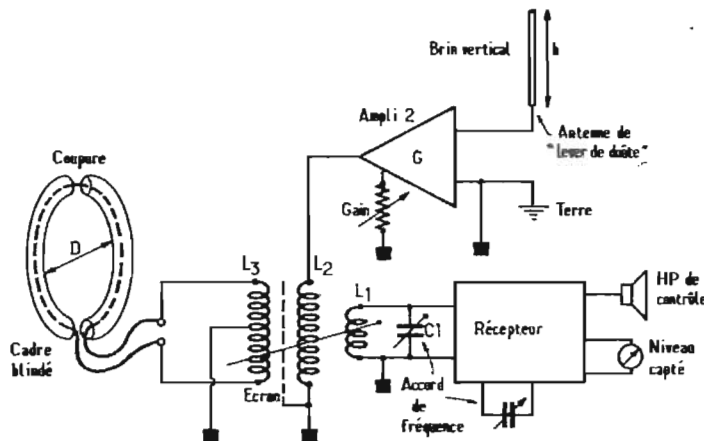


Fig. 6. — Principe du radiogoniomètre.



Les conclusions technologiques propres à la radiogoniométrie sont les mêmes que pour le dipôle en précisant toutefois que l'émetteur est dans le plan du cadre pour une réception sur un maximum de signal et dans un plan normal sur un minimum. Il reste là encore, à « lever le doute ».

## CONCEPTION D'UN RADIOGONIOMETRE

Nous avons donc à notre disposition les trois systèmes élémentaires précédents pour réaliser un radiogoniomètre. Il convient d'imaginer des combinaisons de circuits et d'ensembles ayant pour base l'un ou l'ensemble des trois types d'aérien.

La première idée qui nous vient à l'esprit est d'utiliser le dipôle ou le cadre pour capter l'énergie, l'antenne élémentaire fixée au sol ne pouvant pas en elle-même donner des débouchés pour notre domaine.

Prenons par exemple le cadre et considérons l'un des défauts du système; c'est en effet une imperfection qui apporte la solution au problème.

Lors d'un emploi d'un cadre on avait souvent remarqué et depuis fort longtemps qu'il était impossible d'obtenir une annulation complète du signal lorsqu'on mettait le cadre en croix. Il subsistait un minimum qui était dû à l'effet d'antenne du cadre, les brins de ce dernier constituant autant d'antennes « élémentaires ». Or, comme la phase de la tension induite s'inverse lorsqu'on effectue une rotation du cadre de 180°, cela veut dire que chaque lobe, dans la représentation verticale présente des polarités différentes. Si l'effet d'antenne s'ajoute à l'effet propre au cadre comme l'effet d'antenne n'a pas de sens privilégié, il en résultera une disproportion des deux lobes comme l'indique la figure 5 B.

La conséquence apporte la solution au problème du lever de doute puisqu'automatiquement la direction de l'émetteur se trouve à peu près indiquée par le gros lobe.

Il va de soi qu'on ne peut pas se limiter à cette solution boiteuse, aussi la suite logique au perfectionnement sera un dosage judicieux de l'effet d'antenne. Ceci se fait en ajoutant au cadre une antenne extérieure. Il s'agit du radiogoniomètre à cadre orientable et à « lever de doute ».

Si le système précédent est séduisant pour les ondes longues,

il est fort peu efficace pour les ondes courtes; aussi, on leur préfère l'emploi d'antennes combinées sous forme de réseau appelé réseau YAGI, du nom de son auteur, ou assemblées par paires comme dans l'aérien ADCOCK.

Dans les premiers cas on recherche le maximum de tension recueillie en disposant le réseau dans la direction de l'émetteur, quant au second cas, on recherche au contraire un minimum.

Il existe également d'autres systèmes plus complexes mais tous découlent plus ou moins de ces trois principes, les différences étant des perfectionnements.

## RADIOGONIOMETRE A CADRE ORIENTABLE

Cet appareil de conception ancienne est toujours employé soit sous la forme actuelle soit sous plusieurs formes améliorées. Il comporte toujours un dispositif de « lever de doute ».

La figure 6 résume le principe de fonctionnement du système. Il se compose d'un cadre à basse impédance blindé (pour annuler tout effet d'antenne) couplé à un circuit  $L_1$  par l'intermédiaire d'un enroulement primaire  $L_3$ , le branchement est symétrique et, pour éviter les influences du circuit accordé, ou intervalle entre primaire et secondaire un écran électrostatique.

Le même circuit accordé est aussi couplé par  $L_2$  avec la sortie d'un amplificateur à gain variable et dont l'entrée est attaquée par une antenne verticale omnidirectionnelle (n'ayant aucun caractère directif dans le plan horizontal).

Le diamètre « D » du cadre dépend de la longueur d'onde à capter. Il peut atteindre plusieurs mètres dans les dispositifs fixes. De même, la hauteur « h » du brin vertical peut être constituée par une nappe de fils tendus entre deux points fixes ou même un simple pylône.

Cette dernière éventualité n'est valable que pour des longueurs d'ondes très importantes ( $\lambda = 3\ 000$  à  $10\ 000$  m) et se rencontre surtout dans les systèmes de radio-navigation DECCA, OMEGA, etc. Pour les fréquences plus fortes le brin vertical est souvent superposé au cadre lui-même.

## DIRECTIVITE

Si l'on effectue un relevé de directivité en évaluant la tension reçue aux bornes du circuit accordé  $L_1, C_1$ , en fonction de l'angle pris par le cadre, vis-à-vis d'un émetteur fixe de position, on remarque que le diagramme constitué apparaît sous différentes formes caractéristiques suivant la tension issue de l'antenne. Cette tension est réinjectée dans le cir-

cuit accordé et son amplitude est ajustée à l'aide du réglage du gain.

Ainsi lorsque la tension reçue par le cadre dépasse celle captée par l'antenne, nous sommes encore dans le cas d'un effet d'antenne accentué (voir Fig. 7 B).

Si nous augmentons volontairement la tension issue de l'antenne de telle manière qu'elle devienne supérieure à celle captée par le cadre, le phénomène se modifie complètement. En observant le diagramme de la figure 7 A, nous voyons que nous rapprochons progressivement du cas de l'antenne seule.

En conditionnant judicieusement le gain de l'amplificateur d'antenne, on peut obtenir une annulation complète du lobe arrière (Fig. 7 C), le diagramme ainsi constitué est celui d'une courbe cardioïde. Il est assez facile de construire théoriquement cette courbe particulière. On superpose tout d'abord les diagrammes respectifs du cadre et de l'antenne en s'arrangeant pour que les deux cercles relatifs au cadre soient inscrits dans le cercle de l'antenne.

Après avoir choisi une direction privilégiée (celle de l'émetteur), on attribue des « phases » aux lobes du diagramme du cadre; le lobe le plus rapproché de l'émetteur est choisi en phase avec le cercle de l'antenne. Il en résulte que le lobe « aérien » du cadre est en opposition de phase avec le cercle exinscrit.

Cette vue de l'esprit des phases respectives des tensions captées par le cadre et par l'antenne va nous permettre la construction de la cardioïde.

Du centre O, nous pouvons dresser des rayons coupant les trois cercles. Chaque intersection détermine des directions OA, OB, OC, OD, etc.

Avec l'aide des « points sèches » nous additionnons les vecteurs relatifs aux cercles en phase et nous retranchons les cercles en oppositions, c'est ainsi que nous obtenons les vecteurs résultants  $Oa, Ob, Od$ , etc., les points obtenus a, b, d, etc., sont les lieux géométriques d'une conique appelée cardioïde d'expression :

$$\rho = a(1 + \cos \alpha)$$

$$\text{avec } \rho = OM, a = ON$$

$$\text{et } \alpha = \text{azimut}$$

La conclusion goniométrique de cette construction est assez évidente. 2 solutions nous sont offertes.

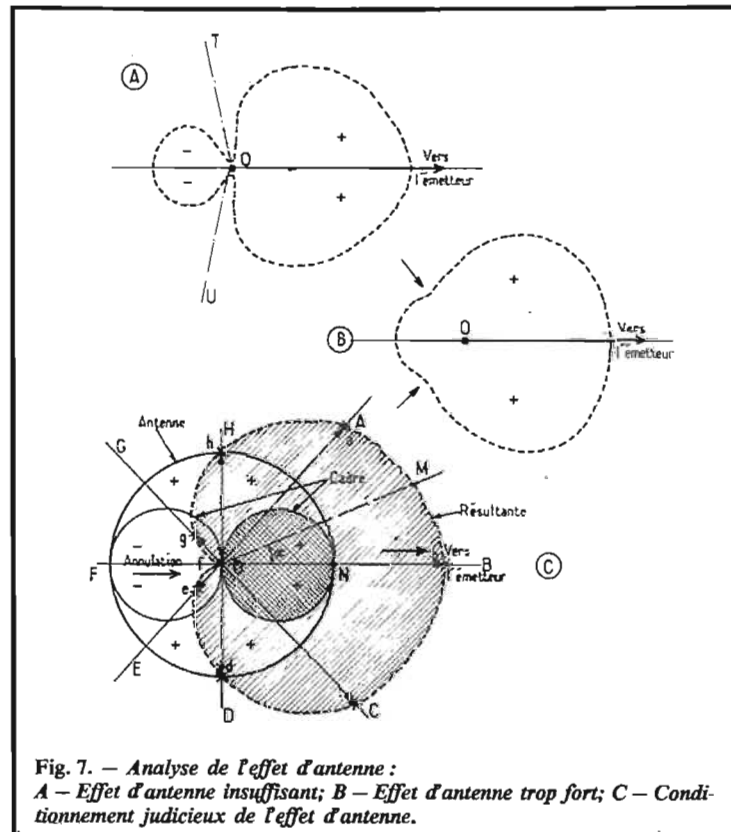


Fig. 7. — Analyse de l'effet d'antenne : A — Effet d'antenne insuffisant; B — Effet d'antenne trop fort; C — Conditionnement judicieux de l'effet d'antenne.

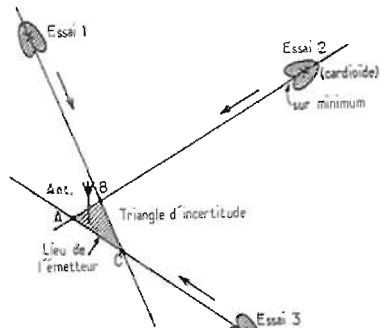


Fig. 8. — Méthode de recherche d'un émetteur par triangulations successives.

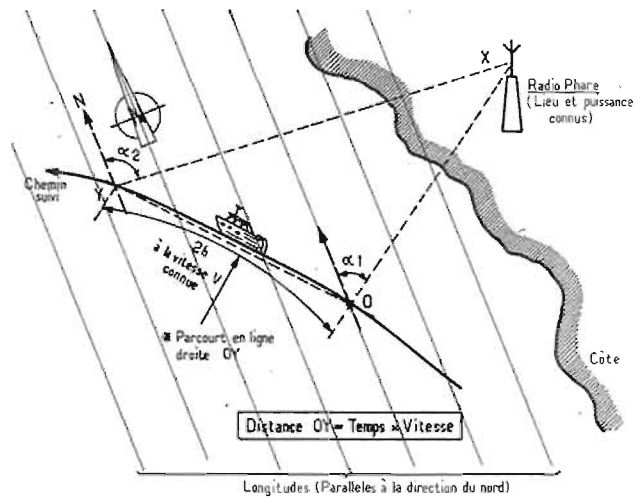


Fig. 9. — Moyen de repérage sommaire du lieu d'un mobile se déplaçant linéairement à vitesse constante.

1 — La direction de l'émetteur nous sera donnée par le maximum de signal reçu.

2 — Le cas précédent n'étant pas pratique, le maximum étant très flou, on lui préfère le réglage sur l'extinction du signal qui est beaucoup plus pointu. Dans ce cas, la direction de l'émetteur est évidemment inversée.

### EMPLOI DU RADIOGONIOMETRE

En pratiquant autour de la station au moins 3 essais, on circonscrit facilement la zone où elle émet (Fig. 8); le triangle ainsi repéré définit une nouvelle zone d'essai ou une seconde triangulation est encore possible. De proche en proche, on arrive assez vite à trouver la station. — Inversement, pour relever le point ou la vitesse d'un mobile, il suffit de chercher la direction de la station — alors connue — à deux instants

différents. D'après les angles que donne la radiogoniométrie par rapport au Nord, on situe facilement avec un rapporteur, le lieu et le déplacement inconnu par rapport aux longitudes : figure 9.

Il est évident que cette méthode est sommaire et que les radio-navigateurs utilisent des moyens plus précis et plus élaborés. Le procédé de base reste toutefois valable. Malgré la méthode employée, la précision est parfois insuffisante. Il se produit en effet, des erreurs d'angles provenant de la non accuité du minimum. Il se monte quelquefois à plusieurs degrés.

En dehors de cette erreur systématique, il faut également signaler les erreurs de site dues à la présence d'obstacles entre l'émetteur et le système d'aériens (ondes à propagation non orthodromique); les erreurs côtières pour les navires, produites par la réfraction des ondes hertziennes au voisinage de

la côte (erreur se traduisant par 5 à 10° maximum d'écart de site); l'erreur de nuit due à la présence d'ondes réfléchies sur les couches ionisées; l'erreur due à l'effet Heligttag, etc.

De toutes les erreurs citées hormis l'erreur systématique, la plus gênante est sans nul doute l'erreur de nuit, que dans certains cas et pour certaines fréquences, (bande de 100 à 500 m), occasionne des différences de sites de plusieurs dizaines de degrés. Ce défaut ne peut être totalement évité, même en changeant complètement de système (RADIOGONIOMETRIE ADCOCK).

Pour les ondes moyennes il est actuellement possible de réduire notablement la dimension des cadres. On utilise pour ce faire des barreaux de ferrocube sur lesquels on enroule du fil en spires jointives constituant directement le circuit accordé. Le cadre est à haute impédance ce qui nécessite

des précautions draconiennes contre l'effet d'antenne (blindage rigoureux). L'amélioration réside surtout dans le fait que la zone d'extinction est très pointue diminuant l'erreur systématique à moins de 3°. Ceci ne s'explique que par le fait des faibles dimensions, réduisant au maximum l'effet d'antenne. La forme allongée des inductances agit également dans ce sens; le diagramme de rayonnement n'est pas exactement cardioïdale mais davantage ovoïde de chaque côté le « creux » est néanmoins très sélectif à l'arrière.

Roger Ch.-HOUZÉ  
Professeur à l'E.C.E

Bibliographie — Cours sommaire de Radiocommunication, articles du même auteur dans « Radio et TV » et dans « Electro-Science ; revues disparues à ce jour.

**tradelec**  
présente  
de nouveaux  
**COMPOSANTS  
PROFESSIONNELS**

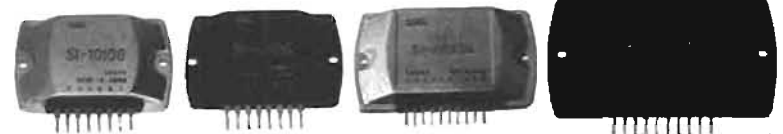
229, RUE VERCINGÉTORIX,  
75014. PARIS.  
TEL : 533-00-40.



Documentation sur demande

**TRANSDUKTOR  
TRANSFORMATEURS  
TOREÏDAUX**

**MODULES  
AMPLIFICATEURS SANKEN**



Modules de puissance intégrés - à circuit hybride pour toutes applications Audio et Servo-mécanismes

4 modèles: 10W - 20W - 30W - 50W

# MONTAGES PRATIQUES POUR EXPERIMENTATEURS

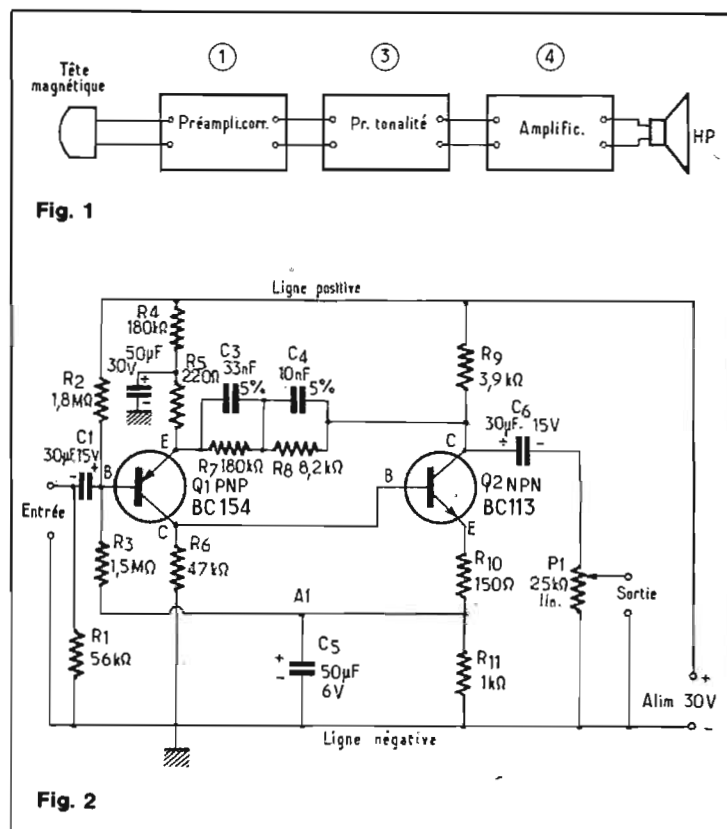
## PRÉAMPLIFICATEUR DE TÊTE MAGNÉTIQUE

**E**TUDIÉ pour la Hi-Fi, le préamplificateur de la figure 1, proposé par ATE-SGS, se place après la tête magnétique et il est suivi des circuits habituels d'un canal Hi-Fi, par exemple, l'entrée d'un amplificateur ou, un préamplificateur de tonalité suivi d'un amplificateur (voir figure 1), avec éventuellement d'autres préamplificateurs.

Ce montage se caractérise par l'emploi d'un transistor  $Q_1$  PNP suivi d'un transistor  $Q_2$ , NPN. La liaison est directe entre le collecteur de  $Q_1$  et la base de  $Q_2$ , comme on peut le voir sur le schéma de la figure 2.

Un examen du schéma permet l'analyse rapide ci-après. L'entrée s'effectue sur la base de  $Q_1$ , monté en émetteur commun. On a disposé à l'entrée  $R_1$ , qui shuntera la tête magnétique et  $C_1$  qui réalisera la liaison et, aussi, l'isolation, en continu, de la base de  $Q_1$  par rapport aux circuits d'entrée.

La base est polarisée par le diviseur de tension  $R_2 - R_3$  monté entre la ligne positive d'alimentation et le point  $A_1$  commun de  $C_5$  (découplage) et  $R_{10} - R_{11}$ .



De ce fait, la base est polarisée positivement par rapport à la masse mais en raison de la valeur élevée de  $C_5$ , il n'y a pas de contre-réaction entre l'émetteur de

$Q_2$  et la base de  $Q_1$ .

L'émetteur de  $Q_1$ , PNP, est

l'électrode « commune », polarisée par  $R_5 + R_4$ , cette dernière reliée à la ligne positive. Le point commun de  $R_4$  et  $R_5$  est découplé vers la masse par  $C_2$ .

Il en résulte que  $R_5$  est une charge d'émetteur permettant de recevoir le signal de rétroaction

provenant du collecteur de  $Q_2$ . Le signal amplifié par  $Q_1$  apparaît aux bornes de  $R_6$ , résistance de charge du collecteur et, de cette électrode, le signal est transmis à la base de  $Q_2$ .

Ce transistor est un NPN. La base est portée à la même tension positive que le collecteur de  $Q_1$ , en raison de la chute de tension dans  $R_6$ .

Le collecteur de  $Q_2$  est polarisé par  $R_9$  reliée à la ligne positive d'alimentation. Ensuite, le signal amplifié est transmis par  $C_6$  à un potentiomètre  $P_1$ , servant au réglage de la tension de sortie, obtenue entre le curseur et la ligne négative. Remarquons que grâce à  $C_6$ , le circuit de sortie est, au repos, au potentiel de la ligne négative choisie aussi comme ligne de masse.

D'autre part, l'émetteur de  $Q_2$  étant polarisé par  $R_{10} + R_{11}$  crée une contre-réaction car  $R_{10}$  reste non découplée.

La contre-réaction sélective entre  $Q_2$  et  $Q_1$ , permettant d'obtenir la courbe de réponse RIAA convenant à cet amplificateur de lecture, est effectuée par la boucle composée de  $R_7, R_8, C_3, C_4$ , dont les valeurs ont été soigneusement déterminées et, de ce fait, les résistances et les condensateurs devront être à tolérance de  $\pm 5\%$  ou mieux (donc égale ou inférieure  $\pm 5\%$ ).

L'alimentation est de 30 V, va-

leur souvent adoptée dans les montages utilisant les transistors les plus récents.

Voici les caractéristiques générales de ce préamplificateur qui peut être incorporé dans une chaîne Hi-Fi ou encore, être monté dans un montage BF d'électrophone, de radio ou de TV.

—  $R_2$ , est découplée par  $C_1$  vers l'émetteur.

Le signal amplifié par  $Q_1$  est alors transmis au dispositif de réglage de tonalité, par l'intermédiaire de  $C_3$ .

Le condensateur est relié au curseur du potentiomètre,  $RV_1$  servant de réglage de gain. En

TABLEAU I

Tension d'alimentation .....	30 V
Courant d'alimentation .....	4 mA
Puissance alimentation .....	0,36 W
Tension BF maximum de sortie .....	200 mV
Distorsion à 200 mV de sortie et $f = 1$ kHz .....	0,1 %
Sensibilité à 200 mV de sortie et $f = 1$ kHz .....	4,5 mV
Rapport signal/bruit en décibels .....	65 dB
Egalisation entre 20 Hz et 20 kHz (RIAA) .....	1 dB
Impédance d'entrée .....	47 k $\Omega$

Dans ce montage, le gain de tension est, évidemment,  $200/4,5 = 44$  fois.

Utiliser des résistances de 1/4 W à tolérance de  $\pm 10\%$  (ou mieux) sauf celles de la boucle de contre-réaction qui seront à  $\pm 5\%$ .

### PRÉAMPLIFICATEUR DE TONALITÉ

Utilisant également deux transistors comme le montage précédent, ce préamplificateur est à la fois correcteur variable pour basses et aiguës et amplificateur de tension.

Son schéma est donné à la figure 3 et se place dans une chaîne haute fidélité, comme le montre la figure 1.

Ce montage comprend un transistor amplificateur  $Q_1$  et un transistor destiné à la contre-réaction sélective,  $Q_2$ . Ce dispositif est analogue à celui de Baxandall, utilisé dans le passé, dans les montages à lampes.

Partons de l'entrée. Le signal provenant de la source de signaux BF est transmis par  $C_2$ , à la base de  $Q_1$ , qui est un NPN tout comme  $Q_2$ . Cette base est polarisée par  $R_2$ , reliée à la ligne + et  $R_1$  reliée à la ligne - et de masse. La charge de collecteur est  $R_5$  reliée à la ligne positive, tandis que l'émetteur est polarisé par  $R_4$ .

Remarquons que la résistance de base est  $R_3$ , dont l'extrémité reliée au diviseur de tension  $R_1$

même temps, le réglage de ce potentiomètre agit sur la polarisation de la base de  $Q_2$ . En effet, une extrémité de  $RV_1$  est reliée à la masse et l'autre à la ligne positive par l'intermédiaire de  $R_7$ . Lorsque le curseur est du côté masse de  $RV_1$ , le signal provenant de  $Q_1$  est court-circuité vers la ligne de masse et la tension de sortie est nulle. Dans le cas où le curseur n'est pas à la masse, la base de  $Q_2$  reçoit le signal provenant de  $Q_1$  et ce signal est maximum, lorsque le curseur est à l'extrémité reliée à  $R_7$  et à la base de  $Q_2$ . La polarisation de cette électrode est déterminée par les valeurs de  $RV_1$  et  $R_7$  qui constituent un diviseur de tension.

Une correction de linéarité est réalisée avec  $C_4$  et  $R_6$ . Le circuit de tonalité comprend, pour les graves,  $RV_2$ ,  $C_5$  et  $C_6$  et, pour les aiguës,  $RV_3$ ,  $C_7$  et  $C_8$ . On a réalisé la contre-réaction sélective à l'aide de  $C_9$ , transmettant le signal de collecteur de  $Q_2$ , au circuit de tonalité et, finalement à la base de ce même transistor. Remarquons que la sortie de ce préamplificateur n'est pas sur le collecteur de  $Q_2$ , mais sur le circuit de tonalité.

Les valeurs des résistances fixes sont indiquées sur le schéma de la figure 3. Elles seront toutes de 0,5 W avec tolérance de  $\pm 10\%$  ou mieux (par exemple  $\pm 5\%$ ).

Voici les valeurs des autres éléments : transistors  $Q_1 = BC 114$ ,  $Q_2 = BC 113$ . La figure 4 donne le brochage des transistors BC 113, BC 114 et BC 154 utilisés

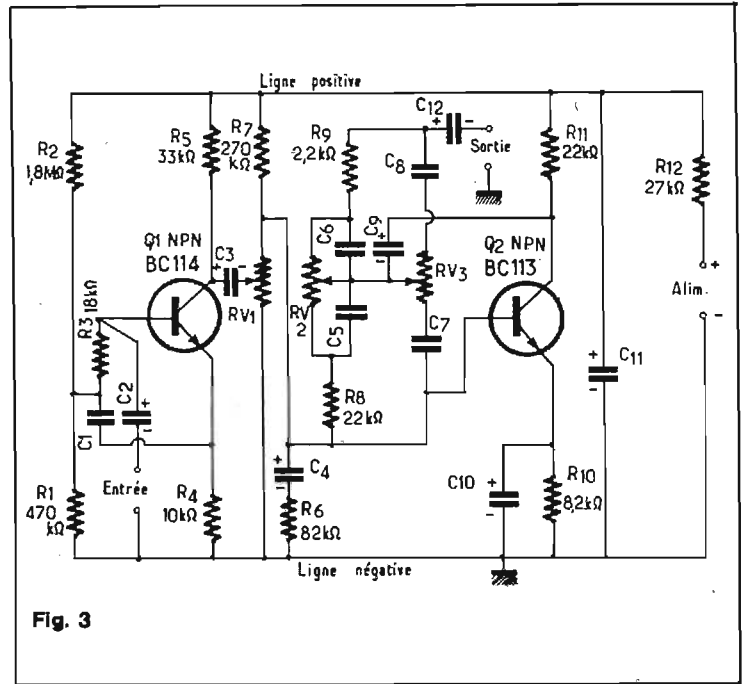


Fig. 3

dans les deux montages des figures 2 et 3.

Les embases ont une forme circulaire mais avec une partie droite qui sert de repère. Les embases sont montrées face à l'observateur, avec les fils orientés vers celui-ci. Dans ce cas, si la base est en haut, l'émetteur est à gauche et le collecteur à droite.

Les potentiomètres ont les caractéristiques suivantes :

$RV_1 = 25$  k $\Omega$  linéaire  
 $RV_2 = 100$  k $\Omega$  antilogarithmique  
 $RV_3 = 50$  k $\Omega$  antilogarithmique

Les condensateurs sont :  $C_1 = 1$   $\mu$ F 5 V ;  $C_2 = 0,2$   $\mu$ F 12 V ;  $C_3 = 5$   $\mu$ F 15 V ;  $C_4 = 5$   $\mu$ F 5 V ;  $C_5 = 15$  nF ;  $C_6 = 0,15$   $\mu$ F ;  $C_7 = 3,9$  nF ;  $C_8 = 39$  nF ;  $C_9 = 5$   $\mu$ F 10 V ;  $C_{10} = 100$   $\mu$ F 5 V ;  $C_{11} = 100$   $\mu$ F 50 V ;  $C_{12} = 25$   $\mu$ F 50 V.

Tous les condensateurs dont on indique le branchement, par les signes + et -, sont des électrolytiques ou des électrochimiques.

Voici maintenant les caractéristiques de ce montage.

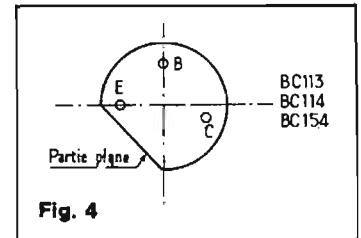


Fig. 4

La tension de sortie correspondant à un courant de 100  $\mu$ A sur 200  $\Omega$  est égale à :

$e_s = 200.100/1\ 000\ 000$   
 ce qui donne  $e_s = 0,02$  V = 20 mV. Celle d'entrée donnant  $e_s$  à la sortie étant de 150 mV ou moins, il est clair que le gain de ce préamplificateur est un peu plus grand que 0,1. Les plans de montage des préamplificateurs proposés sont donnés aux figures 5 et 6...

Ils représentent la face de la platine sur laquelle se trouvent les connexions. Les composants sont vus par transparence.

Leur réalisation est possible en circuits imprimés ou en câblage par fils. Les circuits imprimés de-

TABLEAU II

Sensibilité .....	< 150 mV pour une sortie de 100 $\mu$ A sur une charge de 200 $\Omega$
Impédance d'entrée .....	< 1,5 M $\Omega$
Rapport signal/bruit .....	> 75 dB
Tension d'entrée maximum .....	2 V
Accentuation aux basses .....	+ 10 dB à 60 Hz
Atténuation aux basses .....	- 15 dB à 60 Hz
Accentuation aux aiguës .....	+ 10 dB à 12 kHz
Atténuation aux aiguës .....	- 13 dB à 12 kHz

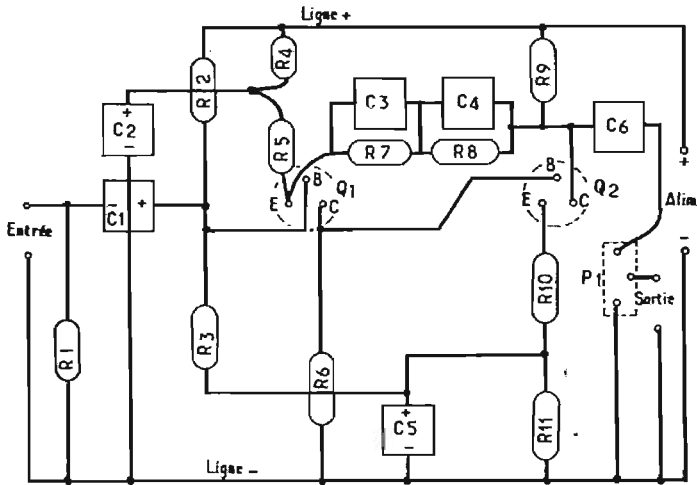


Fig. 5

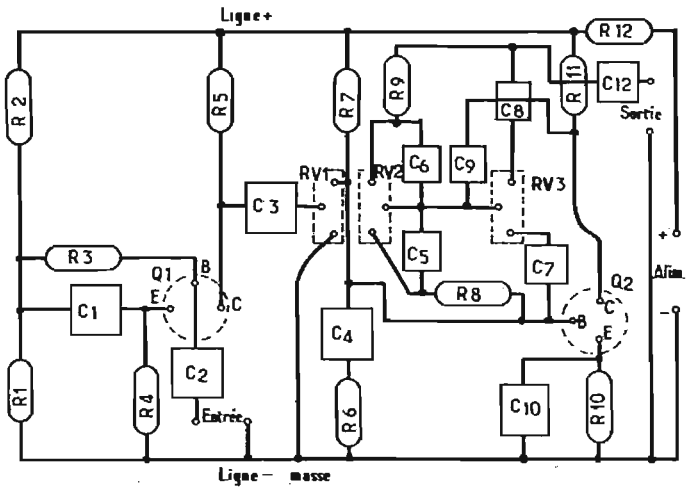


Fig. 6

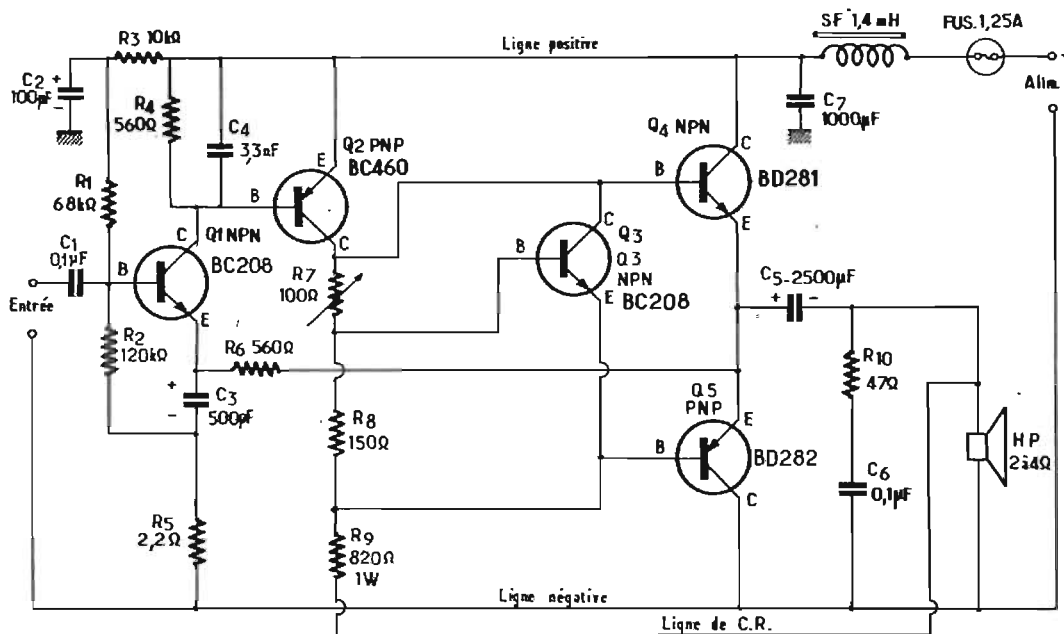


Fig. 7

vront être réalisés par le lecteur, ils n'existent pas dans le commerce.

Ces deux montages ont été proposés par ATE-SGS. Les transistors conseillés sont de cette marque.

A noter que l'alimentation du préamplificateur de tonalité est de 40 V, mais en réalité, la ligne positive sera à une tension plus faible en raison de la présence de  $R_{12}$  de 27  $\Omega$ . Cette tension étant de 30 V environ, la consommation de courant sera 10/27 000 A = 0,37 mA.

Pour déterminer la valeur exacte de ce courant, mesurer la tension sur la ligne positive lorsque l'alimentation est de 40 V.

Connaissant la réduction de tension et la valeur de  $R_{12}$  on en déduira celle du courant consommé.

En général, les amplificateurs modernes de puissance et à haute fidélité, sont alimentés sur des tensions élevées dépassant 30 V, mais il existe également de nombreux montages fonctionnant sur des tensions plus réduites, par exemple 12 à 14 V. C'est le cas des amplificateurs à bord d'automobiles ou cars dont la batterie est de 12 V nominal, et dont la tension peut atteindre à certains moments 14 V.

Voici un exemple d'amplificateur de ce genre, proposé également par ATE-SGS.

### AMPLIFICATEUR 6,5 W - 14 V

Ce montage est représenté par le schéma de la figure 7. On utilise cinq transistors NPN et PNP dont la nomenclature est la suivante :  $Q_1 = BC 208$ ,  $Q_2 = BC 460$ ,  $Q_3 = BC 208$ ,  $Q_4 = BD 281$ ,  $Q_5 = BD 282$ . Les types  $Q_2$  et  $Q_5$  sont des PNP, les autres des NPN. L'alimentation est de 14 V et le haut-parleur sera à impédance comprise entre 2 et 4  $\Omega$ . Cette possibilité est intéressante autorisant, par exemple, l'emploi d'un haut-parleur de 4  $\Omega$  et la mise en parallèle d'un haut-

parleur supplémentaire de 4  $\Omega$  également.

Le signal BF est appliqué à l'entrée et transmis par  $C_1$  à la base de  $Q_1$  polarisée par  $R_1$ , reliée à la ligne positive et à  $R_2$  connectée à  $R_5$ , celle-ci reliée à la masse à une autre extrémité.

Remarquons  $C_3$  de 500  $\mu F$  entre émetteur et point commun de  $R_2$  et  $R_5$ . Ce condensateur découple vers l'émetteur ce point commun.

Le signal amplifié se trouve aux bornes de  $R_4$  et  $C_4$ . Il y a liaison directe entre le collecteur de  $Q_1$  et la base de  $Q_2$ . Ce dernier est monté en émetteur commun, cet émetteur étant relié à la ligne + puisque  $Q_2$  est un PNP.



On obtient le signal amplifié sur le collecteur dont la charge se compose de  $R_7$  variable,  $R_8$ ,  $R_9$  et le haut-parleur. De ce fait, il y a contre-réaction, en continu.

D'autre part, le signal de sortie de  $Q_2$  est transmis du collecteur à la base de  $Q_4$ , à celle de  $Q_3$ , à partir du point commun de  $R_7$  et  $R_8$  et à celle de  $Q_5$ , à partir du point commun de  $R_8$  et  $R_9$ . L'étage final est à symétrie complémentaire. La sortie est au point de réunion de l'émetteur de  $Q_4$  et de celui de  $Q_5$ . Elle s'effectue par l'intermédiaire de  $C_5$  de  $2500\mu F$  sur le haut-parleur de  $2$  à  $4\Omega$ . Remarquons le circuit de correction  $R_{10}$ ,  $C_6$  de  $47\Omega$  et  $0,1\mu F$ . Le HP a un point à la masse.

Voici les performances de cet amplificateur :

montre que l'amplificateur sera bon jusqu'à  $5$  ou  $7 W$  selon la valeur de  $R_L$  donc, la possibilité proposée plus haut, de monter en permanence un haut-parleur de  $4\Omega$  et, à volonté un HP de  $4\Omega$  séparé, est intéressante, car non seulement la distorsion sera acceptable, mais on aura aussi la possibilité d'augmenter la puissance jusqu'à  $12 W$ . Dans un car, ce montage de deux haut-parleurs de  $4\Omega$  en parallèle, l'un disposé à l'avant et l'autre à l'arrière peut être adopté avec avantage. De même dans un car de public-address, un seul HP de  $2\Omega$  pourra donner des auditions de puissance suffisante pour atteindre des auditeurs situés à plusieurs dizaines de mètres du véhicule, la puissance de  $12 W$  étant

TABLEAU III

Puissance de sortie ( $D = 10\%$ et $R_L = 4\Omega$ )	$> 6 W$
Puissance de sortie ( $D = 10\%$ et $R_L = 2\Omega$ )	$> 12 W$
Tension d'entrée ( $P_o = 5 W$ , $R_L = 4\Omega$ )	$24 mV$
Tension d'entrée ( $P_o = 5 W$ , $R_L = 2\Omega$ )	$20 mV$
Impédance d'entrée	$20 k\Omega$
Courant de repos, de sortie	$10 mA$
Courant du BC 460	$80 mA$
Courant total en fonctionnement ( $P_o = 6,5 W$ )	$660 mA$
Bande passante en fonctionnement ( $P_o = 3 W$ )	$15$ à $8000 Hz$
Fonctionnement stable - Temp. ambiante	jusqu'à $60^\circ C$

A la figure 8, on donne la courbe indiquant la réponse en fonction de la puissance de sortie.

La distorsion dépend de l'impédance  $R_L$  montée à la sortie, c'est-à-dire de celle du haut-parleur ( $2$  à  $4\Omega$ ).

Il y a avantage à utiliser un haut-parleur de  $2\Omega$  car dans ce cas, la puissance la plus élevée pouvant être atteinte avec  $10\%$  de distorsion est de  $12 W$ .

La courbe de la distorsion montre que celle-ci se maintient à  $0,5\%$  environ jusqu'à  $2 W$ . Elle est de  $1\%$  à  $4 W$  et de  $2\%$  à  $7 W$ . Le comportement de l'amplificateur sera donc très satisfaisant jusqu'à  $6$  ou  $7 W$ , au point de la distorsion. En cas de bruit ambiant élevé, on pourra toutefois, augmenter encore la puissance, mais la distorsion augmentera rapidement pour atteindre  $10\%$  à  $12 W$ .

Si l'on adopte  $R_L = 4\Omega$ , la distorsion est très réduite,  $0,4$  à  $0,5\%$  jusqu'à  $P_o = 3 W$ . A  $4 W$ , la distorsion est de  $1\%$  et à  $5 W$  de  $2\%$ .

Si l'on dépasse  $5 W$ , la distorsion passe rapidement de  $2\%$  à  $10\%$ , atteinte lorsque  $P_o = 6 W$ .

La comparaison de deux cas

excellente pour une communication agréable pour les auditeurs, sans avoir à les terroriser avec des sons tonitruants et déformés.

A signaler que les deux transistors finals,  $Q_4$  et  $Q_5$  devront être montés sur radiateur, dont la résistance thermique  $R_{th}$  sera égale ou inférieure à  $16^\circ C/W$ .

A noter que plus  $R_{th}$  est faible, plus l'efficacité du radiateur est grande pour effectuer la dissipation de chaleur.

Le transistor BD 281 possède un boîtier comme celui de la figure (9), valable également pour le BD 282.

Ce boîtier est plat et à profil rectangulaire.

Sur une face ((A) figure 9) il y a une surface métallique reliée au collecteur C. Celui-ci est également accessible par le fil C situé au milieu entre les fils B (à gauche) et E (à droite), lorsqu'on regarde cette face et les fils orientés vers le bas (b = fil de base, E = fil d'émetteur).

En (B) on montre le transistor de profil et en (C) vu de la face opposée à celle métallisée. Dans ces conditions, le collecteur est au fil du milieu, la base est au fil de

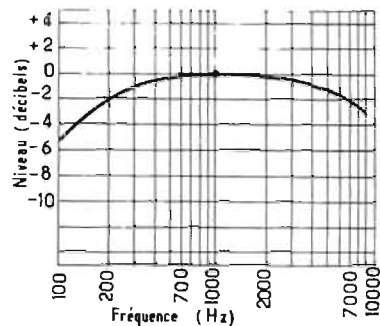


Fig. 8

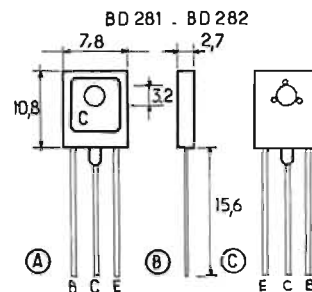


Fig. 9

droite et l'émetteur au fil de gauche.

Le radiateur de dissipation de chaleur sera une plaque métallique fixée par vis et écrou sur la face métallisée.

On pourra aussi, fixer le boîtier du transistor sur le châssis, mais cette possibilité n'est admissible que pour le PNP type BD 282 (voir figure 7) dont le collecteur est mis à la masse et à la ligne négative. Par contre, le collecteur de  $Q_4$ , NPN type BD 281 devra être muni d'un radiateur isolé de la masse. Il est alors possible d'utiliser également le châssis mais en interposant une feuille de mica.

Remarquons que le schéma de la figure 7 est intégralement valable pour les transistors finals :  $Q_4 =$  NPN, type BD 433, et  $Q_5 =$  PNP, BD 434. Même caractéristique de positionnement, même brochage, même montage.

Signalons que les transistors mentionnés et leurs accessoires de montage ( $Q_4$  et  $Q_5$  figure 7) peuvent être fournis par ATES-SGS. Les accessoires de montage sont les vis, les écrous, les rondelles et les isolateurs en feuille de mica.

## NOUVEAUX CIRCUITS INTÉGRÉS LINÉAIRES

Parmi les nouveautés proposées par la RCA, voici d'abord quelques indications sur le circuit intégré CA 3401 E. Il s'agit d'un amplificateur opérationnel quadruple, présentant l'avantage d'une alimentation unique. On donne à la figure 10 le schéma intérieur d'un des quatre amplificateurs montés dans le boîtier du circuit intégré. Cet amplificateur, désigné par le n° 1 a comme points de terminaison 3 (entrée « + »), 4 (sortie). En dehors du rectangle pointillé, on donne, à gauche, le schéma de la partie commune aux quatre amplificateurs identiques, cette partie étant destinée à la régulation.

A droite, sur le même schéma, sont indiqués les branchements des trois autres amplificateurs :

Amplificateur 2 :

entrée + point 1  
entrée - point 6  
sortie point 5

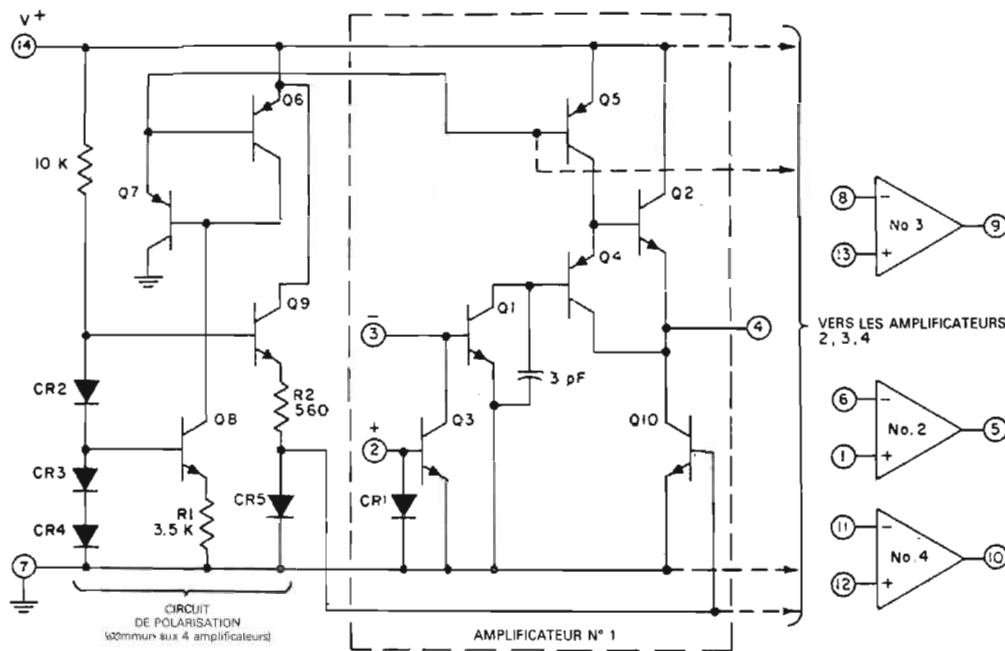


Fig. 10

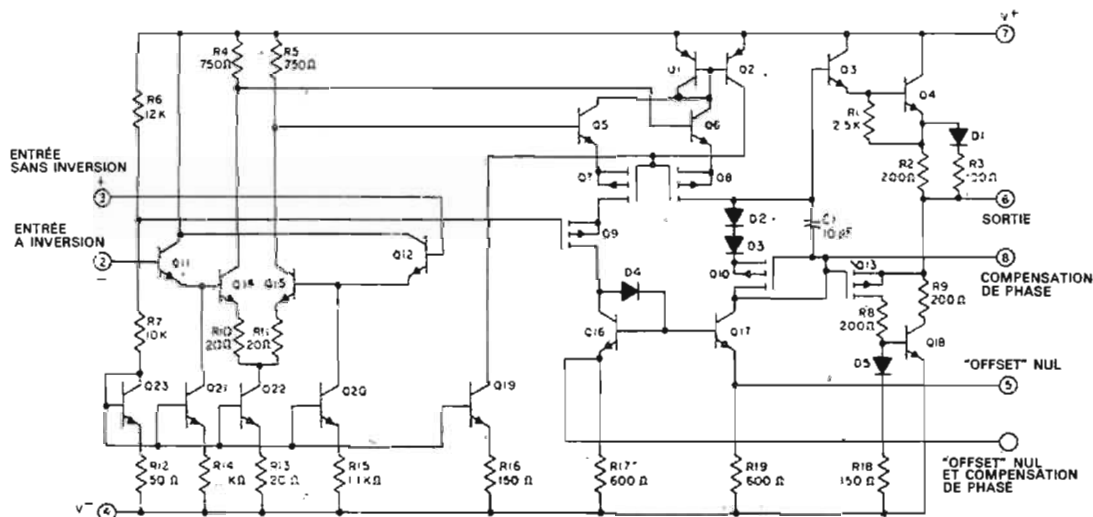


Fig. 11

**Amplificateur 3 :**

entrée + point 13  
 entrée - point 8  
 sortie point 9

**Amplificateur 4 :**

entrée + point 12  
 entrée - point 11  
 sortie point 10

Ce circuit intégré comporte un boîtier rectangulaire à 14 broches, en matériau plastique de dimensions standardisées.

Chaque amplificateur est indépendant des trois autres, sauf en

ce qui concerne les fils provenant du circuit de régulation donc, en plus de la masse commune (point 7), il y a deux autres lignes communes représentées en pointillés sur le schéma de la figure 10.

A noter que l'entrée « + » est celle qui correspond à un signal de sortie non inversé et l'entrée « - » à un signal de sortie inversé. Les signes + et - n'indiquent pas une polarité de continu. La stabilité en boucle fermée est maintenue grâce à un condensateur de 3 pF intégré à la pastille du CI.

Voici les caractéristiques générales de ce circuit intégré :

- fonctionnement à partir d'une seule alimentation positive (de 5 à 18 V),
- large bande passante à gain-unité : typiquement 5 MHz,
- faible courant de polarisation d'entrée : typiquement 50 nA,
- gain en boucle ouverte élevé : typiquement 60 dB.

Le CA 3401 E convient tout particulièrement pour certaines applications telles que l'électronique automobile, les systèmes de

commande industriels et les amplificateurs à usage général pour, par exemple, les oscillateurs, les tachymètres, les filtres actifs et les amplificateurs multicanaux.

Le CA 3401 E peut remplacer directement le MC 3401 P de Motorola et est compatible broche à broche avec le MC 3301 P de Motorola et le LM 3900 N de National. Il est livré en boîtier plastique « dual-in-line » à 14 broches et est prévu pour fonctionner sur la gamme des températures militaires (- 55 °C à + 125 °C).

Un autre circuit intégré de la RCA est le type CA 3100. C'est un amplificateur opérationnel linéaire à large bande, à taux de balayage élevé et temps court de rétablissement. Son schéma est donné à la figure 11.

L'intérêt de ce CI réside dans diverses applications parmi lesquelles, nous citerons celles dans les amplificateurs vidéo à large bande, les « prédrivers » vidéo, les amplificateurs à réaction haute fréquence, les détecteurs de crête à réponse rapide (système d'échantillonneurs-bloqueurs), les générateurs à grande vitesse et les amplificateurs de commande pour appareils de mesure.

Le CA 300 est disponible en boîtiers TO-5 à 8 broches, standard (CA 3100 T), en boîtiers TO-5 formés en « dual-inline » à 8 broches (CA 3100 S), ou sous forme de pastille (CA 3100 H). Il est compatible broche à broche avec les dispositifs industriels standards 741/748, y compris le type NSC, LM 118.

Cet amplificateur opérationnel peut fonctionner avec une tension d'alimentation totale comprise entre 14 et 36 V ( $\pm 7$  V et  $\pm 18$  V, c'est-à-dire deux sources séparées d'égale tension).

Dans ce CI, on trouvera des transistors bipolaires et de MOS, canal P intégrés dans la même pastille monolithique unique (par exemple Q<sub>10</sub>).

Voici les principales caractéristiques du CA 3100 de la RCA :

- un niveau de gain-unité élevé, typiquement : 38 MHz,
- un gain élevé en boucle ouverte à 1 MHz, typiquement : 42 dB,
- un taux de balayage élevé, typiquement : 70 V/ $\mu$ s avec une amplification de 20 dB et de 25 V/ $\mu$ s au gain-unité,
- un court temps de rétablissement, typiquement : 0,6  $\mu$ s,
- une bande passante à 3 dB environ, en boucle fermée.

Ce dispositif peut être compensé avec un seul condensateur externe et comporte des bornes de tension de décalage continu permettant un « offset » nul.

Le boîtier de ce CI est du type TO-5, cylindrique avec 8 fils, comme on le voit sur la figure 12, qui représente l'embase vue avec

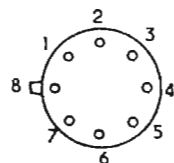


Fig. 12

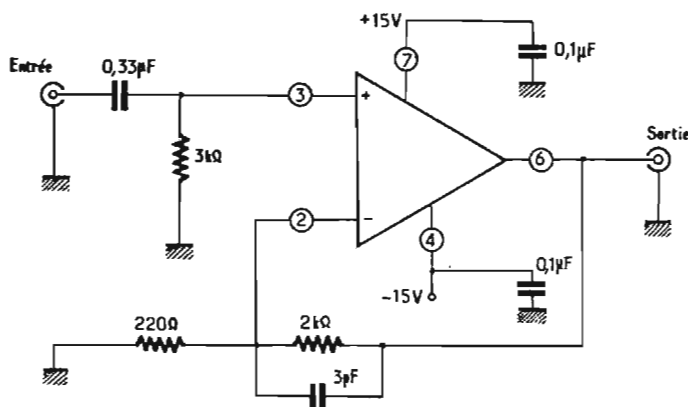


Fig. 13

les fils vers l'observateur. Le fil 8 est en face de l'ergot qui sert de repère et le fil 1 est à droite du fil 8.

Voici quelques schémas d'application de ce circuit intégré.

### AMPLIFICATEUR VF

Dans le schéma de la figure 13, le CA 3100 est monté en amplificateur VF, donnant un gain de tension de 20 dB.

Remarquons les deux sources d'alimentation, toutes deux de 15 V, dont le point commun est mis à la masse, les sources étant montées en série avec le + de la source - 15 V au - de la source + 15 V. La largeur de bande est de 20 MHz et la tension totale de souffle, rapportée à l'entrée est de 35  $\mu$ V efficaces.

On constatera la simplicité du montage. La tension à amplifier est connectée à l'entrée + (non inverseuse) du CI par l'intermédiaire du condensateur de 0,35  $\mu$ F associé à la résistance de 3 k $\Omega$ .

De ce fait, en ce qui concerne les BF (basses fréquences), la bande passante à 3 dB peut se déterminer à l'aide de l'expression :

$$F_b = \frac{1}{2\pi RC} \text{ Hz}$$

avec  $R = 3.10^3 \Omega$   
et  $C = 35.10^{-8} \text{ F}$   
ce qui donne :

$$F_b = \frac{10^5}{6,28 \cdot 10^5} = 150 \text{ Hz env.}$$

ce qui prouve que du côté « basses », ce montage ne débute pas à zéro. Une limite plus basse pouvant être obtenue avec une capacité d'entrée plus élevée.

Une boucle de contre-réaction est disposée entre la sortie, point 6 et l'entrée inverseuse (évidemment) point 2. Dans cette boucle on trouve un condensateur de 3 pF shunté par une résistance de 2 k $\Omega$  cet ensemble parallèle étant en série avec 220  $\Omega$  reliée à la masse.

La capacité a une influence aux fréquences très élevées. A celles-ci, l'impédance de la boucle de contre-réaction diminue et le gain aussi.

D'autres applications du CA 3100 seront données par la suite.

F. JUSTER

### Références

- (1) Documents ATES-SGS
- (2) Documents RCA-REA

## Nouveau modèle 74

# Mini-30 Engel

**30 watts 220 volts**  
**bi-tension**  
**110/220 volts**

à transformateur incorporé,  
basse tension de sortie 0,4 V,  
Contrôle de fonctionnement à  
voyant lumineux.

Indispensable pour les travaux  
fins de soudage. Sécurité des  
circuits et des composants (0,4  
volts). Fin, robuste, précis, rapide,  
économique et c'est un soudeur  
ENGEL.

En vente chez vos grossistes

longueur : 250 mm  
(sans Pompe) : 180 mm  
largeur : 24 mm  
hauteur : 26 mm

MENSURATIONS : **DUVAUCHEL**  
3 bis, RUE CASPERES 12 110 CLICHY TEL. 737.14.00

# un multimètre numérique



## LE DMM 1038

(suite voir n° 1450)

### I. VOLTMÈTRE CONTINU

#### 1. Test de linéarité

Il s'agit de savoir si la relation existant entre la tension d'entrée  $V_x$  et le nombre de points affichés  $n$ , est bien linéaire :

$$V_x = k \cdot n$$

Pour cela il faut se procurer 10 ou mieux 20 résistances de précision, à 1 % ou mieux 0,5 % (faute de 0,1 %), toutes de même valeur choisie relativement basse : de l'ordre de 500 à 1000  $\Omega$  (nous avons utilisé vingt 866  $\Omega$ ).

Monter ces résistances en série, sur une planchette à cosses et ajouter en bout de chaîne, un potentiomètre à piste moulée de 5000  $\Omega$ .

Alimenter la chaîne par une batterie de bonne capacité, de f.e.m. 2,4 V ou de 2 V.

Par exemple, 2 éléments de 4 Ah, type V04, Voltbloc.

Cette batterie doit être au milieu de son temps de décharge, de manière à travailler dans une partie stable de la courbe.

Brancher le DMM1038, gamme 1, Volts continus, entre A et B (voir Fig. 51). Régler le

potentiomètre de 5000  $\Omega$  pour lire 2000 points. Vérifier pendant quelque temps la stabilité de l'affichage. Puis relier l'entrée, successivement aux points 19, 18, 17... et vérifier que l'on obtient bien 1900, 1800, 1700... à la tolérance des résistances près.

Avec des résistances précises, on ne doit pas dépasser 1 point d'écart, ce qui nous montre l'excellente linéarité du DMM1038.

#### 2. Étalonnage

Il n'y a malheureusement qu'une seule bonne solution :

Utiliser une pile étalon de Weston!

Cet élément garantit en effet une f.e.m. de 1,0186 V à 20 °C, avec une précision meilleure que  $2 \times 10^{-5}$ .

Une telle pile n'est évidemment pas très courante. On pourra toutefois en trouver dans les laboratoires;

- des facultés de sciences;
- des IUT d'électricité et d'électronique;
- des écoles d'électricité et d'électronique...

Prendre contact avec les per-

sonnes responsables, et généralement on vous permettra de disposer de la pile étalon (sans l'emporter toutefois), le temps nécessaire au calage de votre DMM1038.

Si certains de nos lecteurs disposaient d'une telle pile, qu'ils nous écrivent et nous serions alors très heureux d'indiquer aux réalisateurs ennuyés, leurs coordonnées, les conditions de mise à disposition, etc.

A l'avance, un grand merci... pour eux!

Avec la pile de Weston, l'étalonnage demande quelques minutes : brancher la pile à l'entrée du DMM1038, gamme 1 et régler le multitour prévu, pour afficher 1,018 V. C'est tout.

Une autre possibilité intéressante : utiliser un voltmètre numérique existant, bien étalonné (?). Régler le DMM1038 par comparaison.

Toutes les autres possibilités sont des pis-aller, sauf peut-être l'utilisation d'une diode Zener Motorola, à tension garantie par le constructeur, mais qui vaut le prix... d'une pile étalon et qui oblige à faire le calage en gamme 2, ce qui est peu rationnel.

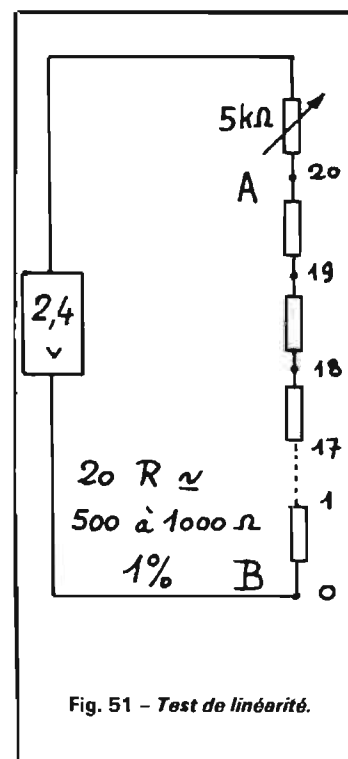


Fig. 51 - Test de linéarité.

A la rigueur on peut utiliser une pile au mercure. Par exemple, le type RM1 de Mallory (chez

RD) dont la tension semble se stabiliser à 1.400 V, à quelques millièmes près, après un régime de décharge de quelques heures, à faible intensité (à travers une résistance de 22 k $\Omega$ ).

## II. OHMMÈTRE

L'idéal est de disposer d'un jeu de résistances à 1 % (ou mieux à 0,5 %, voire 0,1 %) de 1 k $\Omega$ , 10 k $\Omega$ , 100 k $\Omega$ , 1 M $\Omega$ , que l'on mesure sur les quatre gammes de l'appareil.

Au départ, régler les quatre ajustables de gammes au milieu de leur course.

Mesurer la résistance de 1 000  $\Omega$  et régler l'affichage à 1 000 points, en gamme 1, par l'intermédiaire de Pr.

Passer en gamme 2, mesurer la 10 k $\Omega$  et amener à 1 000 points avec la résistance de gamme.

Même opération avec la 100 k $\Omega$ , en gamme 3 et la 1 M $\Omega$ , en gamme 4.

Si l'une des résistances ajustables de gammes allait en butée, tourner les 4 ajustables de la même fraction de tour, pour ramener le curseur incriminé sur la piste et reprendre tous les réglages, en décalant Pr. Si les résistances fixes de 4 750  $\Omega$  à 4,75 M $\Omega$  ont les tolérances demandées, cela ne devrait pas se produire, puisque les ajustables série permettent de rattraper l'écart théorique :

Ex.  $4\,750 \pm 1\%$  =  $4\,750 \pm 47,5\ \Omega$ , soit un écart total de 2 fois 47,5 = 95  $\Omega$  : la résistance ajustable fait 100  $\Omega$ . Et ainsi de suite pour chaque gamme.

Une deuxième possibilité est de disposer d'une boîte de résistances de laboratoire. A l'occasion de l'étalonnage du voltmètre continu, vous pourrez également demander une telle boîte, très courante dans les écoles. Il en existe ayant une précision de  $10^{-3}$ , ce qui est parfait pour le DMM1038. Toutefois ces boîtes dépassent rarement plusieurs dizaines de kilo-ohms. La gamme 4 sera alors un peu « lointaine ».

Enfin on peut aussi utiliser les résistances de précision du DMM1038, lui-même pour faire ces réglages :

- Gamme 1. Relier l'entrée k $\Omega$  à l'entrée mA. Appuyer sur Ks : on mesure alors la résistance de shunt de 100  $\Omega$ . Régler l'affichage à 100 points par Pr.

- Gamme 2. Relier l'entrée k $\Omega$  au point 1 000 de Kgv. On mesure ainsi la 10 100  $\Omega$ . Régler l'affi-

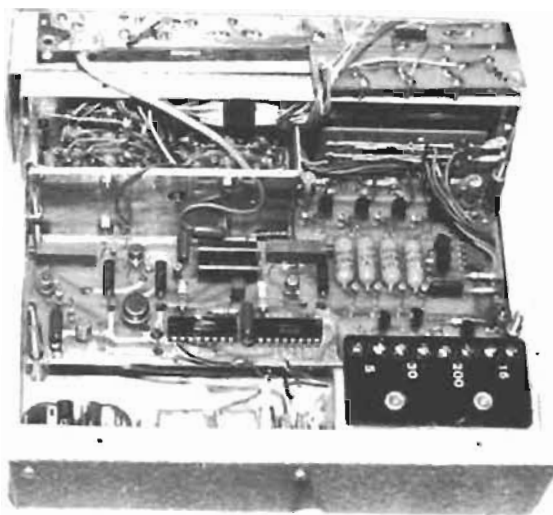


Photo n° 6. La platine A est disposée. Sur la maquette, les deux 27 k $\Omega$  des signes de polarité, sont « en l'air ». Remarquer la mise à la masse du fil « commun » et le passage du fil d'entrée, au-dessus de B<sub>2</sub>. On distingue très bien les liaisons entre segments de même nom, sur la platine C, ainsi que la liaison avec le DD700.

La platine B est installée sur le couvercle, comme nous recommandons de le faire, pour la réalisation de sa jonction avec les commutateurs.

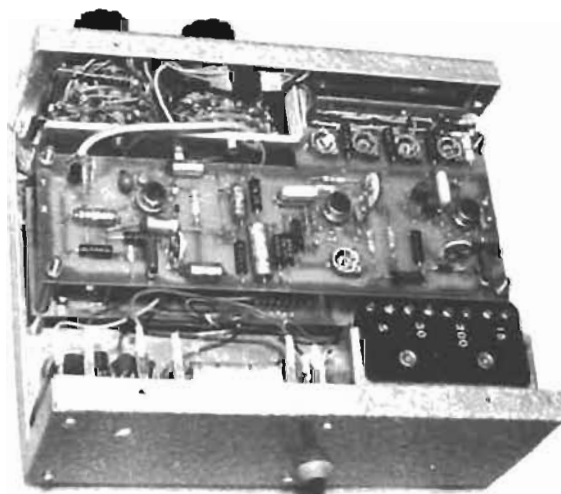


Photo n° 7. Vue par l'arrière, sur l'intérieur du DMM1038 terminé. On y distingue parfaitement la platine de fonctions B. Le rebord de B<sub>2</sub> est protégé de manière à ne pas endommager les fils des entrées alternatif et continu. Sous le rebord avant du boîtier : le connecteur M & F des points décimaux.

chage à 1 010 points par l'ajustable de gamme.

- Gamme 3. Relier l'entrée k $\Omega$  au point 100 de Kgv. On mesure ainsi 10 100  $\Omega$  + 90 900  $\Omega$  = 101 000  $\Omega$ . Régler l'affichage à 1 010 points.

- Gamme 4. Relier l'entrée k $\Omega$  au point 10 de Kgv. On mesure ainsi 10 100  $\Omega$  + 90 900  $\Omega$  + 909 000  $\Omega$  = 1,01 M $\Omega$ . Régler l'affichage à 1 010 points.

Ce réglage est excellent pour les gammes 2, 3, 4. Il est moins bon pour la gamme 1, compte tenu du nombre de points affichés, trop faible. Il suffirait donc de posséder une 1 000  $\Omega$ , 0,5 %, pour combler cette lacune.

## III. INTENSITÉS

Pour cette fonction, nous nous contenterons de la précision fournie par les shunts de gammes, l'ajustage précis étant difficile sur les faibles valeurs. Si ces shunts sont à 1 %, voire 0,5 %, c'est bien suffisant pour une mesure d'intensité.

Rappelons que le calage du gain à 10 a déjà été fait. Nous allons donc nous contenter d'une simple vérification de l'exactitude des mesures.

Réaliser le montage de la figure 52, en utilisant la résistance de 1 000  $\Omega$ , 0,5 %, dont nous avons parlé au paragraphe précédent.

. En volts continus, gamme 1, mesurer la d.d.p. aux bornes du générateur. Appuyer sur Ks, pour se mettre exactement dans les conditions de la mesure suivante. On lit par exemple : 1,205 V.

. En mA continu, gamme 1, mesurer l'intensité, en appuyant à nouveau sur Ks. On doit lire :

$$\frac{1,205}{1\,000 + 100} \text{ mA}$$

aux tolérances sur les résistances près.

. En mA continu, gamme 2, on lira :

$$\frac{1,205}{1\,000 + 10} \text{ mA}$$

. Pour les deux autres gammes, augmenter à 12 V la f.e.m. du générateur et procéder aux mêmes mesures.

## IV. ALTERNATIF

### 1. Compensation de l'atténuateur

Brancher un oscilloscope entre la source du FET, BF245 et la masse.

Attaquer l'entrée V<sub>≈</sub>, par un

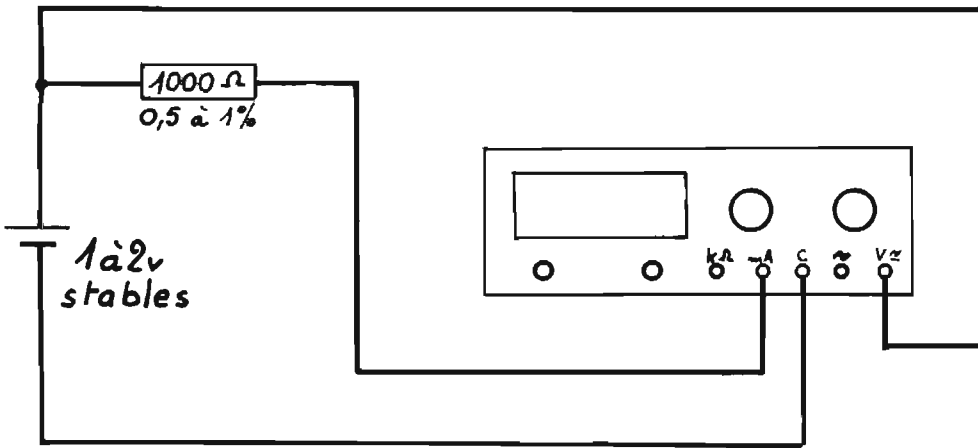


Fig. 52 - Test des intensités.

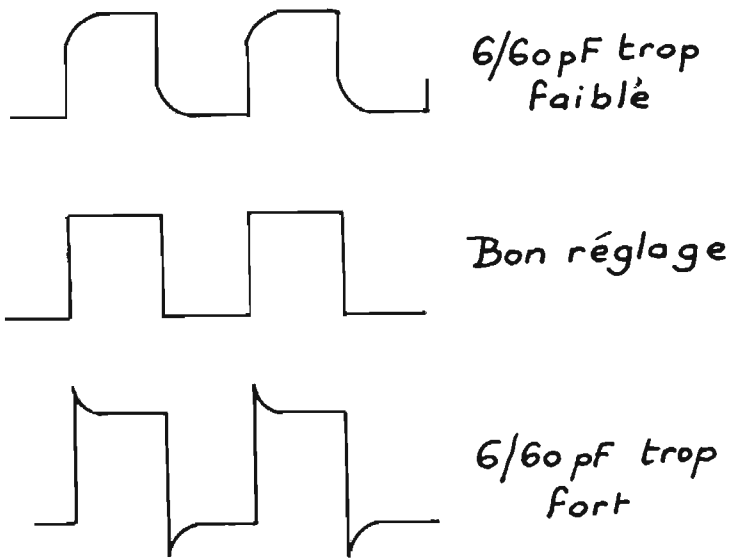


Fig. 53 - Compensation de l'atténuateur.

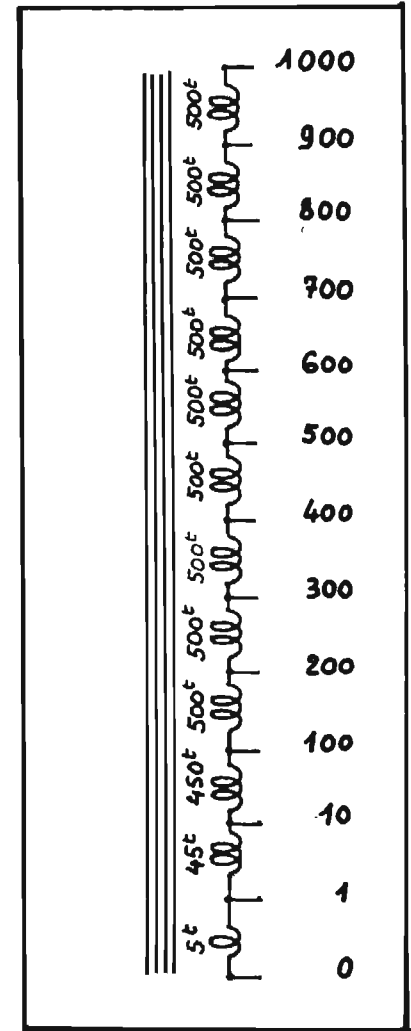


Fig. 54 - Auto-transfo de mesure.

générateur BF de signaux bien carrés (HP n° 1239).

En gamme 1, la tension  $V_{cc}$  du générateur étant de l'ordre du volt, vérifier que les signaux issus du BF245 sont corrects (travailler avec une fréquence de l'ordre de 1 000 Hz). Les condensateurs de l'atténuateur sont sans effet correcteurs sur cette gamme.

En gamme 2, en portant la tension  $V_{cc}$  à une dizaine de volts, on retrouvera très certainement un signal déformé (voir Fig. 53). On agira alors sur le 6/60 pF pour retrouver le signal correct. Il est indispensable d'utiliser un tournevis isolant pour ce réglage.

Passer sur les autres gammes et vérifier que le réglage précédent est bon. Cette concordance ne peut s'obtenir que si les condensateurs de 2 000 pF et 200 pF ont des valeurs suffisamment précises (ou de 2 200 pF et 220 pF).

La compensation de l'atténuateur nous permet d'espérer des mesures indépendantes de la fréquence du signal d'entrée. Nous en reparlerons plus tard.

## 2. Test de linéarité

On peut reprendre la chaîne de résistances utilisées en continu. Alimenter cette chaîne par une tension alternative sinusoïdale, un peu supérieure à  $2 V_{eff}$ .

Brancher le DMM1038, en volts alternatifs, gamme 1, entre A et B.

Amener l'affichage à 2 000 points par le jeu du potentiomètre de 5 000  $\Omega$ . Puis passer successivement aux points 19, 18, 17... et constater avec satisfaction l'excellente linéarité du dispositif, donnant rarement une erreur supérieure à 1 point.

Nous avons utilisé également

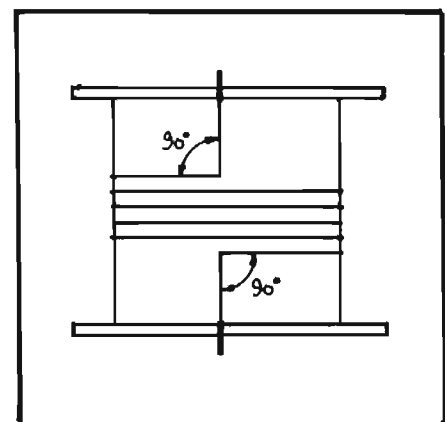


Fig. 55 - Les débuts et fins d'enroulements doivent se faire à 90°.

une méthode différente, permettant de s'assurer en même temps du fonctionnement précis de l'atténuateur d'entrée. Seulement... il faut bobiner un transfo spécial. En

fait, il s'agit d'un auto-transfo, dont on connaîtra exactement les rapports de transformation (voir Fig. 54).

Nous avons choisi un circuit



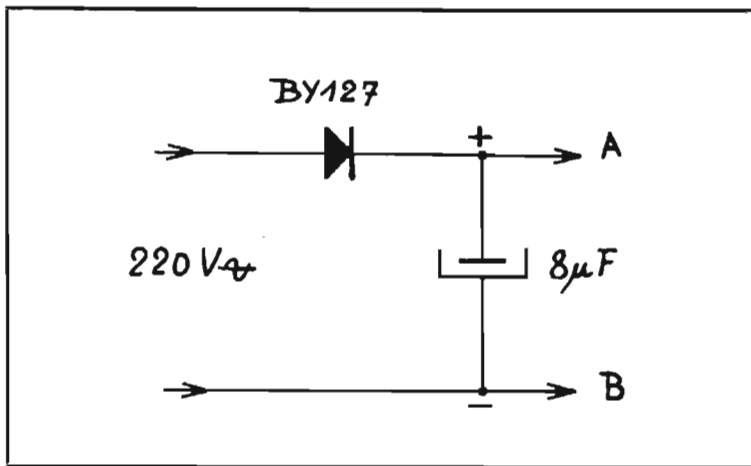


Fig. 56 – Un montage très simple pour l'étalonnage de la section alternatif.

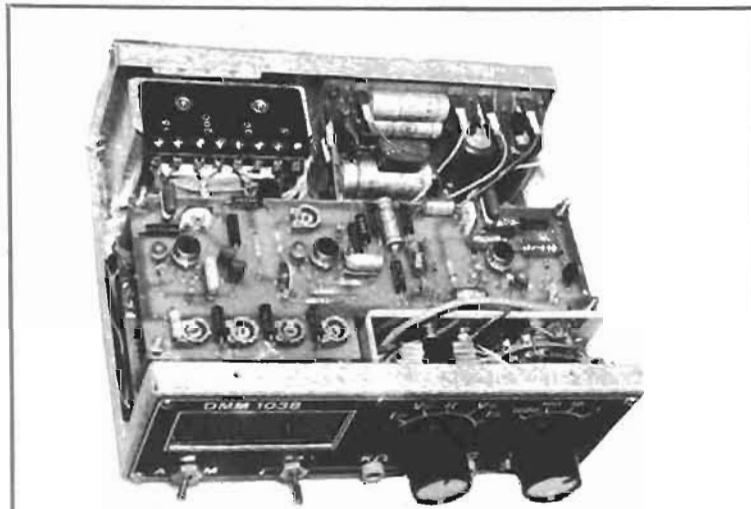


Photo n° 8. Vue par l'avant de l'intérieur du DMM1038 terminé.



Photo n° 9. Vue sur le dessous du boîtier du DMM1038, permettant de constater la bonne accessibilité des fusibles de protection.

magnétique de 75 × 60 mm, e = 25 mm.

Bobiner très exactement, au tour près, 5 000 spires de fil émaillé 10/100, avec prises à 4 500, 4 000, 3 500, 3 000, 2 500, 2 000, 1 500, 1 000, 500, 50 et 5 spires.

Attention, les enroulements (surtout ceux à faible nombre de tours) devront s'arrêter exactement, avec départs vers l'extérieur de la carcasse à angle droit (voir Fig. 55). Cela afin de ne pas ajouter des fractions de tour parasites. Cet auto-transfo donne ainsi, non seulement des atténuations de 10 en 10, mais aussi de 10, 100 et 1000.

– Alimenter la totalité de l'enroulement avec une tension alternative sinusoïdale que l'on amènera si possible, exactement à 2 000 points mesurés, soit avec un alternostat (cas du secteur) soit avec le potentiomètre de niveau de sortie (cas d'un générateur BF). La gamme de mesure du DMM1038 étant choisie en fonction de la valeur de cette tension d'alimentation.

Mesurer ensuite les tensions aux points 900, 800, 700... du transfo et constater l'obtention des lectures 1 800, 1 600, 1 400... points. La linéarité du dispositif est ainsi vérifiée.

– Alimenter la totalité de l'enroulement en 220 V<sub>eff</sub> bien stables.

Brancher le DMM1038, en gamme 4, sur le point 1 000. Lire le résultat affiché.

Passer sur le point 100, en gamme 3 : on doit lire le même résultat.

Passer sur le point 10, en gamme 2 : même résultat.

Passer sur le point 1, en gamme 1 : même résultat.

Des écarts proviendraient de dispersions sur les valeurs des résistances de l'atténuateur.

### 3. Étalonnage

Nous rappelons tout d'abord que l'étalonnage du DMM1038 se fait en tensions efficaces. Or, nous l'avons dit plus haut, cette tension efficace dépend, non seulement de la tension crête à crête du courant, mais aussi de sa forme.

On sait que, pour une onde parfaitement sinusoïdale, on a :

$$V_{\text{eff}} = \frac{V_c}{\sqrt{2}} \approx 0,707 V_c$$

Une méthode d'étalonnage consiste donc à utiliser cette relation.

Nous allons, pour le moment, décrire un procédé très simple.

permettant d'obtenir une précision suffisante (de l'ordre de 1%). Mais nous reviendrons sur la question dans le cadre d'un prochain article, dans lequel nous allons décrire un générateur BF, très élaboré. Nous parlerons alors de « distorsiométrie harmonique » de manière à savoir si la sinusoïde fabriquée et utilisée, est digne de confiance. Et nous pourrions reconsidérer éventuellement l'étalonnage du DMM1038 ou constater tout simplement qu'il n'était pas mauvais du tout!

Il nous sera également possible alors, d'étudier sérieusement la bande passante de notre multimètre et de savoir jusqu'à quelle fréquence il est utilisable.

Mais revenons à notre étalonnage : le principe en est simple : nous faisons confiance à l'EDF et supposons que la tension du réseau est sinusoïdale. Réalisons alors un redressement simple alternance (voir Fig. 56). Le condensateur de 8 µF se charge à la tension de crête positive du secteur (diminuée de la tension de seuil de la BY127).

En mesurant la tension continue existant entre A et B, on a donc V<sub>c</sub>. En appliquant la formule précédente, on tire V<sub>eff</sub>.

Mesurer alors cette valeur avec le DMM1038 et régler l'affichage à la valeur calculée. Exemple :

Entre A et B, nous mesurons 315 V continu. Ajoutons 1 V pour la tension de seuil : soit 316 V. On a V<sub>eff</sub> = 316 : 1,414 = 223,5 V.

Mesurer la tension du secteur et amener l'affichage à 223 points.

Ces mesures, faites directement sur le secteur, sont à mener avec prudence. Il est recommandé d'utiliser un transformateur d'isolement de rapport 1/1.

Ce dernier réglage marque la fin des travaux de réalisation du DMM1038 et la fin... de cet article. Nous espérons qu'une fois encore, nous avons réussi à vous intéresser et nous souhaitons que, grâce à nous, de nombreux lecteurs auront la possibilité de posséder bientôt leur multimètre numérique.

Nous restons comme toujours à la disposition de chacun, pour tout renseignement complémentaire et nous attendons des nouvelles de vos... DMM1038.

Francis THOBOIS F.1038  
38, rue Jean-Jaurès  
62160 BULLY-LES-MINES

# L' autoradio RUBIS



## à recherche électronique

**R**ADIOMATIC vient de mettre sur le marché, un récepteur PO - GO - FM, muni d'un dispositif de balayage automatique de la gamme FM.

Cette réalisation va dans le sens de l'agrément d'utilisation à bord d'un véhicule, permettant au conducteur de ne pas distraire son attention, lors de la recherche ou de la sélection d'une station.

Les touches préréglées sur différentes stations sont une excellente formule, mais il n'est pas possible de les multiplier trop, dans ce cas, il faut rechercher visuellement celle que l'on désire recevoir.

Le sélecteur universel, mis au point par ce constructeur a été une extension des possibilités de préréglage, mais en FM, où la zone couverte par chaque émetteur reste faible, une exploration automatique de gamme est la solution idéale. La réalisation présentée dans le Rubis, est intégralement électronique, elle comporte un dispositif d'arrêt sur station puissante ou faible, ainsi que différents perfectionnements, agrémentant l'emploi de ce récepteur.

### CARACTÉRISTIQUES

Récepteur 3 gammes : PO, GO, FM.

Stations préréglées : Luxembourg, Europe 1, France 1, FIP,

Sensibilité moyenne : PO,  $5 \mu\text{V}$  ; GO,  $8 \mu\text{V}$  ; FM,  $0,8 \mu\text{V}$ .

Filtre céramique sur la fréquence intermédiaire FM, et AFC. Puissance de sortie :  $8 \text{ W}/2,15 \Omega$ .

Dispositif de recherche électronique des stations à double sensibilité, commande par touche, ou au pied.

Entrées : lecteur de cassettes, décodeur de sécurité routière.

Commande de déploiement pour antenne électrique.

Cadran : galvanomètre dont l'aiguille indique la fréquence d'accord.

Alimentation : 12 V, négatif à la masse.

Encombrement : normalisé,  $170 \times 47 \times 150 \text{ mm}$ .

Poids : 1 kg.

Fixation : encastré ou par étrier sous la planche de bord.

### PRÉSENTATION

Le clavier à touches central est encadré sur sa droite du bouton de recherche des stations, sur sa gauche, du potentiomètre de volume couplé à l'interrupteur de mise en route, et au correcteur de tonalité.

Au-dessus du clavier, la fenêtre du cadran permet la lecture sur un galvanomètre à face avant bombée, situé en retrait. La lecture en est facile, bien qu'il soit de dimensions relativement réduites.

L'aspect de l'appareil est très sobre, il reste dans la présentation habituelle.

A l'arrière, les câbles destinés au raccordement du haut-parleur et à la commande au pied du dispositif de recherche automatique sont munis d'embouts. Les câbles de la commande du moteur sont à installer sur un domino situé dans l'appareil. Comme il se doit, le câble d'alimentation + 12 V, est muni d'un porte-fusible, sa couleur est noire, ce qui est illogique.

Côté technique et technologie, l'appareil est très moderne. Les circuits employés pour la recherche automatique sont parfaitement conçus, et il est possible d'utiliser le schéma employé pour réaliser la même fonction sur un récepteur, muni d'un ensemble de circuits d'accord à diodes Vari-cap. Les composants sont classifiés lorsque l'optimisation de la fonction recherchée est nécessaire, ou intégrés, comme sur la FI. Les tensions sont stabilisées en trois points par diodes Zener, et l'impédance de charge de l'amplificateur, est d'une valeur basse,  $2,15 \Omega$ , ce qui permet de disposer d'une puissance sonore supérieure à celle que délivre un récepteur chargé par  $4 \Omega$ . Il n'existe pas d'autre solution pour augmenter la puissance à tension d'alimentation donnée, que d'abaisser l'impédance de la charge.

### EXAMEN DES CIRCUITS

Le récepteur proprement dit, est orthodoxe. En FM, un étage HF accordé est suivi d'un changeur de fréquence, la fréquence intermédiaire est filtrée par un élément céramique. L'amplification FI est assurée pour l'AM et la FM, par un circuit intégré unique, du type TAA 991 D.

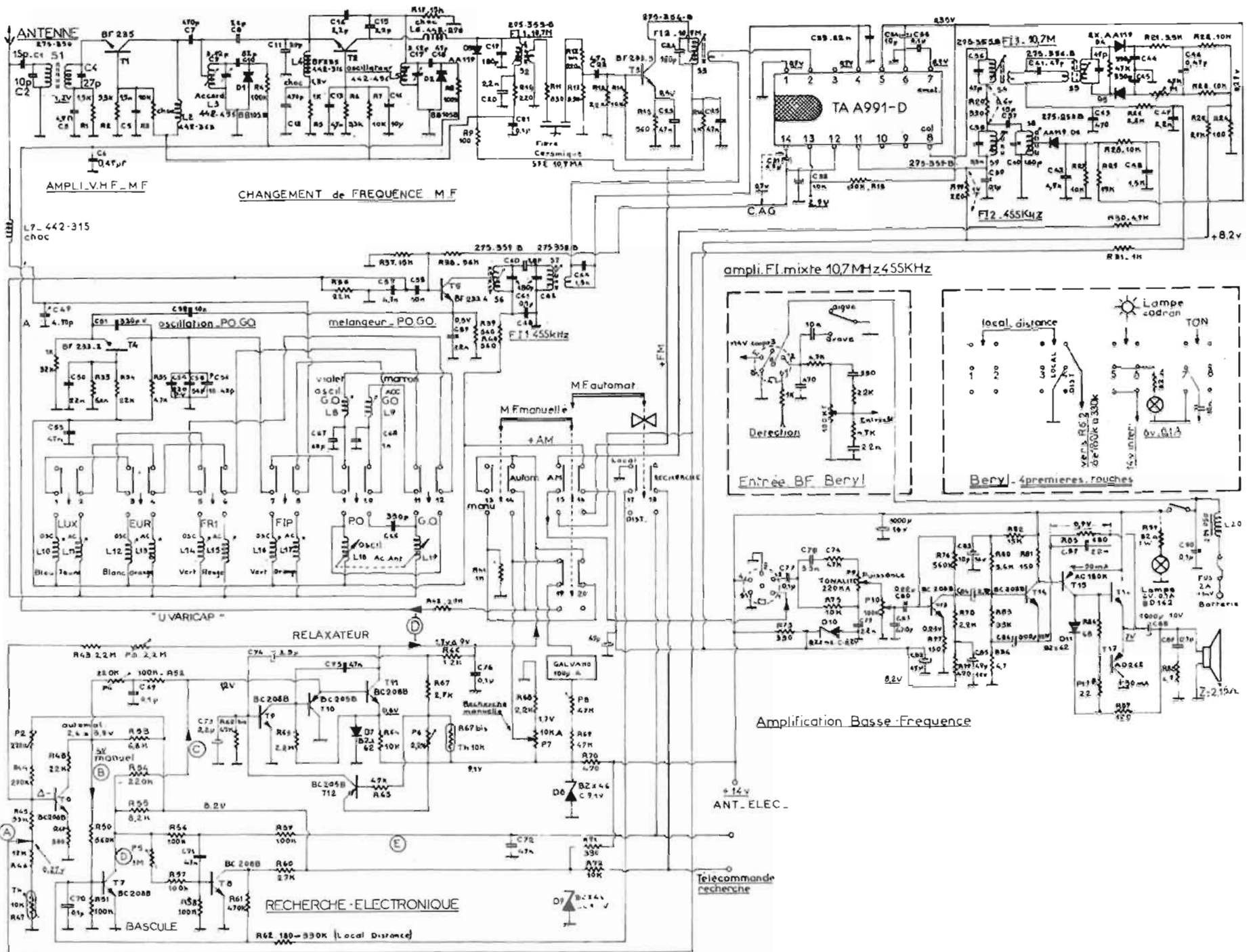
L'amplification basse fréquence est assurée par quatre étages, le dernier est monté en circuit complémentaire.

Le bloc de recherche électronique utilise 7 transistors. Ses circuits principaux sont une base de temps de Miller, délivrant des dents de scie à grande linéarité, associée à une bascule bistable.

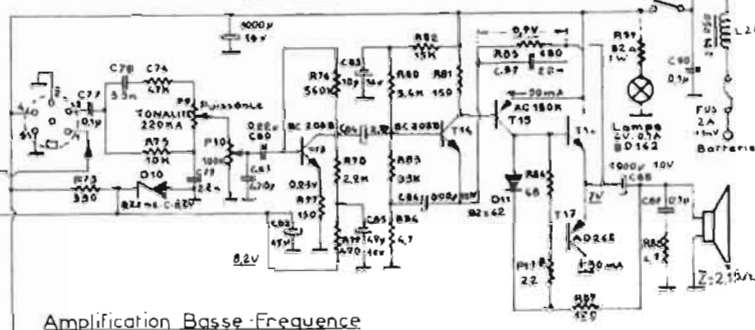
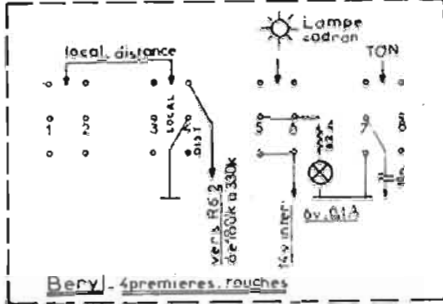
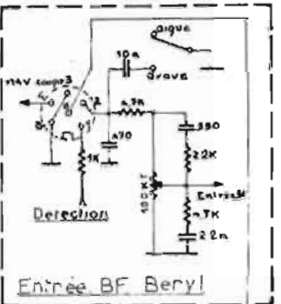
Notre description débute par ces circuits.

### PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

L'accord est réalisé par des diodes à capacité variable, dont la valeur C est inversement proportionnelle à la tension U appliquée à leurs bornes. Si U augmente, C diminue. En recherche manuelle, la variation de tension est assurée par le potentiomètre P<sub>7</sub> (schéma général). En recherche automatique, il est nécessaire de disposer d'une tension variant linéairement



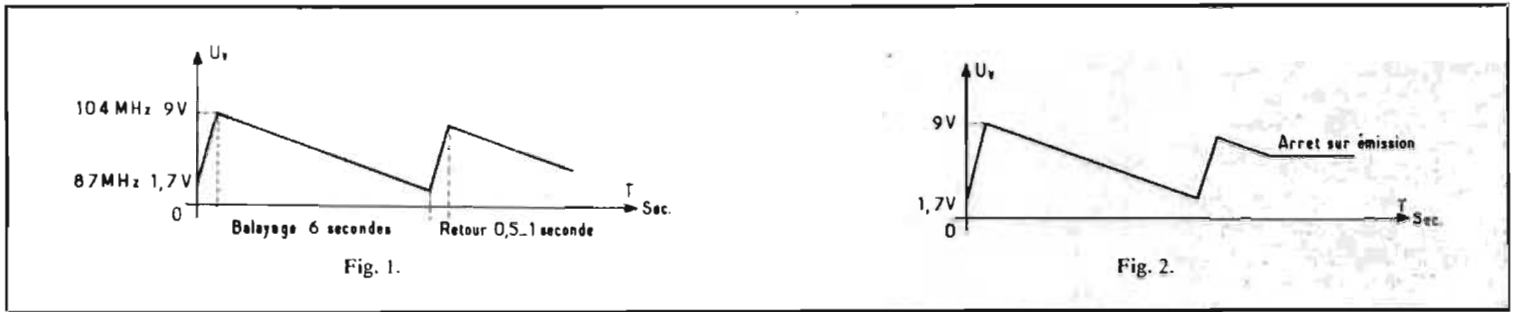
ampli. FI. mixte 107 MHz 455 kHz



Amplification Basse-Frequence

+14V ANT. ELEC.

Telecommande recherche



entre deux valeurs déterminant les fréquences extrêmes de la gamme à couvrir, et pendant une durée relativement longue, de façon à permettre l'arrêt sur un maximum de stations.

La tension variable est obtenue à l'aide d'une base temps de Miller, délivrant un signal de forme représentée figure 1, et de valeur comprise entre 9 et 1,7 V, tensions amenant une variation de fréquence entre 104 et 87 MHz. Le balayage des fréquences sera donc assuré dans le sens  $F_{max.} - F_{min.}$ , en 6 secondes environ, le retour s'effectuant en 0,5 à 1 seconde.

En présence d'une émission, il est nécessaire de bloquer la tension de polarisation des varicaps à la valeur correspondant à sa fréquence, de façon à ce qu'elle reste constante à partir de ce moment (Figure 2). Pour cela, une information est prélevée en sortie du discriminateur, dont l'allure de la tension de sortie est indiquée figure 3. Le sens de la variation de tension est celui indiqué, négatif, puis positif. Dès que la tension atteint un niveau déterminant le seuil d'action du système, VA, elle déclenche une bascule bistable qui bloque la tension variable délivrée par l'intégrateur de Miller.

Le signal issu du discriminateur agit également en AFC, lors de l'arrêt sur une émission. En outre, le système est capable de conserver l'accord en l'absence d'émission pendant 5 à 10 secondes, phénomène dû au fading et qui se produit fréquemment lorsque l'on passe sous des ponts, ainsi qu'une protection contre les parasites, risquant de déclencher le cycle de recherche automatique et prévu.

La sensibilité de l'arrêt sur émission permet la réception distance, signal d'antenne de  $8 \mu V$  ou locale  $20-40 \mu V$ . Le schéma synoptique des différentes fonctions est indiqué figure 4.

## FONCTIONNEMENT

Les varicaps  $D_1$  et  $D_2$  sont contrôlés par la dent de scie générée par les transistors  $T_9 -$

$T_{10} - T_{11} - T_{12}$ . L'intégrateur de Miller est composé des transistors  $T_{10} - T_{11}$ , associés à  $C_{75}$  et aux résistances de charge. Ce circuit présente la particularité de délivrer des signaux de grande durée très linéaires. Dans ce cas, la constante de temps RC est le produit de  $R \times C \times \beta$  (de  $T_{10} \times T_{11}$ ).

Au début du cycle de balayage,  $U = 9 V$ ,  $C_{75}$  est chargé à cette valeur,  $T_9 - T_{11} - T_{12}$  sont bloqués,  $T_{10}$  est passant, sa base est polarisée par  $R_{63}$ , de  $2,2 M\Omega$ , ce qui entraîne un courant dans le collecteur de  $T_{11}$ . La tension collecteur de  $T_{11}$  baisse,  $C_{75}$  commence à se décharger. Cette baisse de tension collecteur de  $T_{11}$  est transmise sur la base de  $T_{10}$ , et répercutée sur la base de  $T_{11}$ , ce qui tend à freiner son courant collecteur. De la sorte, la décharge de  $C_{47}$  dure plusieurs secondes, pour que la tension à ses bornes descende à 1,7 V.

A ce moment, le courant dans  $T_{11}$  provoque une chute de tension d'environ 0,6 V aux bornes du pont  $R_{66} - R_{67}$  et  $P_6$ , ce qui débloquent la base du transistor  $T_{12}$ , entraînant la conduction de  $T_9$ . La tension collecteur de  $T_9$  tombe vers zéro, ce qui entraîne à travers  $T_{10}$ , une fixation de la tension émetteur de  $T_{11}$  à 0,6 V (diode  $D_7$ ).

Le condensateur  $C_{75}$  se recharge à travers  $T_9$  et le pont  $R_{66} - R_{67} - P_6$  a une tension de 9 V, dont la stabilisation est assurée par la diode Zener  $D_8$ . Cette recharge rapide est accentuée par le condensateur  $C_{74}$ , saturant l'étage  $T_9$ , lorsque la tension collecteur de  $T_{11}$  remonte, ce qui se produit au début du déblocage de  $T_{12}$ . A la fin de la charge de  $C_{75}$ ,  $T_9$  se bloque,  $T_{12}$  et  $T_{11}$  sont bloqués, le début de décharge commence comme au début du cycle.

L'arrêt sur une émission est provoqué par un blocage de la décharge de  $C_{75}$ , entre les deux valeurs extrêmes du balayage. A cet effet, il faut verrouiller la tension base de  $T_{11}$ , provoquant la

fixation de son courant collecteur, ce qui permet la conservation de la tension de balayage atteinte à cet instant.

Ce résultat est atteint à l'aide d'une bascule bistable utilisant les transistors  $T_7 - T_8$ , portant la tension collecteur de  $T_7$  à zéro et agissant à travers  $R_{34}$  sur la base de  $T_{11}$ , à partir d'un signal de commande.

La bascule comporte deux états stables, comme son nom l'indique, lorsqu'un étage conduit, l'autre se trouve bloqué et vice-versa. Une impulsion sur la base de l'un des transistors permet le changement d'état, grâce au double couplage continu entre collecteur de  $T_7$  et base de  $T_8$  par  $R_{37} - P_5$  et collecteur de  $T_8$  base de  $T_7$  via  $R_{61}$ .

Lorsque  $T_7$  est bloqué et  $T_8$  saturé, en amenant la base de  $T_7$  à une tension plus élevée par un signal de commande extérieur, celui-ci va commencer à conduire. Sa tension collecteur diminue, variation retransmise sur la base de  $T_8$ . A ce moment, la tension collecteur de  $T_8$  remonte, cette variation est transmise sur la base de  $T_7$ , accélérant le processus de variation de conduction de celui-ci et l'amenant à la saturation. A ce moment, le couplage collecteur  $T_7 -$  base  $T_8$  entraîne le blocage de ce dernier étage, l'état des transistors s'est inversé. Lorsque  $T_7$  est saturé, sa tension collecteur est voisine de zéro, étage bloqué à une tension de 8,2 V.

La remise en recherche automatique est obtenue en renversant les états de  $T_7 - T_8$ . Une impulsion positive appliquée sur la base de  $T_8$  amène le blocage de  $T_7$ , via  $R_{56} - C_{71}$  portés au potentiel  $+8,2 V$  par les contacts de la touche recherche automatique manuelle ou au pied. A ce moment, le cycle de décharge de  $C_{75}$  se poursuit, jusqu'au moment où la réception d'un nouveau signal capté par l'antenne entraîne via le circuit de commande, le déblocage de  $T_7$ .

Le signal de commande du dispositif est délivré par le détecteur de rapport. Lorsqu'une émission commence à être reçue, la tension

de sortie du discriminateur passe par le point VA (Fig. 3) avant d'atteindre FO fréquence d'accord. Cette tension VA, négative, est injectée sur la base du transistor  $T_6$ , dont le point de fonctionnement est ajusté par  $P_2$  et stabilisé par la thermistance  $R_{47}$ , de façon à obtenir au collecteur de  $T_6$  une variation positive qui débloquent  $T_7$ , et provoque l'arrêt de la décharge de  $C_{75}$ , comme défini précédemment. L'action du signal négatif subit un retard dans sa transmission vers le transistor  $T_{11}$ , de façon à ce que l'arrêt se situe sur la fréquence d'accord FO. Le maintien de l'accord exact est réalisé par asservissement de la tension base de  $T_{11}$  par  $T_6$ , l'ensemble fonctionnant à couplage continu, contrôlé par la tension d'AFC présente sur la base de  $T_6$ . Une variation positive ou négative en sortie du discriminateur est répercutée sur  $T_{11}$ , dont la tension collecteur varie dans le sens ramenant la tension de commande des varicaps à une valeur provoquant l'annulation de la tension de sortie du discriminateur.

Une protection est nécessaire pour éviter au système de se mettre en recherche automatique, si un parasite parvient dans ses circuits. Le condensateur  $C_{73}$  assure celle-ci, un transitoire sera filtré, évitant le déblocage de  $T_9$  et par contrecoup celui de  $T_{11}$ .

Le seuil de l'arrêt sur émission puissante ou faible est conditionné par le niveau du signal base de  $T_6$ , étage déclenchant la bascule bistable. Le signal nécessaire pour changer l'état de  $T_7$  est ajustable à l'aide de  $P_7$ , d'autre part, le commutateur local-distance, met à la masse la résistance  $R_{62}$ . Dans ce cas, la base de  $T_7$  est plus négative, et le signal de déclenchement devra être plus élevé, pour provoquer une variation plus forte sur le collecteur de  $T_6$  et amener  $T_7$  en régime saturé.

Lorsque le signal antenne disparaît pour une raison quelconque, le dispositif doit rester sur l'accord pendant plusieurs secondes. Dans ce cas, aucune information

n'arrive sur la base de  $T_6$ , et la tension des diodes à capacité variable dérive lentement, par l'effet Miller, décharge de  $C_{75}$  dans  $T_{10}$ . Si l'on considère les transistors  $T_6$  et  $T_{11}$  on note leur couplage par  $P_4 - R_{47}$ , entre base de  $T_{11}$  et collecteur de  $T_6$ , et  $P_3 - R_{52}$  entre collecteur de  $T_{11}$  et base de  $T_6$ , ce qui constitue une bascule bistable, mais à couplage très faible, de façon à ne pas perturber leur fonctionnement normal en amplificateurs à courant continu.

Dès la disparition du signal de commande, le courant collecteur va varier en fonction des valeurs des couplages entre  $T_6$  et  $T_{11}$ , du  $\beta$  de ces transistors et de la valeur de  $V_c$  de  $T_{11}$ . En jouant sur les couplages, par l'intermédiaire de  $P_4$ , pour les tensions varicap faibles et  $P_3$  pour les valeurs élevées, on obtient une position d'équilibre où l'on conserve la tension de l'accord pendant 5 à 10 secondes.

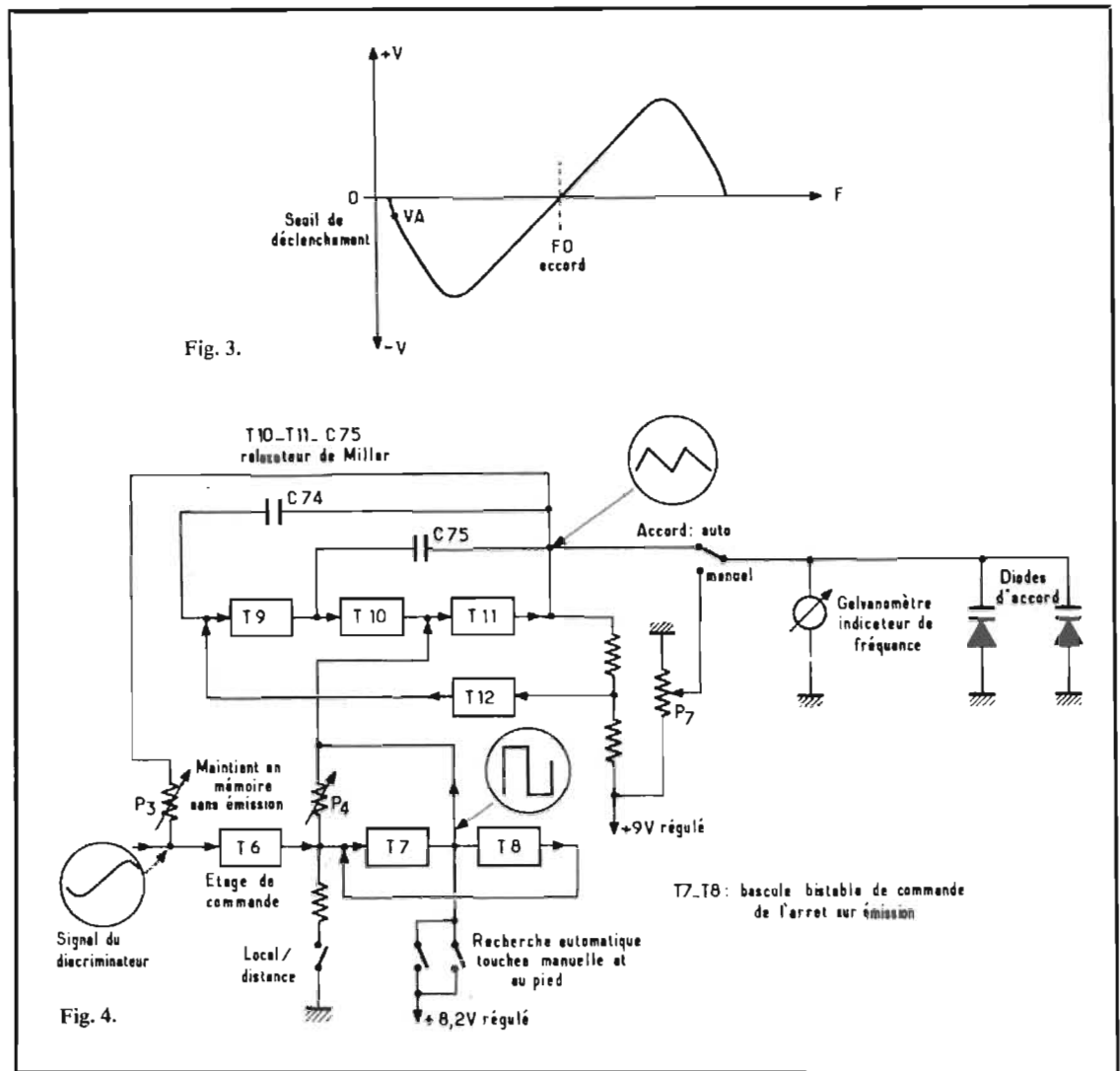
L'indicateur d'accord est un galvanomètre de  $100 \mu A$ , relié, soit aux varicaps en recherche automatique, soit au curseur de  $P_7$ , pour la recherche manuelle en AM ou FM, le potentiomètre étant lié à la commande mécanique d'accord AM.

Le récepteur proprement dit, utilise en FM, un étage HF accordé  $T_1$ , monté en base commune, suivi d'un changeur de fréquence  $T_2$ , monté également en base commune. Le signal FI est filtré par le transformateur  $S_2$  et l'élément céramique, disposé en sortie de ce dernier. L'amplification en  $10,7 \text{ MHz}$ , est assurée par deux éléments, le transistor  $T_3$ , puis le circuit intégré TAA 991 D. La détection est extérieure, en AM ou FM.

En AM, une tête HF à deux étages, est employée, l'amplificateur  $T_4$  est monté en base commune, le convertisseur  $T_5$  en émetteur commun.

L'accord est assuré par variomètres en exploration manuelle, et par éléments ajustables sur les stations préréglées.

Un double circuit accordé sur la FI, recueille celle-ci, son amplification est assurée par le circuit intégré commun de la chaîne FI. Le bloc basse fréquence comporte un étage préamplificateur  $T_{13}$ , associé à un correcteur de tonalité graves, aigus. Son attaque est assurée par les signaux provenant du récepteur ou d'un lecteur de cassettes, que l'on raccorde à la prise DIN. Un strap interne au bouchon de celle-ci réalise la liaison récepteur



amplificateur, lorsque le lecteur n'est pas installé. Du prédiver à l'étage de sortie, la liaison est continue, la contre-réaction globale étant normalement renvoyée à la sortie, via  $R_{85} - C_{37}$ , sur l'émetteur du prédiver  $T_{14}$ . Les transistors de sortie complémentaires  $T_{16} - T_{17}$ , sont couplés par un condensateur de  $1000 \mu F$  au haut-parleur.

## MESURES

La sensibilité est grande, en AM elle est de  $6 \mu V$  en PO,  $10 \mu V$  en GO pour un rapport signal + bruit/bruit de 10 dB; en FM de  $2 \mu V$  pour 26 dB de S + B/B.

La recherche automatique permet l'arrêt sur un signal de  $8 \mu V$  antenne, pour la position distance, et de  $30 \mu V$  pour la position locale.

Le balayage électronique couvre de 87 à  $103,5 \text{ MHz}$  en 6,2 secondes, avec retour en 0,7 seconde.

L'accord est bien conservé pendant 7 secondes, signal antenne à

zéro. En basse fréquence, la puissance maximale obtenue sur le haut-parleur, de  $2,15 \Omega$  fourni, est de 6,4 W eff. avec 2,5 % de distorsion harmonique à 1 kHz. Une puissance plus élevée peut être obtenue, mais dans ce cas, la distorsion augmente notablement.

Sur charge résistive de  $2,5 \Omega$  à 1 kHz, on obtient 7,5 W eff. avec 6 % de distorsion harmonique.

La courbe de réponse basse fréquence s'étend entre 40 Hz et 16 kHz à  $-60 \text{ dB}$ , sa linéarité est fonction de la position du correcteur de tonalité. Toutes les mesures ont été faites, récepteur alimenté sous 14,5 V, le débit minimal est de 120 mA, et à la puissance de 7,5 W eff. de 1 A.

## EXPLOITATION

L'appareil procure un grand confort d'écoute, sa puissance est très importante, elle permet la sonorisation sans distorsion, même en présence de bruits ambiants très violents.

La sensibilité exploitable est

très grande, sur toutes les gammes, et l'antiparasitage installé est efficace.

Le dispositif de recherche électronique est très agréable pour l'utilisateur, une simple pression de la main ou du pied fait passer le récepteur d'une chaîne sur l'autre. La commande au pied est particulièrement la bienvenue, le conducteur n'a plus à distraire même pendant une fraction de seconde son attention, ni maintenir son volant d'une main.

## CONCLUSION

Il est agréable de saluer une réalisation française très bien conçue. L'appareil est construit correctement, son dispositif électronique de balayage est supérieur aux systèmes électro-mécaniques à la fidélité limitée par les jeux inévitables. Le Rubis Radiomatic est un appareil bien élaboré et aux performances élevées.

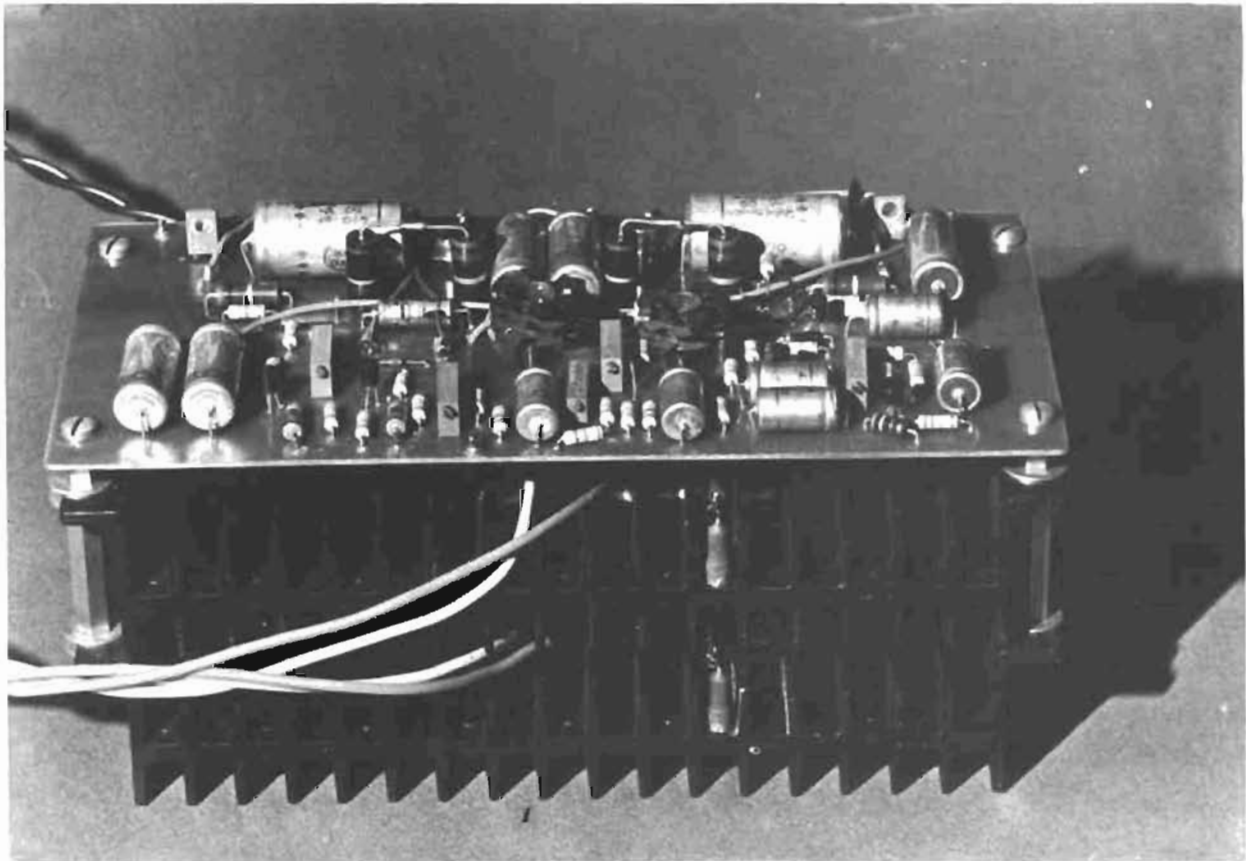
J.B.

## UN AMPLIFICATEUR B.F. DE PUISSANCE

Il nous a semblé intéressant de proposer à nos lecteurs un amplificateur de sonorisation de grande puissance, simple à réaliser et à mettre au point, pouvant concurrencer les réalisations commerciales. Le MH 74 B peut atteindre 320 W de puissance, et satisfaire ainsi les ambitions les plus grandes d'une équipe orchestrale. La charge est de 5  $\Omega$ , obtenue par groupement de plusieurs HP, il est toutefois possible d'employer une charge de plus faible impédance, l'amplificateur étant conçu et protégé pour une plage d'utilisation très large.

On peut utiliser une tension d'alimentation réduite, de façon à obtenir une puissance inférieure en sortie, comme indiqué dans le texte.

Tous les composants sont disponibles sur le marché français, et le prix de l'ensemble est déterminé pour 35 à 40 % du total par l'alimentation. L'emploi de transistors finals de type 2 N 3772 peut être envisagé car leurs caractéristiques sont très voisines et leur sécurité aussi grande; de plus, ils sont moins chers que les 2 N 3773.





**L**E montage décrit ci-après ne constitue pas à proprement parler un amplificateur haute-fidélité, bien que ses performances soient assez proches de celles d'un amplificateur Hi-Fi. Il est capable de fournir en permanence 250 W modulés à une charge de 5  $\Omega$  avec un taux de distorsion inférieur à 2 %. Pour une distorsion harmonique un peu supérieure, la puissance modulée peut atteindre 300 W. Sous certaines conditions, l'alimentation peut être non régulée. L'amplificateur est protégé contre les court-circuits de la charge aussi bien que contre la mise à la masse accidentelle de l'une ou l'autre de ses sorties. Le rendement global est de l'ordre de 72 % à pleine charge; cela signifie qu'il y a une partie non négligeable de la puissance consommée à l'alimentation qui est dissipée sous forme de chaleur. Celle-ci est dégagée en majeure partie dans les dispositifs de sortie, d'où la nécessité de disposer de refroidisseurs efficaces.

La Fig. 1 montre le schéma synoptique de l'amplificateur à configuration en H. Il est constitué par la réunion de deux amplificateurs à Push série classique, la charge étant réunie directement aux points milieu de ces amplificateurs. Les attaques de ces amplificateurs doivent être déphasées de 180° l'une par rapport à l'autre.

Pour une charge et pour une tension d'alimentation imposées, ce type de montage permet d'obtenir quatre fois plus de puissance de sortie que celle disponible lorsque l'on emploie un Push série classique. La puissance de sortie est notablement augmentée parce que l'on applique la totalité de la tension d'alimentation aux bornes de la charge à chaque demi-période en inversant alternativement les polarités. La charge est alors connectée directement aux points milieu des amplificateurs sans l'intermédiaire de condensateurs encombrants et coûteux.

L'emploi d'une structure en H permet, pour une même puissance de sortie, d'alimenter l'amplificateur par une tension deux fois plus faible que celle qui serait nécessaire avec un simple Push série. De ce fait, il est donc possible d'utiliser des transistors présentant une tension de claquage moins élevée que dans le cas d'un Push série.

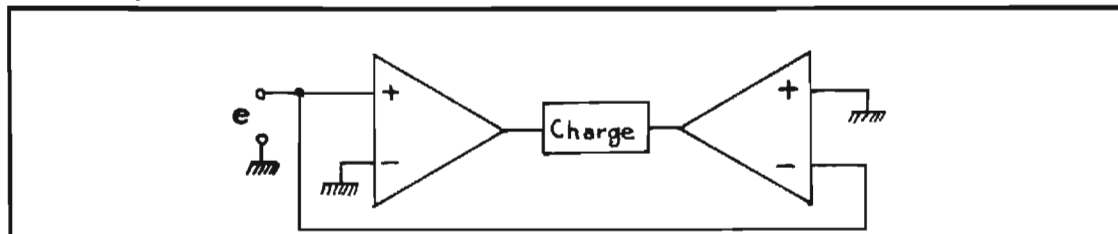


Fig. 1. — Schéma de principe de l'amplificateur à configuration en H. La charge est située entre les sorties des deux amplificateurs qui sont attaqués par des signaux en opposition de phase. Ce type de montage permet d'obtenir, pour une tension d'alimentation identique, quatre fois plus de puissance qu'avec un push série classique.

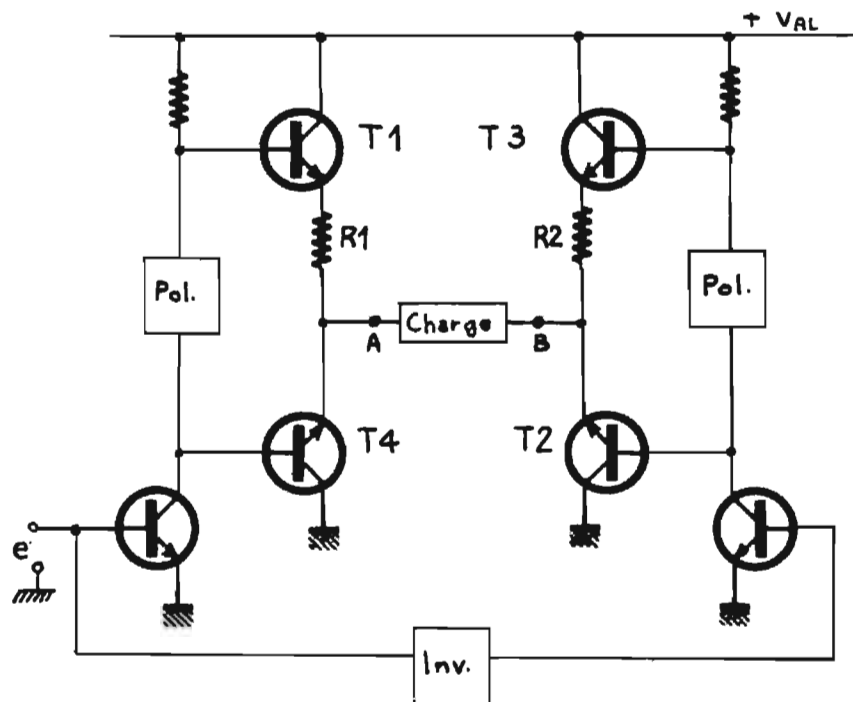


Fig. 2. — Schéma de principe des étages de sortie d'un amplificateur à configuration en H. Les groupes de transistors  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_3$ ,  $T_4$  sont rendus alternativement conducteurs. Aux bornes de la charge, la tension crête-crête peut atteindre deux fois la tension d'alimentation.

## ÉTAGE DE SORTIE

La Fig. 2 représente l'étage de sortie d'un amplificateur en H comportant quatre transistors, la charge étant connectée entre les points milieu. Lorsque ce montage est correctement attaqué, on rend conducteur  $T_1$  et  $T_2$ , pour une alternance du signal de commande, tandis que  $T_3$  et  $T_4$  restent bloqués. Aux bornes de la charge  $R_L$ , on trouve donc la totalité de la tension d'alimentation  $V_{AL}$  (en négligeant les pertes dues aux différents  $V_{CE(sat)}$ , et à la chute de tension occasionnée par  $R_1$ ). A ce moment, la tension aux bornes de la charge présente un +

en A et un - en B. Lors de l'alternance suivante du signal d'attaque, ce sont  $T_3$  et  $T_4$  qui seront rendus conducteurs alors que  $T_1$  et  $T_2$  seront bloqués. Nous retrouverons également la totalité de la tension d'alimentation appliquée à la charge, mais cette fois avec un + en B et un - en A. On remarquera que dans un tel montage, la valeur maximale de la tension présente aux bornes des transistors est celle de la tension d'alimentation.

En examinant les possibilités comparées d'un amplificateur Push série et d'un amplificateur à configuration en H, on s'aperçoit que la puissance de sortie maximale théorique  $P_s$  est, pour le premier type :

$$P_s = V_{AL}^2 / 8 R_L$$

tandis que le courant de crête dans la charge, donc dans les transistors, est :

$$I_{cr} = V_{AL} / 2 R_L$$

avec  $V_{AL}$  la valeur de la tension d'alimentation et  $R_L$  la résistance de charge.

Dans le cas d'un amplificateur en H, ces formules deviennent respectivement :

$$P_s = V_{AL}^2 / 2 R_L$$

et :

$$I_{cr} = V_{AL} / R_L$$

Cette comparaison met en évidence l'accroissement de puissance obtenu par l'adoption de la structure en H, puisque la puis-

sance de sortie est multipliée par un facteur quatre, toutes choses égales par ailleurs.

Si l'on souhaite pouvoir disposer d'une puissance de sortie maximale de 300 W (donc à la limite de l'écrêtage du signal) dans une résistance de charge de 5 Ω, il suffit en théorie d'une tension d'alimentation de :

$$V_{AL} = \sqrt{2 P_s \cdot R_L}$$

soit dans notre cas

$$V_{AL} = \sqrt{2 \cdot 300 \cdot 5} \cong 55 \text{ V}$$

ce qui conduit à un courant crête dans la charge de :

$$I_{cr} = 55 / 5 = 11 \text{ A}$$

Étant donné l'ordre de grandeur des courants collecteurs et les tensions mises en jeu, le choix des transistors de sortie s'est porté sur le type 2 N 3773 de Sescosem. Ce dispositif présente un gain en courant compris entre 15 et 60 (à 8 A et 4 V) et son  $V_{CE(sat)}$  est au maximum de 1,4 V à 8 A pour un gain forcé de 10.

En ce qui nous concerne, nous pouvons estimer le  $V_{CE(sat)}$  à environ 2 V pour  $I_C = 11 \text{ A}$ .

Cela nous conduit à réévaluer la tension d'alimentation. A la valeur précédemment déterminée, il faut en effet ajouter deux fois la tension de saturation ainsi que la chute de tension aux bornes de la résistance d'émetteur (environ 0,5 V), ce qui nous conduit à une valeur de tension d'alimentation de :

$$55 + 2 + 2 + 0,5 = 59,5 \text{ V}$$

La valeur maximale de la tension d'alimentation sera donc de 59,5 V, mais comme le  $V_{CE(sat)}$  indiqué par le constructeur est également une valeur maximale, dans la pratique il arrivera souvent que l'on puisse se contenter d'une tension d'alimentation inférieure à celle calculée plus haut, et qui, en tous cas, sera comprise entre 55 et 59,5 V.

Le transistor de sortie doit laisser passer une intensité pouvant s'élever à 11 A. Il nécessite alors, pour être porté au voisinage de la saturation, un courant base relativement important. Un moyen couramment utilisé pour lui fournir ce courant base consiste à employer le montage « Darlington ».

En effet, un transistor de puissance monté de telle sorte, comme indiqué sur la Fig. 3, est équivalent à un transistor unique, de type NPN, dont le gain en courant est le produit des gains en courant de  $T_1$  et de  $T_2$ , et dont la connexion de base (3), celle de

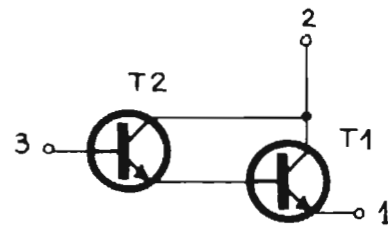


Fig. 3. — Association de deux transistors NPN en montage « Darlington ». Le tout est équivalent à un transistor unique dont le gain est égal au produit des gains de  $T_1$  et de  $T_2$ .

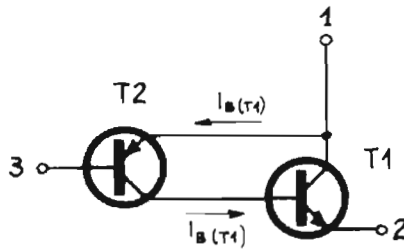


Fig. 4. — Association d'un transistor PNP de puissance moyenne et d'un NPN de grosse puissance. L'ensemble se comporte comme un transistor PNP de forte puissance.

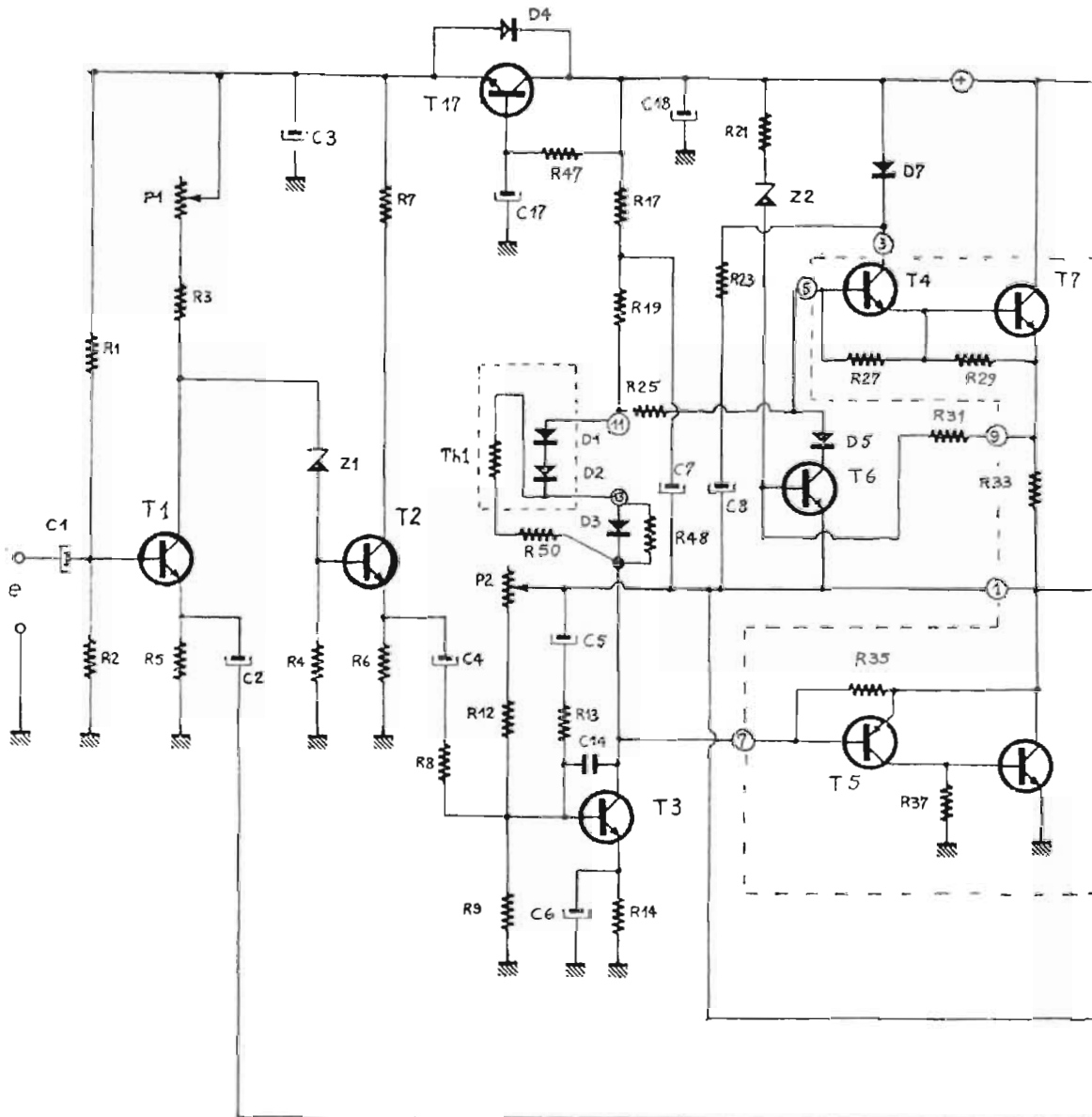


Fig. 5. — Schéma de détail de l'amplificateur MH74 B

## NOMENCLATURE DES ÉLÉMENTS DE LA FIGURE 5

C <sub>1</sub>	=	50 μF	25 V
C <sub>3</sub>	=	50 μF	63 V
C <sub>5</sub>	=	5 μF	63 V
C <sub>7</sub>	=	100 μF	63 V
C <sub>9</sub>	=	470 μF	63 V
C <sub>11</sub>	=	5 μF	63 V
C <sub>13</sub>	=	10 μF	12 V
C <sub>15</sub>	=	150 pF	63 V
C <sub>16</sub>	=	50 μF	6 V
C <sub>18</sub>	=	100 μF	63 V
C <sub>2</sub>	=	50 μF	25 V
C <sub>4</sub>	=	50 μF	25 V
C <sub>6</sub>	=	50 μF	6 V
C <sub>8</sub>	=	470 μF	63 V
C <sub>10</sub>	=	100 μF	63 V
C <sub>12</sub>	=	10 μF	12 V
C <sub>14</sub>	=	150 pF	63 V
C <sub>17</sub>	=	100 μF	63 V
C <sub>19</sub>	=	100 μF	63 V

R <sub>1</sub>	=	18 kΩ	5 %	1/2 W
R <sub>2</sub>	=	12 kΩ	"	"
R <sub>3</sub>	=	2 200 Ω	"	"
R <sub>4</sub>	=	3 900 Ω	"	"
R <sub>5</sub>	=	5 600 Ω	"	"
R <sub>6</sub>	=	3 300 Ω	"	"
R <sub>7</sub>	=	1 800 Ω	"	"
R <sub>8</sub>	=	2 700 Ω	"	"
R <sub>9</sub>	=	2 700 Ω	"	"
R <sub>10</sub>	=	2 700 Ω	"	"
R <sub>11</sub>	=	2 700 Ω	"	"
R <sub>12</sub>	=	8 200 Ω	"	"
R <sub>13</sub>	=	39 kΩ	"	"
R <sub>14</sub>	=	56 Ω	"	"
R <sub>15</sub>	=	56 Ω	"	"
R <sub>16</sub>	=	150 kΩ	"	"
R <sub>17</sub>	=	470 Ω	"	"
R <sub>18</sub>	=	470 Ω	"	"
R <sub>19</sub>	=	1 000 Ω	10 %	1 W
R <sub>20</sub>	=	1 000 Ω	10 %	1 W

R <sub>21</sub>	=	15 kΩ	5 %	1/2 W
R <sub>22</sub>	=	15 kΩ	"	"
R <sub>23</sub>	=	10 Ω+	12 Ω	10 % 2 W
R <sub>24</sub>	=	10 Ω+	12 Ω	10 % 2 W
R <sub>25</sub>	=	120 Ω	5 %	1/2 W
R <sub>26</sub>	=	120 Ω	"	"

R <sub>27</sub>	=	390 Ω	5 %	1/2 W
R <sub>28</sub>	=	390 Ω	"	"
R <sub>29</sub>	=	22 Ω	"	"
R <sub>30</sub>	=	22 Ω	"	"
R <sub>31</sub>	=	330 Ω	"	"
R <sub>32</sub>	=	330 Ω	"	"
R <sub>33</sub>	=	0,05 Ω	10 %	3 W
R <sub>34</sub>	=	0,05 Ω	10 %	3 W
R <sub>35</sub>	=	390 Ω	5 %	1/2 W
R <sub>36</sub>	=	390 Ω	"	"
R <sub>37</sub>	=	22 Ω	"	"
R <sub>38</sub>	=	22 Ω	"	"
R <sub>39</sub>	=	12 kΩ	"	"
R <sub>40</sub>	=	33 kΩ	"	"
R <sub>41</sub>	=	33 kΩ	"	"
R <sub>42</sub>	=	2 200 Ω	"	"
R <sub>43</sub>	=	22 kΩ	"	"
R <sub>44</sub>	=	47 kΩ	"	"
R <sub>45</sub>	=	150 kΩ	"	"
R <sub>46</sub>	=	1 800 Ω	"	"
R <sub>47</sub>	=	33 kΩ	"	"
R <sub>48</sub>	=	voir texte (env. 100 Ω)		
R <sub>49</sub>	=	voir texte (env. 100 Ω)		
R <sub>50</sub>	=	5,6 Ω	10 %	1/2 W
R <sub>51</sub>	=	5,6 Ω	10 %	1/2 W

P <sub>1</sub>	=	10 kΩ	type 3009	Bourns
P <sub>2</sub>	=	100 kΩ	"	"
P <sub>3</sub>	=	22 kΩ	"	"

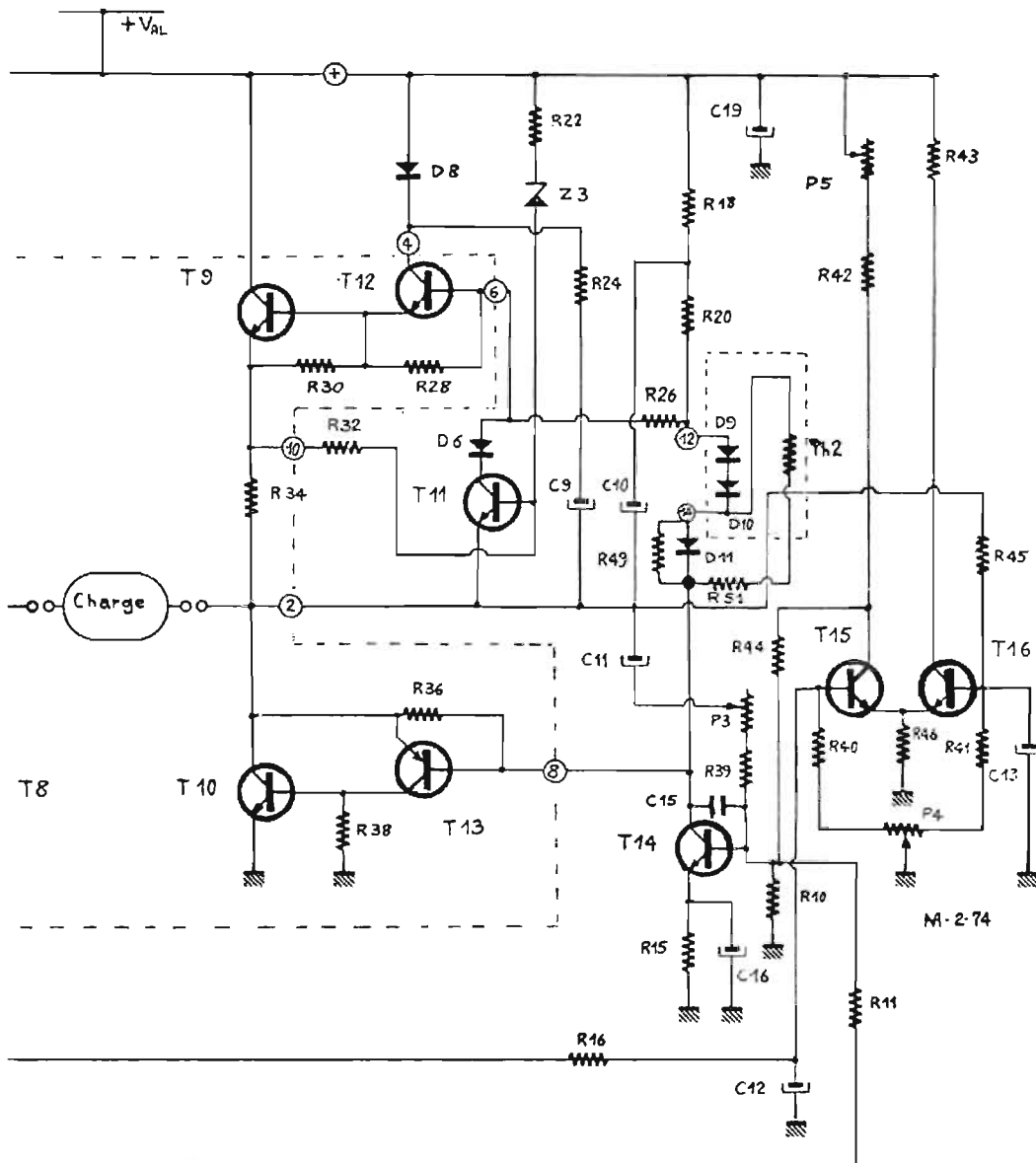
T <sub>1</sub> , T <sub>2</sub> , T <sub>15</sub> , T <sub>16</sub> , T <sub>17</sub>	=	BCW 95 B	Sescosem
T <sub>5</sub> , T <sub>13</sub>	=	BDX 14	Sescosem
T <sub>4</sub> , T <sub>12</sub>	=	BDY 72	Sescosem
D <sub>1</sub> , D <sub>2</sub> , D <sub>3</sub> , D <sub>5</sub> , D <sub>6</sub> , D <sub>9</sub> , D <sub>10</sub> , D <sub>11</sub>	=	1 N 4148	Sescosem
D <sub>7</sub> , D <sub>8</sub>	=	ESM 181 - 300R	Sescosem
Z <sub>2</sub> , Z <sub>3</sub>	=	BZX 46 C 13	Sescosem

Th<sub>1</sub> - Th<sub>2</sub> = thermistances CICE type A/T  
27 Ω à 25 °C 20 %

P <sub>4</sub>	=	4 700 Ω	type 3009	Bourns
P <sub>5</sub>	=	10 kΩ	"	"

T <sub>3</sub> , T <sub>14</sub>	=	BC 211 A	Sescosem (avec refroid.)
T <sub>6</sub> , T <sub>11</sub>	=	2 N 2219 A	Sescosem
T <sub>7</sub> , T <sub>8</sub> , T <sub>9</sub> , T <sub>10</sub>	=	2 N 3773	Sescosem
			ou 2 N 3772.

D <sub>4</sub>	=	1 N 4003	
Z <sub>1</sub>	=	BZX 46 C 20	Sescosem



collecteur (2) et celle d'émetteur (1). Cette configuration convient parfaitement pour les transistors  $T_1$  et  $T_3$  de la Fig. 2. En revanche, les transistors  $T_2$  et  $T_4$  doivent être de polarité PNP et il est souhaitable d'obtenir les mêmes caractéristiques pour les groupes supérieurs que pour les groupes inférieurs. Pour ce faire, on utilisera pour les groupes inférieurs un transistor de puissance NPN (le même type que celui employé dans les groupes du haut), mais on lui associera un dispositif PNP de petite puissance pour le commander, comme indiqué sur la Fig. 4. Si l'on utilise un montage tel que celui représenté sur la Fig. 4, on remarquera que le courant collecteur de  $T_2$  sort par cette électrode, tandis que le courant de base de  $T_1$  entre par celle-ci. La tension collecteur-émetteur de  $T_2$  est dans le sens convenable puisque le collecteur de  $T_1$  est positif par rapport à sa base, ce qui polarise positivement l'émetteur de  $T_2$  par rapport à son collecteur. A la tension de seuil base-émetteur près (0,6 V environ), la tension collecteur-émetteur de  $T_2$  est pratiquement égale à celle de  $T_1$ , mais en sens inverse. Le montage de la Fig. 4 est équivalent à un transistor unique, de type PNP, dont le gain en courant est égal au produit des gains en courant des deux transistors. Il faut remarquer que ce transistor composite est assez paradoxal puisque son émetteur équivalent est la connexion (1), et que l'électrode correspondant à son collecteur est la connexion (2) qui est l'émetteur de  $T_1$ . Enfin, dans la configuration représentée sur la Fig. 4, la tension de seuil base-émetteur entre (3) et (1) est d'environ 0,6 V, comme dans tout transistor classique au silicium. Le transistor composite de la Fig. 4 est donc parfaitement identique à un PNP de puissance à grand gain.

Arrivé à ce point de la description, il est maintenant nécessaire de se reporter au schéma complet de l'amplificateur représenté sur la Fig. 5. On remarquera qu'il comporte deux amplificateurs Push série à symétrie quasi complémentaire,  $T_4$ ,  $T_7$  et  $T_3$ ,  $T_8$  pour une voie, et  $T_9$ ,  $T_{12}$ , ainsi que  $T_{10}$ ,  $T_{13}$  pour l'autre voie. Chaque voie est pilotée par un transistor driver,  $T_3$  pour l'amplificateur situé à gauche du schéma, tandis que celui situé à droite est attaqué par le transistor  $T_{14}$ . On reconnaît, sur la Fig. 5, le transistor PNP composite dont on vient de parler ( $T_5$ ,  $T_8$  et  $T_{10}$ ,  $T_{13}$ ). Par contre, il apparaît que

le montage « Darlington » n'est pas tout à fait conforme à celui décrit plus haut, puisque le collecteur de  $T_4$  n'est pas directement relié à celui de  $T_7$ . Ceci est dû au fait qu'il s'est avéré nécessaire de « bootstraper »  $T_4$ . En effet, il a fallu porter son collecteur à une tension supérieure à celle du collecteur de  $T_7$ , de telle sorte qu'il puisse vraiment mettre  $T_7$  en saturation. C'est la raison de la présence du réseau  $D_7$ ,  $R_{23}$  et  $C_8$ . Comme on rencontre le même problème dans l'étage d'attaque, nous en reparlerons plus en détail à cette occasion.

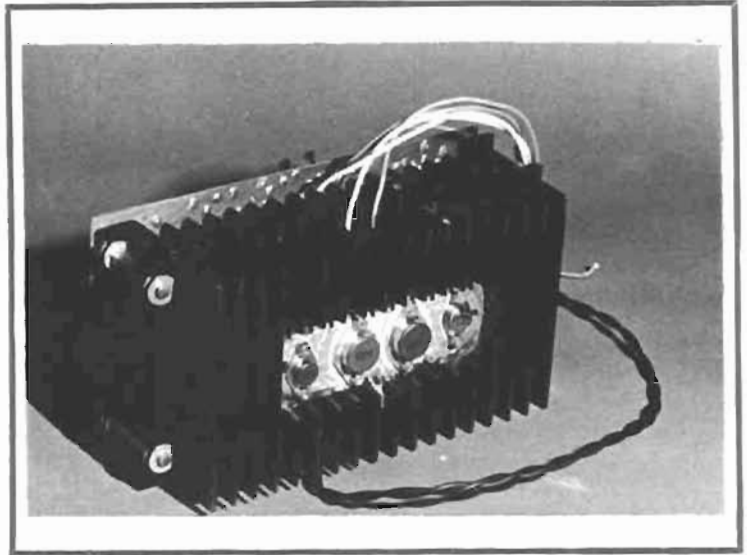
### ÉTAGE D'ATTAQUE

Son rôle est de fournir aux étages de sortie le signal de commande qui leur est nécessaire et d'assurer le décalage de tension permettant d'obtenir le courant de repos voulu dans les transistors finals.

L'examen de la variation du courant de repos des transistors de sortie permet de mettre en évidence une des causes de distorsion du signal de sortie appelée « distorsion de raccordement » ou parfois « cross over distorsion ». La stabilité thermique de ce courant de repos, bien qu'elle ne soit pas trop critique, doit néanmoins être suffisante pour que les transistors de sortie aient toujours un certain courant de repos et que ce dernier ne devienne pas prohibitif quand la température s'élève.

Il faut donc commander les bases de  $T_4$  et de  $T_5$  par deux tensions en phase, de même amplitude et présentant l'une par rapport à l'autre un décalage de tension continue qui assure la polarisation des transistors finals de façon correcte. C'est le transistor d'attaque  $T_3$  qui fournira ces tensions de commande.

Le décalage pratiquement constant entre le potentiel de la base de  $T_4$  et celui de la base de  $T_5$  est obtenu au moyen d'une chaîne de diodes ( $D_1$ ,  $D_2$  et  $D_3$ ) montées de telle façon qu'elles maintiennent à leurs bornes une tension de l'ordre de 1,9 V, assez indépendante du courant qui les traverse. L'impédance dynamique relativement faible présentée par ces diodes assure aux bases de  $T_4$  et de  $T_5$  un signal de commande identique. Cette tension de décalage est ajustée au moyen de la résistance  $R_{48}$ , ce qui permet de régler le courant de repos des transistors  $T_7$  et  $T_8$  à environ



20 mA. L'utilisation de diodes au silicium pour l'obtention de cette tension de décalage présente, en outre, l'avantage d'offrir une compensation du courant de repos des transistors finals en fonction de la température. La compensation est plus effective si l'on assure un contact thermique entre les diodes et le radiateur commun à  $T_7$  et à  $T_8$ ; elle est encore améliorée si l'on emploie, concurremment avec la résistance  $R_{48}$ , une thermistance  $Th_1$ , comme indiqué sur la Fig. 5. Ce dispositif présente la propriété d'offrir une résistance ohmique, qui est variable en fonction de la température, et qui diminue lorsque cette dernière augmente. Pour qu'elle assure son emploi, il est bien évident que cette thermistance doit être également en contact thermique étroit avec le radiateur de  $T_7$  et de  $T_8$ .

Grâce à l'association des diodes au silicium et de la thermistance, il est possible de maintenir le courant de repos des dispositifs de sortie dans des limites raisonnables pour une gamme de températures usuelles (voir courbes).

Si la source d'alimentation présente des variations de tension par trop excessives, le courant de repos des transistors  $T_7$  et  $T_8$  peut évoluer dans des proportions relativement importantes. Dans ce cas, on peut remédier à cet état de fait en remplaçant les diodes et la thermistance par le montage représenté sur la Fig. 5 bis.

Il se compose d'une association de trois diodes et de trois transistors complémentaires, le courant base d'un transistor étant fourni par le précédent. L'ensemble possède un gain très élevé, et de ce fait, son impédance dynamique est très faible. La variation de tension aux bornes de ce réseau est de

l'ordre de 15 à 20 mV quand le courant qui y circule passe de 10 à 20 mA. Le réglage du courant de repos des transistors de sortie se fait en agissant sur le potentiomètre de 10 k $\Omega$ .

De même que dans le montage à diodes, il faut assurer un contact thermique aussi bon que possible entre le radiateur et les éléments entourés d'un pointillé sur la Fig. 5 bis, afin que la compensation du courant de repos en fonction de la température puisse s'effectuer correctement (voir courbes). Le capot du transistor BC 108 B étant métallique, il sera nécessaire de l'isoler électriquement du refroidisseur par une lamelle de mica, ou mieux, par une petite bande de Terphane souple enroulée une seule fois autour du boîtier. Il serait souhaitable de se servir d'une graisse spéciale à base d'oxyde de béryllium pour parfaire encore le contact thermique avec le radiateur. Dans ce but également, on peut prévoir, dans le radiateur, un trou de diamètre légèrement plus grand que celui du boîtier du transistor BC 108 B afin de pouvoir y loger ce dernier et la petite bande de Terphane enduite de graisse spéciale dont on vient de parler. A noter que l'efficacité de la stabilisation du courant de repos dépend en partie de l'endroit du radiateur où sont situés les éléments de compensation. Il est toujours possible de modifier un peu le réseau de compensation si les résultats étaient jugés par trop différents de ceux indiqués ici.

L'examen du signal de sortie présent au point A du montage de la Fig. 2 permet de déterminer la commande nécessaire au transistor  $T_1$ . La tension du point A, à grands signaux, est représentée sur la Fig. 6. Les tensions  $V_1$  et  $V_2$

représentent les pertes qui existent sur l'amplitude du signal maximum par rapport à la tension d'alimentation. Il va sans dire que ces tensions de déchet sont préjudiciables au rendement de l'amplificateur. La tension  $V_1$  de la Fig. 6 est produite en partie par la tension de saturation du transistor  $T_1$  de la Fig. 2, et en partie par les deux tensions de seuil dues aux transistors  $T_1$  et à son étage de commande « Darlington ». En effet, si l'on se reporte à la Fig. 3, le potentiel du point (1) est égal à celui du point (3) diminué des deux tensions de seuil des transistors  $T_1$  et  $T_2$ . Comme le potentiel du point (3) est égal, au plus, à celui de la tension d'alimentation, on conçoit donc que la tension du point (1) est toujours inférieure à celle de la tension d'alimentation. Pour améliorer le fonctionnement du montage on utilisera donc la technique du « Bootstrap ». Pour ce faire, on fractionne la résistance de charge du transistor driver, puis on relie le point milieu de ces deux résistances à la sortie de l'amplificateur au moyen d'une capacité de valeur élevée. C'est ce qui est réalisé sur le schéma de la Fig. 5 par les résistances  $R_{17}$ ,  $R_{19}$  et le condensateur  $C_7$ . Au repos, le point milieu de l'amplificateur de droite est à une tension voisine de  $V_{AL} / 2$ . Le condensateur  $C_7$  est donc chargé à une tension comprise entre  $V_{AL}$  et  $V_{AL} / 2$ , et qui est fonction du rapport des résistances  $R_{17}$  et  $R_{19}$ . Quand  $T_3$  va avoir tendance à se bloquer, son potentiel collecteur va remonter ainsi que la base de  $T_4$ . Le potentiel du point milieu (point 1) suit la même variation que la base de  $T_4$ . De ce fait, le condensateur  $C_7$  transmet cette variation de tension au point de jonction des résistances  $R_{17}$  et  $R_{19}$ , mais en conservant le décalage de tension correspondant à la charge qu'il avait emmagasinée quand l'amplificateur était au repos. Ainsi, dans les alternances positives de grande amplitude, le transistor  $T_3$  peut être alimenté par une tension plus élevée que celle fournie par la source d'alimentation, ce qui permet à ce dispositif de continuer à fonctionner dans une région à caractéristiques linéaires et qui augmente considérablement l'excursion possible du signal de sortie.

Il est apparu également nécessaire d'appliquer la même technique à un transistor  $T_4$ ; vu l'ordre de grandeur des courants de crête mis en jeu, il était en effet assez difficile d'assurer à  $T_4$  un courant

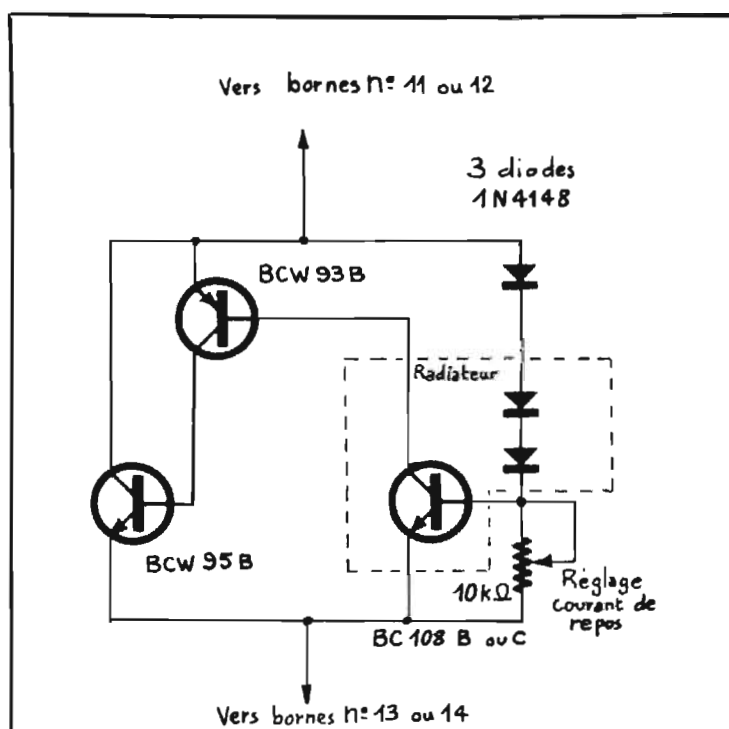


Fig. 5 bis. — En remplaçant l'ensemble diodes-thermistance par le montage ci-dessus, on améliore la stabilité du courant de repos en fonction des variations de la tension d'alimentation.

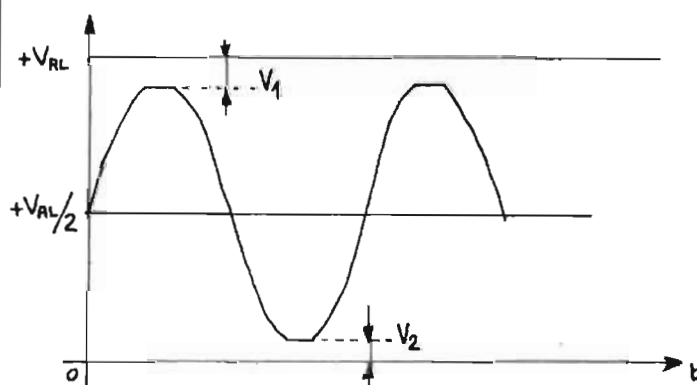


Fig. 6. — Forme d'onde du signal de sortie d'un amplificateur montrant un écrêtage dû aux tensions de déchet  $V_1$  et  $V_2$ .

base suffisant pour le porter au voisinage de la saturation. Ce courant base était fourni par le transistor  $T_4$  qui devait travailler avec une tension émetteur-collecteur de plus en plus réduite au moment précis où il lui fallait donner de plus en plus de courant à  $T_7$ . Là encore, le montage « Bootstrap » a permis de conserver à  $T_4$  une tension collecteur toujours supérieure à celle du collecteur de  $T_7$ . Ce deuxième réseau de « Bootstrap » est réalisé

par la diode  $D_7$ , la résistance  $R_{23}$  et par la capacité  $C_8$ .

Pour que l'amplificateur puisse délivrer une puissance de sortie aussi grande que possible, il faut que l'écrêtage du signal de sortie se produise simultanément sur les deux alternances, ce qui est le cas lorsque le potentiel moyen du point milieu reste stable et voisin de  $V_{AL} / 2$ . On obtient cette stabilité par une contre-réaction en continu appliquée à la base de  $T_3$  depuis le point (1) par l'intermé-

diaire de la résistance  $R_{12}$  et du potentiomètre  $P_2$ , dont le réglage permet l'ajustage du potentiel moyen du point (1). La base de  $T_3$  reçoit également une autre contre-réaction, mais celle-là uniquement alternative, amenée par le réseau  $C_5$ ,  $R_{13}$ . La valeur de cette dernière résistance dose le taux de contre-réaction.

On a parfois intérêt à diminuer la bande passante de l'amplificateur, principalement du côté des fréquences élevées, par exemple pour supprimer un accrochage haute-fréquence éventuel. Pour cela, il suffit de placer une capacité de contre-réaction  $C_{14}$  entre collecteur et base de  $T_3$ .

### ÉTAGE D'ENTRÉE DÉPHASEUR

Destiné à fournir aux bases de  $T_3$  et de  $T_{14}$  des signaux de commande déphasés de  $180^\circ$ , il doit en outre délivrer ces signaux sous une faible impédance de sortie. L'entrée se fait sur la base de  $T_1$ , à travers le condensateur  $C_1$ ; sur son émetteur, on retrouve la tension d'entrée à basse impédance que l'on envoie vers le transistor driver  $T_{14}$  pilotant l'amplificateur de droite. Le signal déphasé présent sur le collecteur de  $T_1$  est appliqué sur la base de  $T_2$  par l'intermédiaire de la diode Zener  $Z_1$  qui assure le décalage de tension nécessaire. Sur l'émetteur du transistor  $T_2$ , on recueille, à basse impédance, le signal destiné à la commande de  $T_3$ , signal en opposition de phase avec celui existant sur l'émetteur de  $T_1$ . Le potentiomètre  $P_1$  permet de réaliser l'égalité d'amplitude entre le signal d'émetteur de  $T_1$  et celui de  $T_2$ .

Pour des questions de vitesse d'établissement du potentiel moyen des points 1 et 2, la mise sous tension de  $T_1$  et de  $T_2$  est différée et rendue progressive par le transistor  $T_{17}$ , dont la base est commandée par le réseau  $R_{47}$ ,  $C_{17}$ . La diode  $D_4$  procure un chemin au courant de décharge de la capacité  $C_3$  quand on coupe la tension d'alimentation, évitant ainsi le claquage en inverse de la jonction émetteur-base du transistor  $T_{17}$ .

### ASSERVISSEMENT DU POINT DE REPOS

L'un des principaux obstacles rencontrés dans l'étude d'am-

plificateurs à configuration en H est le déséquilibre qui peut se produire entre les deux potentiels moyens des points milieux des deux amplificateurs. Si, en l'absence de signal de commande, la tension au point 2 n'est pas exactement la même que celle du point 1, il circule alors, dans la charge, un courant continu dont le sens et l'intensité dépendent du sens du déséquilibre et de la différence entre les deux potentiels. On pourrait évidemment prévoir pour l'amplificateur de droite un réglage équivalent à celui effectué par  $P_2$  pour l'amplificateur de gauche et ajuster une fois pour toute l'équilibre entre les sorties 1 et 2. Malheureusement, cet équilibre ne se conserve pas toujours : il est affecté par les fluctuations de la tension d'alimentation ainsi que par les variations de la température.

La solution ici adoptée consiste à asservir la tension de repos de l'amplificateur de droite à celle de l'amplificateur de gauche. Cette dernière reste toujours réglable par le moyen du potentiomètre  $P_2$ , mais elle commande, par la même occasion, le potentiel du point 2. Pour réaliser cet asservissement, il faut disposer d'une tension proportionnelle à la différence de potentiel existant entre les sorties 1 et 2. Une fraction de chacune de ces deux tensions est envoyée, par l'intermédiaire de ponts diviseurs ( $R_{16}$ ,  $R_{40}$  et  $R_{45}$ ,  $R_{41}$ ), sur les bases des transistors  $T_{15}$  et  $T_{16}$  qui constituent un amplificateur différentiel. L'exacte symétrie des deux diviseurs de tension est obtenue par action sur le potentiomètre  $P_4$ . Sur le collecteur de  $T_{15}$  on dispose du signal d'erreur, lui-même fonction de l'écart qui

existe entre les tensions moyennes des sorties 1 et 2. C'est cette tension qui, à travers la résistance  $R_{44}$ , vient piloter en continu la base de  $T_{14}$ , réalisant ainsi l'asservissement souhaité. La tension collecteur de  $T_{15}$  est rendue ajustable par le potentiomètre  $P_5$  qui permet d'obtenir l'équilibre exact des deux points milieux. Une fois ce réglage effectué, le potentiel continu de la sortie 2 doit suivre celui de la sortie 1, aussi bien lorsque l'on fait varier la tension d'alimentation que quand on agit sur  $P_2$ .

## SÉCURITÉ

Un facteur important, dans les caractéristiques d'un amplificateur, est son aptitude à subir les court-circuits en sortie. Si aucune précaution n'est prise, un court-circuit de la charge, même temporaire, peut occasionner le passage d'un courant excessif dans les transistors  $T_7$  à  $T_{10}$  et provoquer leur destruction soit par claquage secondaire, soit par échauffement anormal de la température de jonction due à une trop grande dissipation de puissance.

On a donc introduit un système de protection constitué par deux transistors  $T_6$  et  $T_{11}$ . Lorsqu'il y a court-circuit ou surcharge en sortie, il circule un courant très important dans les transistors  $T_7$  et/ou  $T_9$ , donc également dans les résistances  $R_{33}$  et  $R_{34}$ . Cette intensité produit une différence de potentiel aux bornes de chacune de ces résistances. Ces tensions sont appliquées sur les bases des deux transistors de protection  $T_6$  et  $T_{11}$  qui sont alors rendus conducteurs et court-circuitent

ainsi le signal d'attaque des transistors  $T_7$  et  $T_9$ .

Les transistors de protection sont normalement bloqués tant que l'amplificateur n'est soumis à aucune surcharge. Dans ce cas, les signaux de commande issus de  $T_3$  et de  $T_{14}$  attaquent normalement les bases de  $T_4$  et de  $T_{12}$  à travers les résistances  $R_{25}$  et  $R_{26}$ . Si pour une raison quelconque (court-circuit de la charge ou mise à la masse de l'une ou l'autre sortie), le courant dans les transistors de sortie dépasse la limite prescrite, le potentiel existant aux bornes de  $R_{33}$  et de  $R_{34}$  rend les transistors de protection conducteurs. A ce moment, les signaux de commande de  $T_4$  et de  $T_{12}$  sont pratiquement écrêtés ou même supprimés, et l'intensité du courant collecteur de  $T_7$  et/ou de  $T_9$  reste maintenue à une valeur compatible avec les possibilités de ces deux transistors. En série dans les collecteurs de  $T_6$  et de  $T_{11}$  sont placés deux diodes qui ont pour but de permettre aux transistors de sécurité de ne devenir conducteurs que lors des alternances positives du signal d'attaque.

Le réglage du courant collecteur maximal des transistors finals, à partir duquel la limitation doit intervenir est déterminé par la valeur des résistances  $R_{33}$  et  $R_{34}$ . Le circuit commence à entrer en œuvre quand la tension émetteur-base de  $T_6$  et de  $T_{11}$  atteint environ 0,6 V.

Cependant la protection des dispositifs de sortie doit tenir compte de leur aire de sécurité. En effet, si ces transistors sont à même d'accepter, par exemple, un courant collecteur maximum de 16 A, cette intensité ne peut être maintenue dès que la tension collecteur-émetteur dépasse 10 V. Pour des valeurs supérieures de la tension  $V_{CE}$ , il faut diminuer l'intensité maximale admissible de façon à ce que cette dernière reste toujours conforme à l'aire de fonctionnement de sécurité publiée par le constructeur. Les résistances  $R_{21}$ ,  $R_{22}$  et les diodes Zener  $Z_2$  et  $Z_3$  ont été ajoutées aux circuits de sécurité pour tenir compte de cette dernière remarque. Pour des valeurs de  $V_{CE}$  inférieures à la tension de la diode Zener (13 V) la limitation est déterminée uniquement par le courant qui circule dans les résistances  $R_{33}$  et  $R_{34}$ . Dès que la tension collecteur-émetteur des transistors  $T_7$  et/ou  $T_9$  excède la tension des diodes Zener  $Z_2$  et  $Z_3$ , une tension, proportionnelle au  $V_{CE}$ , est appliquée sur les bases des transistors  $T_6$  et

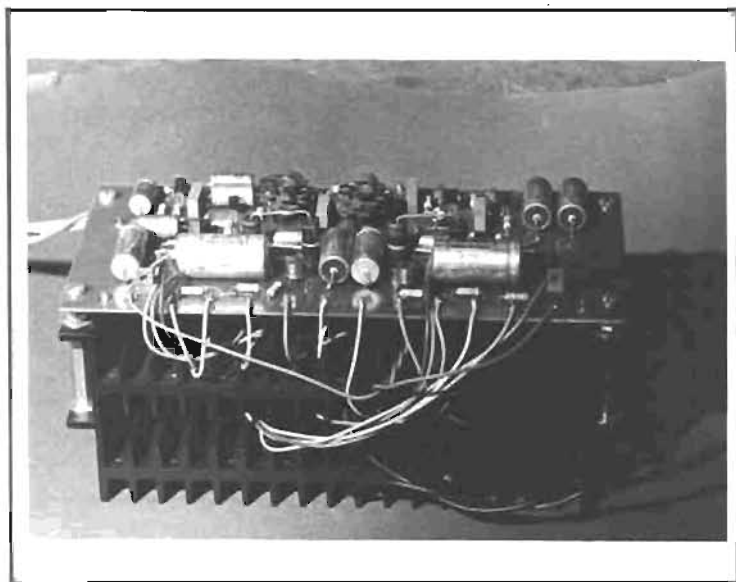
$T_{11}$ . Cette tension s'ajoute à celle engendrée par la circulation du courant dans les résistances  $R_{34}$  et  $R_{33}$ , et elle déclenche la limitation pour une intensité d'autant moins élevée que la tension collecteur-émetteur est plus importante.

La valeur des résistances  $R_{31}$  et  $R_{32}$  demande à être choisie soigneusement, car ces deux résistances forment le pont de base des transistors de sécurité. Si ces valeurs sont trop élevées, on risque de rendre le système de sécurité trop sensible à la tension collecteur-émetteur de  $T_7$  et de  $T_9$ . En effet, le potentiel des bases des transistors  $T_6$  et  $T_{11}$  devient de plus en plus positif au fur et à mesure que la valeur des résistances  $R_{31}$  et  $R_{32}$  augmente. Par contre, une valeur trop faible de ces deux résistances conduirait le circuit de sécurité à ne répondre uniquement qu'aux surintensités. Une valeur incorrecte de  $R_{31}$  et  $R_{32}$  peut rendre l'amplificateur bi-stable, ce qui se traduit par le fait que, dans certaines conditions, il ne puisse pas reprendre son fonctionnement normal après que le circuit de sécurité ait fonctionné et que l'on ait remédié à la cause qui avait provoqué son entrée en action. Il convient, dans ce cas, de supprimer momentanément le signal de commande et de couper la tension d'alimentation quelque temps pour que tout rentre dans l'ordre. Cependant il nous semble préférable de donner à  $R_{31}$  et  $R_{32}$  des valeurs telles que l'amplificateur reprenne son fonctionnement normal une fois le court-circuit supprimé.

Notons au passage que le fonctionnement de l'amplificateur avec un court-circuit en sortie n'est pas un fonctionnement normal. Il faut donc se garder de le laisser longtemps sous tension dans cet état, sous peine d'arriver à un échauffement exagéré des dispositifs de sortie, pouvant aller jusqu'à leur destruction, si l'on persiste trop dans ces conditions anormales.

## REFROIDISSEMENT DES ÉTAGES DE SORTIE

Un facteur important, dont il faut examiner avec soin les conséquences dans un amplificateur de cette puissance, est la température atteinte par les transistors de sortie en fonctionnement permanent. En régime établi, chaque transistor de l'étage de sortie ( $T_7$ ,  $T_8$  et  $T_9$ ,  $T_{10}$ ) dissipe, sous forme de chaleur, une certaine puissance. Celle-ci contribue à augmenter la





température de jonction. Si la résistance thermique de l'ensemble jonction-air ambiant est trop élevée, cette puissance ne parviendra pas à s'évacuer totalement à l'extérieur; l'effet peut devenir cumulatif et les transistors être détruits par échauffement exagéré.

Il est donc nécessaire de prévoir un refroidissement auxiliaire, sous forme d'un radiateur à ailettes qui, en abaissant la résistance thermique jonction-air ambiant, permet une meilleure dissipation calorifique.

Il est bien connu que, dans un amplificateur Push Série fonctionnant en classe B, la puissance maximale dissipée sous forme de chaleur par les deux transistors ( $T_7$ ,  $T_8$  et  $T_9$ ,  $T_{10}$ ) est :

$$P_{dis(max)} \geq 0,404 P_{s(max)}$$

Cela signifie que la dissipation simultanée des deux transistors est égale ou supérieure à 0,404 fois la puissance modulée de sortie maximale. Cette dissipation maximale se produit quand :

$$P_s / P_{s(max)} = (2/\pi)^2$$

soit pour environ 40 % de la puissance de sortie maximale. A ce moment, le rendement de l'étage de sortie est de 50 %.

Dans notre cas, la tension d'alimentation étant égale, par exemple à 58 V, nous pouvons escompter, compte tenu des pertes, une tension effective de 55 V crêtes aux bornes de la charge; celle-ci étant fixée à 5  $\Omega$ , cela nous permet une puissance modulée maximale d'environ 300 W. La puissance dissipée maximale est, théoriquement, au moins égale à 40 % de  $P_{s(max)}$ ; par précaution nous prendrons 50 %. Il y a donc à dissiper :

$$\frac{300 \times 50}{100} = 150 \text{ W}$$

Du fait que la puissance de sortie est fournie par deux amplificateurs, chacun de ceux-ci dissipe :  $150 / 2 = 75 \text{ W}$ . Ces 75 W sont dégagés par deux transistors ( $T_7$  et  $T_8$  pour le premier amplificateur, et  $T_9$  et  $T_{10}$  pour le second) fixés mécaniquement sur le même radiateur.

Si l'on admet que la résistance thermique de ce dernier est de 0,8  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$  (cas du radiateur  $N_3$  de Sescosem, par exemple), l'élévation de température du radiateur sera de :

$$T_r = R_{th(amb-rad)} \cdot P_{dis(max)}$$

soit :  $T_r = 0,8 \times 75 = 60 \text{ }^{\circ}\text{C}$  au-dessus de la température ambiante. Si celle-ci est de 25  $^{\circ}\text{C}$ , la température atteinte par le

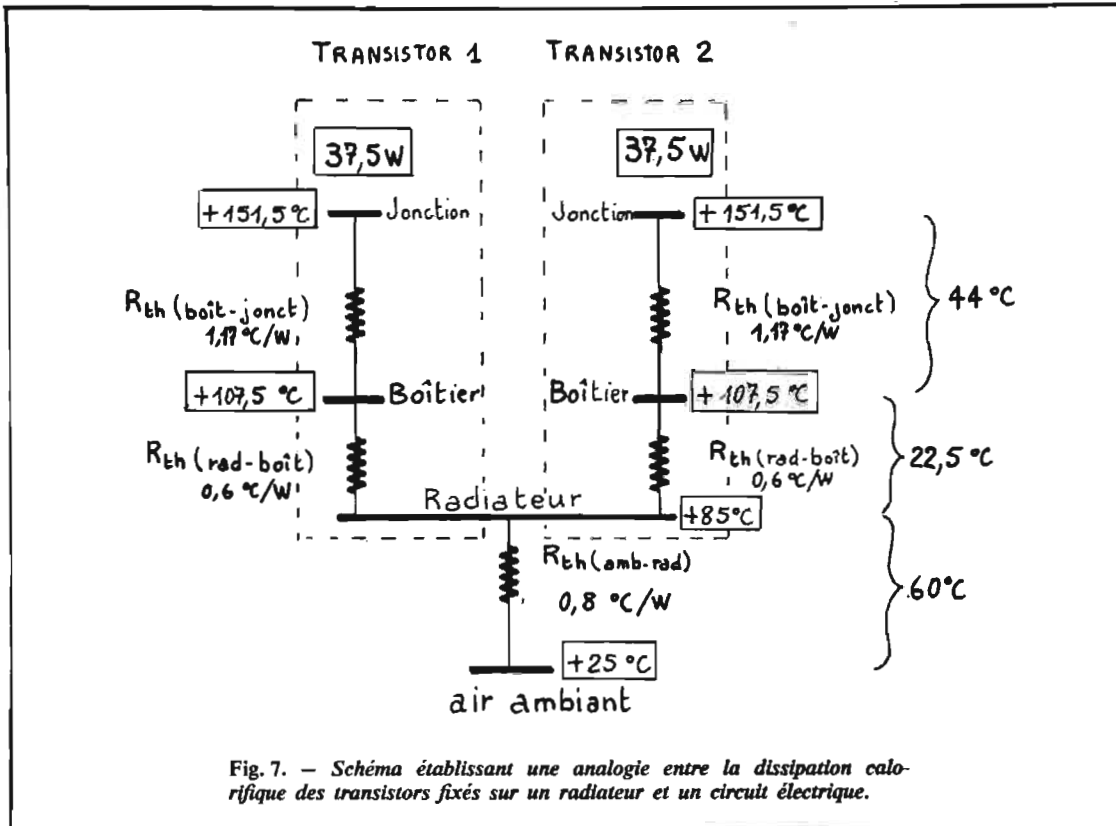


Fig. 7. — Schéma établissant une analogie entre la dissipation calorifique des transistors fixés sur un radiateur et un circuit électrique.

radiateur sera :

$$25 + 60 = 85 \text{ }^{\circ}\text{C}.$$

Le raisonnement est identique en ce qui concerne l'élévation de température du boîtier du transistor par rapport à la température atteinte par le refroidisseur, élévation due à la présence d'une rondelle isolante en mica entre ces deux composants. La résistance thermique d'une rondelle de mica est de l'ordre de 0,6  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ .

Comme la dissipation de 75 W est le fait de deux transistors, on peut considérer qu'en fait chacun dissipe 37,5 W. Nous trouvons alors une élévation de température du boîtier par rapport au radiateur :

$$T_c = R_{th(rad-boît)} \cdot P_{dis(max)}$$

soit :

$$0,6 \times 37,5 = 22,5 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

La température atteinte par le boîtier du transistor sera supérieure de 22,5  $^{\circ}\text{C}$  à celle du refroidisseur. Enfin, la température à laquelle sera portée la jonction du transistor pour la dissipation maximale est donnée par la relation :

$$T_j = R_{th(boît-jonct)} \cdot P_{dis(max)}$$

La résistance thermique du transistor 2 N 3773, donnée par le constructeur, est de 1,17  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$  au maximum, soit :

$$1,17 \times 37,5 \cong 44 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

La jonction se trouve donc portée à une température supérieure de 44  $^{\circ}\text{C}$  à celle du boîtier du transistor. Pour finir, la température atteinte par la jonction dans le cas où la dissipation est maximale et pour une température ambiante de 25  $^{\circ}\text{C}$  est :

$$25 \text{ }^{\circ}\text{C} + 60 \text{ }^{\circ}\text{C} + 22,5 \text{ }^{\circ}\text{C} + 44 \text{ }^{\circ}\text{C} = 151,5 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

ce qui est correct puisque la température de jonction doit toujours rester inférieure à 200  $^{\circ}\text{C}$ . Les conditions limites seront atteintes quand la température ambiante atteindra :

$$200 \text{ }^{\circ}\text{C} - 151,5 \text{ }^{\circ}\text{C} = 48,5 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

Le refroidisseur et ses éléments associés peuvent être représentés par un schéma établissant une analogie entre la dissipation calorifique et la circulation d'un courant dans des résistances. Les résistances thermiques sont assimilées à des résistances électriques, la puissance dissipée à un courant et les élévations de température à des chutes de tension; le schéma équivalent est donné Fig. 7.

On voit, par ce qui précède, l'importance du refroidissement des transistors de puissance. On devra maintenir les différentes résistances thermiques aussi faibles que possible, du moins celles sur lesquelles il est possible d'agir, essentiellement la résistance thermique du radiateur et celle de

l'isolateur de mica situé entre boîtier et radiateur. Ce dernier sera choisi pour qu'il présente une résistance thermique égale ou inférieure à 0,8  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . Il sera disposé verticalement afin que l'air chaud puisse monter et que l'air frais circule des deux côtés du radiateur. Si le refroidisseur est traité en noir mat, on obtiendra un meilleur rayonnement de la chaleur.

Les deux transistors de commande des dispositifs finals sont également fixés sur le même radiateur, si bien qu'il y a, en fait, quatre boîtiers à refroidir. Les transistors de commande ont une dissipation réduite (quelques watts à eux deux) : ils ne contribuent que fort peu à augmenter la puissance à dissiper par le radiateur. Néanmoins un refroidissement forcé par un ventilateur soufflant sur les ailettes des radiateurs ne doit pas être considéré comme un luxe superflu. En améliorant la résistance thermique du radiateur, il contribuera à diminuer la température de jonction et par là même assurera au montage une sécurité de fonctionnement accrue. Pour les mêmes raisons, on enduira les deux faces de l'isolateur de mica de graisse à base d'oxyde de béryllium, pour assurer une meilleure conductibilité thermique.

M. H. (à suivre)

# LA RADIO D'AUTREFOIS...

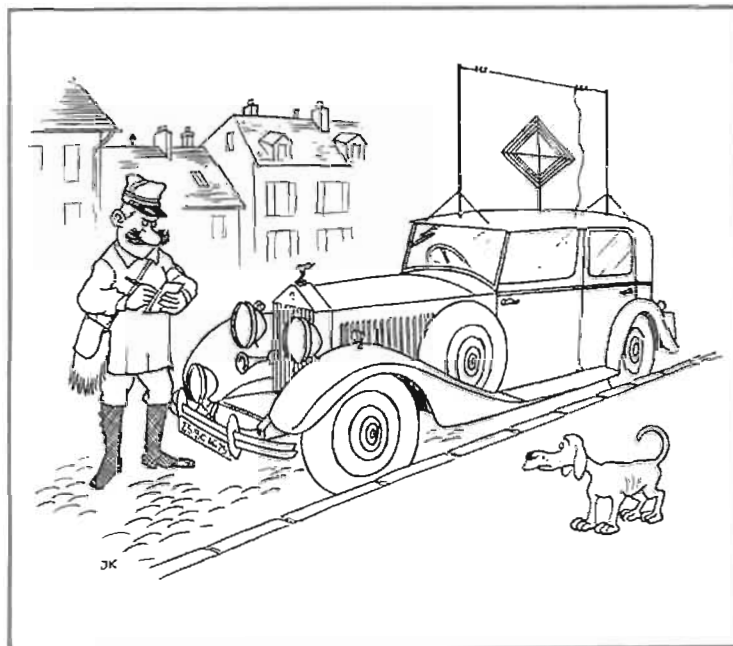
... Ce fut, je crois, en 1932, qu'un grand « Rallye-Radio » organisé par le « HAUT-PARLEUR » eut lieu au mois de juin; et ce fut un événement dans le monde radio-électrique, comme on disait alors.

Le principe était simple : à partir de neuf heures du matin, et tous les quarts d'heure, la station privée « Radio-Vitus » (dont l'antenne était à Romainville et qui émettait sur 222,6 m avec une puissance de 700 W seulement) donnerait les indications de parcours indispensables pour se retrouver à Midi Trente au lieu de rassemblement, en l'espèce un excellent restaurant de la Grande Banlieue... si on « ratait » un message, il était extrêmement difficile de se rattraper.

Donc, au jour « J » et à l'heure « H », ma voiture était fin prête : c'était une vieille MATHIS à nez pointu, connue des initiés sous le nom d'« AZOR »... sur le toit était fixé un grand cadre orientable de l'intérieur et, plus haut, maintenue par deux cannes à pêche, une antenne de 3.50 m environ.

Le récepteur, soigneusement mis au point les jours précédents était un S.H.A., c'est-à-dire un super-hétérodyne amélioré en ce sens que la bigrille au thorium changeuse de fréquence était précédée d'une pentode pour amplification haute-fréquence et, pour éviter tous réglages superflus, cette amplificatrice H.F. avait été soigneusement réglée et bloquée sur la fréquence de Radio-Vitus.

En-dessous des classiques réglages du super, j'avais inséré des plaques de caoutchouc pour éviter



les variations mécaniques dues aux cahots de la route... le poste était derrière le conducteur, sur une tablette fixée aux dossiers des sièges avant et se trouvait donc placé face aux deux « opérateurs », l'un technique, l'autre pratique, si je puis dire.

La technique était mon camarade X... et l'autre la secrétaire d'un bureau ami, dont la rapidité de sténo était indispensable pour garder traces des messages reçus.

Quant à l'alimentation du récepteur, elle était fournie par un classique accumulateur de 4 V, la « haute-tension » étant puisée dans 25 piles 4,5 V de lampe de poche montées en série.

Les « opérateurs », tous deux casques sur têtes, se complétaient

donc et à 8 h 50 du matin nous étions pointés près du champ de courses d'Auteuil, en terrain découvert... puis l'indicatif se fit entendre et la première direction parvint sans difficulté... il y eut un moment d'angoisse, le moteur renaclant pour repartir, mais ce ne fut qu'une émotion et, à toute vitesse (environ 45 à l'heure) nous arrivâmes au premier arrêt.

La marche en zig-zag commençait, passant par Villacoublay, par le carrefour de la Belle-Épine et bien d'autres lieux pour gagner la forêt de Fontainebleau.

Nous étions très honorablement parmi les premiers et le déjeuner fut somptueux : si ce menu vous était actuellement servi, vous en seriez éberlués.

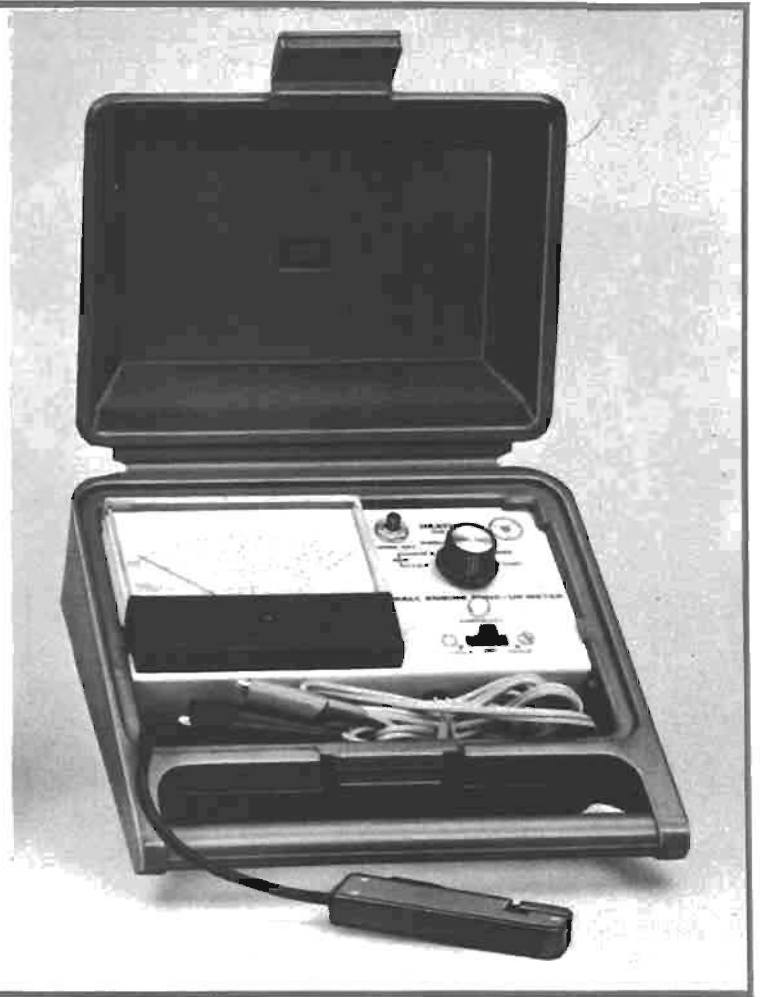
Jean-Gabriel POINCIGNON prononça un discours étincelant et bien des confrères, comme lui disparus, nous racontèrent des histoires savoureuses et radiophoniques... Je pense à Georges GÉVILLE, André GAUDELLETTE, Maurice BOURDET, Marcel LAPORTE, Alex SURCHAMP et à bien d'autres encore... Chers Camarades Légionnaires, je ne vous oublie pas.

Puis, revenant à Paris, après les hauteurs de la forêt, ayant stoppé dans un village pour acheter des cigarettes, nous fûmes interpellés par le garde champêtre que notre attirail (cadre et antenne) avait rendu méfiant... il voulait voir les papiers et les « autorisations »... les papiers, ça allait bien; mais les fameuses autorisations, nous n'en avions aucune... et pour cause; puisque, même actuellement, il n'est pas défendu de recevoir sur les routes.

Le bonhomme voulut absolument nous « accompagner » à la Gendarmerie pour examen de la « situation »... Heureusement nous trouvâmes un Brigadier et des hommes aimables, intelligents; et nous passâmes avec eux une demi-heure de franche gaieté dans un petit café en dégustant un parfait vin blanc qui avait un adorable parfum de pierre à fusil... le retour se fit sans histoire mais, en traversant Paris, les badauds se retournaient car, toutes glaces baissées, nous diffusions une musique tonitruante, le potentio. étant bloqué au maxi... tandis qu'avec des voix plus ou moins justes nous chantions les « tubes » de l'époque.

Francis BLEIVEL

# le contrôleur pour moto HEATHKIT CM 1045



LA gamme d'appareils « Heathkit » destinée au contrôle des moteurs à combustion interne vient de se compléter par un instrument destiné aux petits moteurs jusqu'à 4 cylindres, et permettant la mise au point de moteurs de moto. D'encombrement réduit, le CM 1045 est logé dans un boîtier plastique incassable, qui fermé, protège l'appareil totalement. L'appareil permet dans de bonnes conditions et avec précision, la mise au point des moteurs 2 ou 4 temps.

## PRÉSENTATION

Quatre fonctions sont contrôlables par le CM 1045, dont l'alimentation interne par 3 piles de 1,5 V permet une autonomie de longue durée.

La vitesse de rotation est mesurée sur deux échelles, 0-3 000 tr/mn pour le ralenti, 0-15 000 tr/mn pour la gamme de puissance, et sur les moteurs deux ou quatre temps, quel que soit le type d'allumage classique ou électronique. En voltmètre, une gamme 0 à 20 V permet le contrôle des tensions usuelles,

rencontrées sur les moteurs moto ou automobile.

En ohmmètre, une gamme 0-100 k $\Omega$ , le point 10 k $\Omega$  est situé au centre de l'échelle.

En continuité de circuit, une ampoule s'allume lorsque la liaison est continue entre les extrémités du circuit testé.

La mesure du Dwell est réalisée sur 4 échelles, permettant la lecture directe quel que soit le nombre de cylindres du moteur analysé (1-3, 2-4 cylindres).

Le raccordement aux circuits à tester est réalisé par 3 cordons non débranchables, munis de pinces, que l'on peut loger dans le coffret, les câbles+ et- et la pince à embout magnétique pour les mesures de vitesse de rotation.

Le panneau de l'appareil comporte un galvanomètre très lisible, un commutateur de sélection de la fonction désirée, un inverseur 2-4 temps avec point central pour les mesures en ohmmètre et voltmètre, un voyant pour le test de continuité électrique, et un potentiomètre pour le tarage en ohmmètre.

L'échange des piles se fait en sortant l'appareil de son coffret; un boîtier rond en matière plastique reçoit les 3 éléments de 1,5 V.

## MESURES

Le raccordement aux points de test se réalise en insérant le câble HT dans la pince à capteur magnétique pour la mesure des régimes de rotation, en n'oubliant pas de commuter sur 2 ou 4 temps, selon le moteur testé. Faute de quoi, la valeur lue sera le double si un 4 temps est testé en position 2 temps, ou la moitié pour l'opération inverse. En effet, on recueille une impulsion d'allumage pour 2 tours sur un cycle à 4 temps, et une par tour sur le cycle à deux temps.

Pour les tests de continuité ohmmètre et voltmètre, les pinces seront disposées aux bornes des circuits à tester, pour la mesure du Dwell, aux bornes du rupteur.

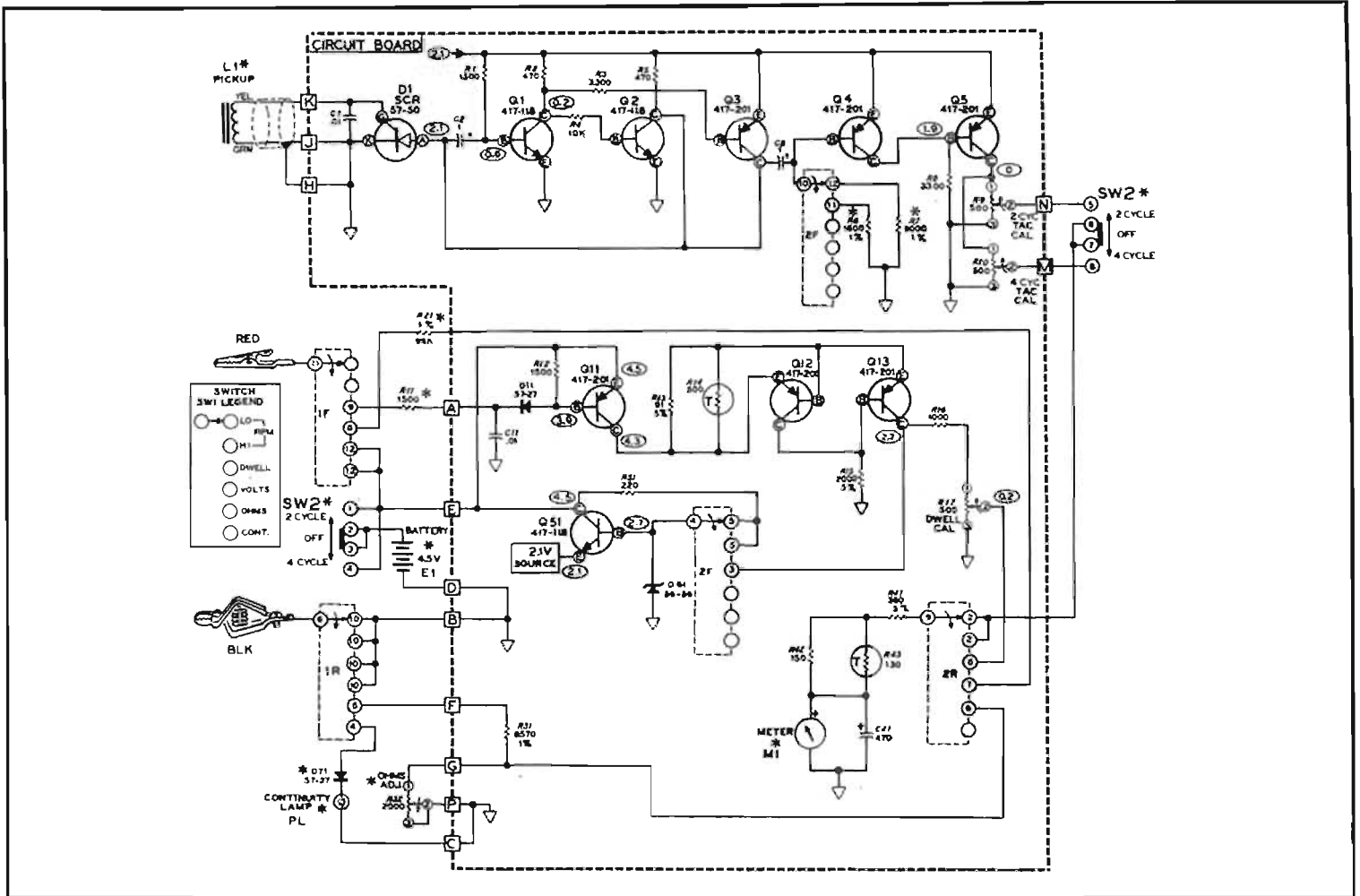
Cette dernière mesure est d'une grande importance pour le bon fonctionnement du moteur.

Le pourcentage de Dwell est le rapport entre le temps d'ouverture et de fermeture du rupteur du circuit d'allumage et ne varie pas avec le régime. Chaque constructeur indique dans sa notice, la valeur pour un bon fonctionnement avec la tolérance admissible. Le non respect de celle-ci entraîne

un mauvais fonctionnement du cycle d'allumage. Si par exemple, le temps d'ouverture des contacts du rupteur est trop bref, le champ magnétique n'a pas le temps de s'établir complètement dans la bobine, et la valeur de la haute tension n'a pas le temps de monter à sa valeur optimale, la tension aux bornes de la bougie est trop basse. Ce phénomène est particulièrement néfaste pour les régimes élevés, où un manque de puissance se fait sentir, le moteur a de la peine à prendre du régime. Selon le véhicule utilisé, il est possible de rencontrer sur les moteurs à hautes performances des valeurs de Dwell, différentes en fonction du régime. Au contrôle, il sera nécessaire de vérifier leur concordance pour les différents points.

La mesure des résistances à l'aide de l'ohmmètre portera sur la bobine d'allumage, le secondaire présente une résistance comprise généralement entre 5 000 et 10 000  $\Omega$ . Pour les diodes, le rapport entre le sens direct et inverse doit être au minimum de 10.

Le voltmètre permet de contrôler le bon état de l'alternateur ou de la dynamo, de déceler une chute de tension anormale dans une liaison, de vérifier si le régula-



teur fonctionne normalement. Pour une batterie de 6 V, la tension de charge peut atteindre 7,5 V, pour une batterie de 12 V, jusqu'à 15 V. Si les tensions sortant du régulateur ne dépassent pas 6,5 ou 13 V, un défaut dans celui-ci est détecté. Moteur à l'arrêt, et batterie non connectée, une tension minimale de 12,2 – 12,8 V et 6,1 – 6,4 V doit être relevée. Pour des tensions inférieures, recharger la batterie, et après une période de repos de 24 heures, mesurer la tension à vide. Si celle-ci est inférieure à celle définie ci-dessus, il faudra envisager son échange.

Le circuit de mesure de continuité sera employé pour déceler un défaut de câblage, fil coupé dans une liaison au stop ou au clignotant. En cas de coupure du circuit, le voyant restera éteint.

Les mesures de vitesse de rotation et du Dwell, peuvent être, non seulement effectuées à l'arrêt, mais encore sur route. Les possesseurs de moto feront ces tests accompagnés d'un passager enregistrant les régimes moteur. A ce sujet, il sera possible de noter un écart de plusieurs milliers de tr/mn entre

l'indication du compte-tours de l'appareil, et celui d'une moto fabriquée en Extrême-Orient. Les modèles mécaniques employés sur les petites cylindrées sont parfois d'un optimiste délirant. Leur principe et leur réalisation sont d'une simplicité à couper le souffle, leur précision aussi.

Un câble sous gaine renvoie le mouvement moteur à un train de pignons démultiplicateurs, agissant sur une masse équilibrée, solidaire de l'aiguille du compte-tours, et dont le déplacement est fonction du régime moteur. C'est très simple, économique à réaliser et permet une tolérance de + 5 à + 25 %, selon le prix de la moto, les 25 % étant réservés aux cylindrées les plus faibles. L'erreur n'est d'ailleurs pas reproductible, nous avons pu noter sur deux machines identiques + 10 % et + 18 %.

Pour ces raisons, la mise au point d'une carburation ne peut être réalisée qu'à l'aide d'un compte-tours sérieux, précis à 5 % au maximum. Comme il s'agit de la lecture à pleine échelle, dans ce cas, l'erreur double à la moitié de celle-ci...

### DÉTAIL DES CIRCUITS (voir schéma)

La bobine LI associée au condensateur  $C_1$  recueille une tension suffisante à chaque étincelle d'allumage pour débloquent la gate du thyristor D1. Lorsque le thyristor D1 conduit, sa tension d'anode tombe, cette variation est transmise par le condensateur  $C_2$ , sur la base du transistor  $T_A$ . Le blocage de cet étage se produit, amenant grâce à sa liaison continue collecteur-base de  $T_2$ , la saturation de celui-ci, qui shunte D1 se trouvant en parallèle sur celui-ci.  $T_1$  étant bloqué,  $C_2$  se charge à travers la résistance  $R_1$ , en fin de charge  $T_1$ , conduit entraînant le blocage de  $T_2$  et de D1, un nouveau cycle peut se produire. Le cycle est réglé par la constante de temps  $C_2 \times R_1$ . La remontée de la tension collecteur de  $Q_2$  est transmise par  $C_3$  sur la base de  $Q_4$ , bloquant celui-ci jusqu'à ce que, à partir du collecteur de  $Q_1$ , le transistor  $Q_3$  rende

$Q_4$  passant. La durée de la période de fonctionnement de  $Q_4$  est ajustée selon la vitesse choisie, par  $C_3 - R_6$  ou  $C_3 - R_7$ , bas ou haut régime.

L'étage  $Q_5$  est bloqué lorsque  $Q_4$  est saturé, ce qui permet d'obtenir des impulsions de largeur constante, indépendantes du régime moteur. Le courant collecteur est mesuré par le galvanomètre, il est proportionnel au nombre d'impulsions, donc au régime. L'alimentation est régulée par le transistor  $Q_{51}$ , dont la base est stabilisée par diode Zener, la valeur de la tension de sortie régulée est de 2,1 V, alimentant les étages  $Q_1$  à  $Q_5$ .

En mesure du Dwell, un signal carré prélevé aux bornes du rupteur est injecté sur la base du transistor  $Q_{11}$ , à travers la diode  $D_{11}$ ,  $Q_{11}$  agit comme un interrupteur de la tension alimentant  $Q_{12}$  et  $Q_{13}$ . Le fonctionnement de  $Q_{11}$  est contrôlé par  $D_{11}$ . Lorsque  $Q_{11}$  est bloqué, aucune alimentation ne parvient à  $Q_{12} - Q_{13}$ . A la fermeture du rupteur,

(suite p. 206)

# ELECTRONIQUE

# ET

# AVIATION



## Le trafic radio en aéronautique

**D**ANS toutes les techniques, dans toutes les disciplines, il existe un « argot de métier » qu'il importe de bien connaître. Ce sera le but essentiel de ce chapitre, et nous débuterons par la signification des abréviations les plus couramment employées.

### § 1. — ABRÉVIATIONS COURANTES

ACC Centre de contrôle régional.  
ACR Radar de contrôle d'aérodrome.  
ADF Radiogoniomètre automatique (Automatic Direction Finder).  
APP Contrôle d'approche.  
ATC Contrôle de la circulation aérienne (Air Traffic Control).  
AWY Voie aérienne (airway).  
CCR (correspond à ACC).  
CFR Conditions de vol à vue; on dit aussi VFR-Contact (Contact — Flying Rules).  
CTA Région de contrôle.  
CTR Zone de contrôle.

DME Dispositif radioélectrique de mesure des distances.

ETA Heure d'arrivée prévue.  
FIC Centre d'information en vol.  
FIR Région d'information de vol.  
FL Niveau de vol (s'exprime en centaines de pieds).  
Ft Pied (1 pied = 0,305 m).  
GCA Règles d'approche et d'atterrissage, dirigé du sol par radar (Ground Control Approach).  
HEA Heure d'arrivée prévue (comme ETA).  
IFR Règles de vol aux instruments (Instrument Flying Rules).  
ILS Système d'atterrissage aux instruments (Instrument Landing System).  
IMC Conditions météorologiques de vol aux instruments.  
Kt Nœud (1 nœud = 1,852 km à l'heure).  
mb Millibar.  
NDB Radiophare non directionnel (Non Directional Beacon).  
NM Milles marins (Nautical Miles) 1 NM = 1 852 mètres.

PAR Radar d'approche de précision.  
PLN Plan de vol.  
PPI Radar d'approche panoramique.

RAC Règlements et Services de la Navigation Aérienne.  
RNG Range (Radio-Alignement).  
SAR Recherches et sauvetage.  
TMA Région de contrôle terminale.  
TU Heure en temps universel (ou GMT, ou heure Z).  
TVOR VOR à faible puissance (terminal).  
TWR Tour de contrôle.  
UIR Région supérieure d'information de vol (au-dessus du niveau 195, soit 19 500 pieds).  
UTA Région supérieure de contrôle (du niveau 195 au niveau 255, soit de 19 500 à 25 500 pieds).  
VDF Station radiogoniométrique sur VHF.  
VFR Règles de vol à vue.  
VMC Conditions météorologiques de vol à vue.

VOR Radio-phare omnidirectionnel sur VHF.  
VORP VOR parlant.

### § 2. — ABRÉVIATIONS EN CODE Q

QAM Observations météorologiques les plus récentes.  
QAN Direction et vitesse du vent.  
QBA Visibilité horizontale.  
QDM Cap magnétique à suivre pour se diriger sur telle station gonio.  
QDR Relèvement magnétique par rapport à telle station.  
QFE Pression atmosphérique actuelle au sol de l'aérodrome.  
QFU Direction magnétique (ou numéro) de la piste à utiliser.  
QGO Interdiction d'atterrir.  
QNH Pression atmosphérique ramenée au niveau de la mer, considéré comme altitude zéro.  
QTE Relèvement vrai par rapport à telle station.  
QTR Heure exacte.  
QRT Cesser toute transmission.

Lorsque des noms propres, des abréviations de service, des immatriculations ou identifications d'appareils sont épelés en radio-téléphonie, le code d'épellation suivant est employé :

A	Alpha
B	Bravo
C	Charlie
D	Delta
E	Echo
F	Foxtrot (ou Fox)
G	Golf
H	Hôtel
I	India
J	Juliette
K	Kilo
L	Lima
M	Mike
N	November
O	Oscar
P	Papa
Q	Québec
R	Roméo
S	Sierra
T	Tango
U	Uniforme
V	Victor
W	Whisky
X	X-ray
Y	Yankee
Z	Zoulou

§ 4. — TRANSMISSION  
DES CHIFFRES

Tout nombre autre qu'un multiple entier de mille est transmis en énonçant chaque chiffre séparément. Les multiples entiers de mille sont transmis en énonçant séparément chaque chiffre du nombre de « milles » et ensuite le mot « mille ». Le chiffre « un » s'énonce « unité ».

Voici quelques exemples d'application de cette procédure :

10	. Unité Zéro
68	. Six Huit
100	. Unité Zéro Zéro
723	. Sept Deux Trois
5000	. Cinq Mille
12000	. Unité Deux Mille
25675	. Deux Cinq Six Sep Cinq

Les nombres comportant des décimales sont énoncés conformément aux indications ci-dessus et les décimales sont précédées du mot « virgule », ou du mot « décimale », ou encore du mot « point ». Exemple : 120,9 . Unité Deux Zéro Point Neuf.

PRÉCISION DES APPELS

Toutes les stations des télécommunications aéronautiques utilisent le temps moyen de Greenwich appelé GMT, ou TU (temps universel), ou heure Z (zoulou).

Pour transmettre l'heure, on énonce les chiffres des heures et des minutes à la suite les uns des autres. Exemple :

Un passage à la verticale de telle balise estimé à 21 h 04 s'énonce : Estimé à deux unité zéro quatre.

Lorsqu'il ne peut pas y avoir confusion au sujet de l'heure, on ne transmet que les minutes. Exemple :

Un passage à la verticale de telle radio-balise estimé à 16 h 47 s'énonce : Estimé à quatre sept.

§ 5. — EXPRESSIONS  
CONVENTIONNELLES

Les expressions conventionnelles ci-après (à gauche) sont d'un emploi recommandé dans les communications radiotéléphoniques ; à droite, nous indiquons leur signification détaillée.

Affirmatif . « Oui » ou « permission accordée ».

Séparatif . Séparation entre parties d'un message.

Correction . Une erreur a été commise précédemment ; le message ou le mot correct est...

Continuez . Continuez à transmettre.

Comment me recevez-vous . (idem).

Je répète . (idem).

Négatif . « NON » ou « Permission refusée », ou « Cela n'est pas exact ».

Répondez (ou Over) . Mon message est terminé, j'attends votre réponse.

Terminé (ou Out) . Message terminé et je n'attends pas de réponse.

Roger . (se prononce rodgeur). J'ai reçu parfaitement votre dernier message.

Répétez . (Idem).

Parlez plus lentement . (Idem). Attendez . (ou Stand-by). Attendez pour la suite du message ou Arrêtez-vous, maintenez votre position (cas du roulage au sol).

Wilco (ou Compris) . Votre dernier message a été compris et sera exécuté.

TRANSMISSION  
DE L'HEURE

Lorsqu'une station est appelée et lorsque cela est nécessaire pour la parfaite identification de cette station, les mots ci-après sont utilisés à la suite du nom du lieu de l'aérodrome (indication du Service demandé au lieu en question) :

Contrôle . Centre de contrôle régional.

Radio . Station aéronautique.

Gonio . Station radiogoniométrique.

Approche . Bureau du contrôle d'approche.

Information . Centre d'information en vol.

Radar . Radar de surveillance.

GCA . Système d'approche et d'atterrissage G.C.A.

Airport . Aéroport.

Tour . Tour de contrôle d'aérodrome.

ORDRE DE PRIORITÉ

L'ordre de priorité pour l'établissement des communications et la transmission des messages par le service mobile aéronautique, est le suivant :

1° Appels de détresse, messages de détresse et trafic d'urgence (en code = MAYDAY).

2° Messages d'urgence (en code = PANNE).

3° Messages de sécurité (en code = SÉCURITÉ).

4° Messages concernant la radiogoniométrie.

5° Messages concernant la sécurité des vols.

6° Messages météorologiques.

7° Messages intéressant la régularité des vols.

NOTA : La fréquence d'urgence et de veille est : 121,5 MHz.

PROCÉDURES  
DU TRAFIC-RADIO

La phraséologie ou, en d'autres termes, les procédures d'essais, ou de départ, ou en vol, ou d'approche et d'atterrissage, ou les communications de goniométrie, de détresse, etc..., tout cela s'apprend avec l'école de pilotage et sort évidemment du cadre que nous nous sommes fixés. Mais il est certain qu'une écoute régulière

du trafic-radio aéronautique permet de se familiariser très rapidement avec ces procédures et cette phraséologie.

§ 6. — MÉTÉOROLOGIE

Les renseignements météorologiques qu'un avion muni de radio peut recevoir en vol, ne doivent être considérés que comme des recoupements, des précisions, voire des rectificatifs de la « protection météorologique » obtenue au sol avant le départ ; ils ne sauraient remplacer cette dernière.

Un commandant de bord (même un commandant de bord pilote privé) ne doit jamais partir sans avoir soigneusement étudié la situation météorologique et son évolution, afin d'être en mesure d'interpréter aisément les observations qu'il fera au cours du vol ou les renseignements qu'il recevra.

Les renseignements météorologiques susceptibles d'être reçus en vol se divisent en deux catégories essentielles : l'information « en route » et les renseignements « pour l'atterrissage ».

Les abréviations essentielles suivantes sont généralement employées :

TAFOR . Prévisions d'aérodrome couvrant une période de 12 à 24 heures (Terminal Aerodrome Forecast).

TAF . Prévisions d'aérodrome abrégées couvrant une période plus courte (9 heures).

SIGMET . Communications particulières destinées à signaler les phénomènes dangereux pour la navigation aérienne (zone orange active ; ligne de grains ; forte grêle ; turbulence sévère ; givrage ; etc.).

TEMSI . Observations météorologiques données au sol sous forme de cartes avec symboles.

AERO . Observations météorologiques régulières effectuées par les stations d'aérodrome diffusées toutes les heures ou toutes les demi-heures.

SYNOP . Observations météorologiques plus complètes effectuées toutes les trois heures.

AVB . Avis de variation brusque.

METAR . Observations d'aérodrome communiquées aux pilotes sous forme codée.

VOLMET . Observations météorologiques destinées aux avions en vol et transmises d'une façon continue en radiotéléphonie sur VHF par les stations suivantes :



Paris	126,0 MHz
Bordeaux	126,4 MHz
Genève	126,8 MHz
Marseille	127,4 MHz
Londres	128,6 MHz
Zurich	127,2 MHz

Précisons que l'on peut également obtenir des renseignements concernant de nombreux aéroports secondaires (à condition que ceux-ci soient « contrôlés ») en contactant par radio VHF :

Paris Information (zone Est)	124,1 MHz
Paris Information (zone Ouest)	122,8 MHz
Bordeaux Information	125,3 MHz
Marseille Information	124,5 MHz

Des bulletins AERO et TAF peuvent également être reçus au sol par radio sur « ondes courtes ». Ils sont transmis par PARIS-RADIO durant dix minutes, toutes les demi-heures, de H' + 25 à H' + 35 et de H' + 55 à H'' + 05, sur : 2 980, 5 575 et 11 391 kHz.

Les observations météorologiques et les prévisions d'atterrissage diffusées dans les émissions régulières fournissent, pour l'aérodrome considéré, les éléments suivants et dans l'ordre :

Observations MET — heure — aérodrome — direction et vitesse du vent — visibilité — portée visuelle de piste (éventuellement) — temps présent — nuages (quantité, genre et hauteur) — température et point de rosée — QNH — tendance (valable deux heures).

Exemple de message en forme parlée :

« Observations MET — un six trois zéro — Lyon — deux trois zéro degrés — six nœuds — visibilité unité zéro kilomètres — cinq octas — stratocu six zéro zéro mètres — température un huit — point de rosée un quatre — QNH unité zéro unité trois ».

Ce que l'on pourra traduire en clair comme suit :

« Observations météorologiques 16 h 30 LYON. Direction et vitesse du vent = 230° 6 nœuds; visibilité = 10 km; nébulosité = 5 octas (5/8) stratocumululus 600 mètres; température 18°; point de rosée 14°; QNH = 1 013 millibars ».

Lorsque les conditions météorologiques suivantes sont réunies simultanément :

- visibilité égale ou supérieure à 10 km,
- pas de nuages au-dessous de 1 500 m,
- pas de précipitation ni d'orage.

La partie du message concernant les trois éléments « visibilité,

temps présent et nuages » est remplacée par l'abréviation CAVOK (prononcez cav-o-ké).

Après les observations, passons aux prévisions d'atterrissage (type « tendance »).

La partie « observation » d'un message est généralement suivie et complétée de la partie « tendance » identifiée par l'un des mots indicateurs d'évolution suivants :

**NOSIG** . Aucun changement de temps significatif n'est prévu pendant les deux heures qui suivent l'observation.

**GRADU** . Il est prévu que le changement de temps se produira à une allure à peu près constante pendant la totalité de la période de prévision, ou une partie déterminée de celle-ci.

**RAPID** . Il est prévu que le changement de temps se produira au cours d'une période inférieure à une demi-heure.

**TEMPO** . Il est prévu que le ou les changements de temps s'étendront sur une période inférieure à une heure et auront lieu assez peu souvent pour que la situation dominante reste celle du message « observation » ou de la partie précédente de la « prévi » (prévision).

**INTER** . Il est prévu que le ou les changements de temps se produiront fréquemment pendant de brèves périodes, les conditions variant presque constamment entre celles du message d'observation (ou de la partie précédente de la « prévi ») et celles prévues par intermittence.

**PROBA** . Probabilité (%).

Gradu, Inter, Rapid, Tempo, Proba, sont suivis, si nécessaire, d'un ou de deux groupes d'heures.

**TEND** est employé lorsqu'aucun des autres termes indicateurs d'évolution ne peut être appliqué.

Les prévisions d'atterrissage type TENDANCE sont valables deux heures.

Pour être complet, signalons qu'il existe également un système d'information météo sur zones et sur itinéraires, soit par téléphone aux Centres Météorologiques Régionaux, soit par répondeur automatique téléphonique (système récent dont l'emploi tend à se généraliser) et que l'on peut donc consulter au sol, avant le départ. Mais, il s'agit là de classiques liaisons téléphoniques dans lesquelles notre « radio » n'intervient pas...

Les indications, abréviations, fréquences, renseignements, etc.,

que nous venons de donner sont en application au moment où nous écrivons ces lignes. Mais il va de soi que les Services officiels intéressés peuvent être amenés à décider d'éventuelles modifications, si besoin est.

## QUELQUES CONSEILS

1° Si votre avion n'est pas équipé IFR, ou si vous n'êtes pas pilote qualifié IFR :

a) Ne prenez pas le risque de voler dans les nuages, car non seulement vous seriez en infraction, mais votre avion pourrait à votre insu changer d'altitude et subir des efforts incompatibles avec la résistance de ses structures;

b) Déroutez-vous et interrompez votre voyage si devant une aggravation des conditions de vol (visibilité, nuages) vous craignez ne plus pouvoir bientôt voler à vue (auquel cas vous ne pourriez même pas vous rendre compte assez tôt d'un danger).

2° Par temps humide et température extérieure positive comprise entre 0° et 10° C, il ne faut pas oublier de penser au risque de givrage du carburateur.

3° Le beau temps au départ ne signifie pas forcément « temps favorable sur tout le parcours ». Il ne doit absolument pas vous dispenser d'une prévision de route et d'atterrissage. Vous risquez par exemple :

— un vent défavorable ralentissant votre vitesse, et par suite une panne de carburant ou une arrivée à la tombée de la nuit;

— des brouillards en toutes saisons, mais surtout en automne et hiver;

— des orages, surtout l'après-midi, en saison chaude, pouvant s'accompagner de nuages bas bouchant le relief, de mauvaises visibilités masquant les obstacles, de grêle endommageant les structures de l'avion, et de violents courants horizontaux et verticaux très dangereux.

4° En montagne, l'activité d'un front se renforce notablement dans la partie « au-vent » d'une chaîne; les crêtes et les cols peuvent se boucher très rapidement aussi bien devant que derrière vous; il peut en être de même lors du développement d'un cumulo-nimbus. Par suite, les vols en régions montagneuses par ces types de situation météorologique sont à éviter.

## § 7. — UTILISATION CORRECTE DE LA RADIO DE BORD

Il va sans dire que nous nous adressons ici principalement à nos amis pilotes privés, pilotes de petits avions dits de « tourisme », et non pas aux pilotes professionnels...

Rappelons brièvement que, sur un avion de tourisme, les installations radioélectriques de bord sont plus ou moins complexes. Il peut s'agir d'un simple émetteur-récepteur VHF pour communications ne comportant que quelques « canaux » (ou fréquences); on peut avoir aussi un ensemble comprenant un émetteur-récepteur VHF de communication et un récepteur VOR de navigation.

Généralement, dans ce dernier cas, l'émetteur-récepteur de communication transmet et reçoit sur 360 canaux espacés de 50 kHz entre 118 et 135,95 MHz par composition (dite standard de fréquences) et affichage de la fréquence souhaitée. D'autre part, le récepteur de navigation reçoit les signaux des émetteurs VOR sur 100 canaux espacés de 100 kHz entre 108 et 117,9 MHz, et les applique à un adaptateur VOR muni d'un indicateur installé sur le tableau de bord, face au pilote.

Tous ces équipements sont stabilisés par quartz; tous les interrupteurs et boutons de réglage sont groupés sur l'appareil fixé au tableau de bord.

Pour être complète, l'installation radio VHF nécessite deux antennes : une antenne-fouet pour les communications et une antenne en V pour le récepteur VOR de navigation.

Parallèlement, d'autres accessoires ont aussi leur grande importance : casque, haut-parleur, microphone, fusibles ou « breakers » coupe-circuits destinés à protéger l'ensemble de l'installation. Les cordons aboutissant aux casques et aux microphones sont assez fragiles, en ce sens qu'ils se coupent facilement; en conséquence, ils doivent bénéficier d'une grande attention.

Toute cette installation doit donc être entretenue dans un parfait état de propreté, de fonctionnement aussi, et doit être manœuvrée ou utilisée avec le plus grand soin.

Amis — Pilotes, il ne vous viendrait pas à l'idée de sauter dans un avion et de démarrer « sur les chapeaux de roues » sans vous sou-

mettre à la fameuse « check-list » (A.C.H.E.V.E.R.), pour ne citer que la plus simple. De même, une petite « check-list-radio » ne peut que vous aider à obtenir de bonnes communications sur VHF. Voici une procédure simple d'utilisation rationnelle de l'émetteur-récepteur VHF de communication de bord :

1° Après la mise en marche du moteur, mettre l'émetteur-récepteur VHF sous tension et attendre un temps de chauffage raisonnable (30 à 40 secondes environ suffisent).

2° Pendant ce temps, affichez la fréquence de trafic qui vous est nécessaire; ou vérifiez que le canal affiché est bien celui qui vous convient.

3° Tournez à fond, dans le sens des aiguilles d'une montre, le potentiomètre (volume sonore) du récepteur, ainsi que le bouton dit « squelch » (grosse molette concentrique à l'arrière du bouton du potentiomètre) afin d'obtenir l'audition maximale du bruit de fond (souffle, craquements, parasites, etc.).

4° C'est à ce moment seulement qu'intervient le réglage de la molette « squelch », réglage sur lequel il convient d'apporter la plus grande attention... car il agit sur le seuil de sensibilité apparente du récepteur. Tournez lentement, dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, la molette « squelch » jusqu'à ce que le bruit de fond disparaisse et arrêtez-vous aussitôt. Il faut avoir bien soin de ne pas aller plus loin lors de cette manœuvre, sans quoi vous allez

atténuer la sensibilité apparente du récepteur et vous n'entendriez plus les émissions faibles ou éloignées.

5° Vous pouvez alors faire un essai radio avec la tour de contrôle pour vous assurer du bon fonctionnement de votre installation de bord. Durant l'audition de la réponse de la tour, vous pouvez ajuster le volume sonore à la puissance qui vous convient en réglant le potentiomètre prévu à cet effet. Mais lors de cette opération, il faut surtout bien faire attention de ne pas dérégler la molette « squelch » ajustée précédemment.

6° Votre radio de bord est prête pour le trafic et il n'y a pratiquement plus à y retoucher. Signalons cependant le phénomène suivant : Le « squelch » ayant été réglé comme il a été dit plus haut, il arrive parfois que lors de la mise de gaz (moteur à plein régime), le bruit de fond réapparaisse. Cela est dû au fait que la tension de la batterie qui était de 12 V au repos, monte vers 13 ou 13,5 V avec la charge par la génératrice qui alors débite. Dans ce cas, il suffit tout simplement de ramener la molette « squelch » très légèrement en arrière pour étouffer de nouveau le bruit de fond.

#### RENSEIGNEMENTS COMPLÉMENTAIRES

A) Il faut être certain qu'aucune communication n'est en cours sur

la fréquence utilisée avant d'émettre soi-même.

B) Utilisez la phraséologie adéquate et les procédures normales. Ne pas raconter sa vie ou se servir de l'émetteur-récepteur VHF comme d'un téléphone.

C) Le potentiomètre « Puissance » augmente le volume sonore de votre audition à l'intérieur de la cabine, mais ne modifie nullement la puissance de votre émission.

D) Les microphones utilisés en aviation sont volontairement peu sensibles, afin d'éviter qu'ils ne retransmettent le bruit de la cabine. En conséquence, il ne saurait être question d'émettre des messages efficaces en parlant sur un ton confidentiel et en tenant le microphone à 20 cm, comme on le voit trop souvent faire. Bien au contraire, il faut parler à haute et intelligible voix, en tenant le

microphone à un centimètre seulement des lèvres.

E) Les ondes radio VHF se propageant sensiblement en ligne droite, les meilleures communications sont obtenues suivant la portée visuelle. Le tableau ci-dessous donne une idée des distances approximatives de portée VHF en fonction de l'altitude.

F) Si par hasard, en cours d'utilisation, votre radio s'arrête brutalement sur toutes les fréquences, vérifiez que le fusible correspondant ne s'est pas détruit (ou le « breaker » déclenché) intempestivement. Remplacez ce fusible (il y en a toujours à bord) ou bien ré-enclenchez le breaker... Mais ne faites cette opération qu'une seule fois. S'il saute de nouveau, n'insistez pas, et à l'atterrissage consultez le technicien-radio de l'aérodrome.

(à suivre) R. A. RAFFIN

Hauteur de l'avion		Portée approximative en l'absence d'obstacles
Pieds	Mètres	
600	183	50
1 000	305	75
3 000	915	120
5 000	1 525	145
10 000	3 050	210
15 000	4 575	250

## LE CONTROLEUR MOTO CM 1045 HEATHKIT (suite de la page 202)

un courant circule dans  $R_{11}$ ,  $D_{11}$  —  $R_{12}$ ,  $Q_{11}$  conduit, la tension d'alimentation parvient sur  $Q_{12}$  —  $Q_{13}$  en traversant  $Q_{11}$ . Le courant traversant  $Q_{12}$  —  $Q_{13}$  est compensé en température, il alimente le galvanomètre, dont le courant moyen indique le rapport entre le temps d'ouverture et de fermeture du rupteur, mis en évidence par le blocage et le déblocage de  $Q_{11}$ .

#### CARACTÉRISTIQUES DE L'APPAREIL

Volmètre : 0-20 V continu.  
Ohmmètre : 0-100 k $\Omega$  (point 10 k $\Omega$  en milieu d'échelle).

Compte-tours : 2 vitesses 0-3 000, 0-15 000 tr/mn, sur moteurs 1-2-3 ou 4 cylindres à 2 ou 4 temps moteur.

Mesure du Dwell : quatre échelles :

- 1 cylindre 90-360°
- 2 cylindres 40-180°
- 3 cylindres 30-120°
- 4 cylindres 20-90°

Précision des mesures : ohmmètre  $\pm 3^\circ$  d'arc, entre -18 et +60 °C 5 %; autres mesures  $\pm 3$  %, entre -18 et +60 °C 5 %.

Alimentation : 3 piles 1,5 V type C.

Encombrement : 238 x 232 x 133 mm.

Poids : 1 350 g sans piles.

#### UTILISATION

L'appareil est d'un usage commode, il permet sans erreur des tests très faciles. La mise au point d'une carburation et le réglage du ralenti ont été réalisés sur monocylindre 2 et 4 temps, ainsi que sur 4 cylindres 4 temps, de motos diverses. Les différentes vérifications des tensions et continuités électriques ont permis de mettre en évidence des points de masse défectueux et d'y remédier, ainsi que l'échange d'une cellule de régulation de charge détériorée.

Sur voiture, nous avons pu mettre en évidence les mauvaises reprises d'un moteur dont l'allumeur présentait un pourcentage de

Dwell incorrect. L'échange du rupteur a permis de retrouver les performances initiales du véhicule.

#### CONCLUSION

Le contrôleur CM 1045 permet la mise au point d'une foule de petits moteurs, du hors-bord à la moto en passant par l'automobile à moteur 4 cylindres. Il permet dans de bonnes conditions, la mesure du régime au ralenti, et peut permettre d'assurer la maintenance même par l'amateur.

J. B.

# RÉCEPTION DES STANDARDS À BANDE ÉTROITE

## IMPLANTATION

**A**UX frontières ou dans certaines régions maritimes, la réception des émetteurs T.V., se trouve diversifiée par la présence des stations étrangères nombreuses.

Pour s'en persuader, nous conseillons à nos lecteurs la brochure de **Bd. FIGHIERA**, intitulée « Guide Radio Télé ».

Les détenteurs de récepteurs français ont à cœur de recevoir ces stations car, très souvent, la barrière de langues n'existe pas aux frontières.

Un petit défaut — et pas des moindres — se situe dans le coût des téléviseurs multi-standards. Aussi, les bricoleurs ont une ressource : modifier un téléviseur normal et qui plus est, facilement transformable. Ce dernier aspect nous a conduit à penser à prendre des téléviseurs démarqués ou d'une apparence vétuste — sur le plan commercial s'entend! — Ainsi, on n'a guère de scrupule à se faire la main sur un matériel peu coûteux et dont les colonnes des revues font grande publicité. Certaines modifications s'avèrent nécessaires, mais dont la nature dépend beaucoup de la région où la réception devient possible. Il existe trois zones principales :

### 1) Régions franco-allemandes et limitrophes de la Suisse et de la Belgique.

On utilise le système GERBER à 7 à 8 MHz de largeur (Fig. 1 A) et dont la porteuse « son » est à modulation de fréquence.

### 2) Région luxembourgeoise

Le canal a la même largeur, mais le son est à modulation d'amplitude. Dans ces conditions,

les modifications à apporter sont réduites, dès lors qu'on utilise un téléviseur 625/819 lignes. Seule la bande passante des circuits de réception doit être réduite (voir plus loin).

### 3) Région franco-Italienne

Elle ne diffère pas des systèmes Gerber, mais le canal est décalé en fréquence. Il faut donc retoucher au rotacteur ou au sélecteur VHF/UHF, pour rechercher la station.

D'une façon générale, c'est ce qu'on est toujours amené à faire lorsqu'on pratique du DX-TV.

Du côté de l'Espagne, le problème consiste à explorer la bande I (moins souvent la bande III).

### 4) Régions normande et picarde

Quant aux possibilités de réception des émissions anglaises, situées sur des canaux de type 1 à 5 MHz de largeur (Vidéo 3,5 MHz) et à son en modulation d'amplitude (Fig. 1 B) elles imposent une transformation importante de la base de temps « ligne » du téléviseur, puisque la norme est à 405 lignes.

Notons que certains émetteurs sont maintenant à 625 lignes, avec la même largeur de bande que ci-dessus, ce qui, dans un certain sens, favorise la portée.

## PROBLÈMES A RÉSOUDRE

Ils sont de 4 ordres :

1) Polarisation et orientation de l'antenne réceptrice.

2) Type de modulation de la porteuse « son » et de la Vidéo.

3) Rétrécissement de la bande TV et calage de la porteuse « images » à -6 dB.

4) Sens du canal et disposition de la porteuse « son » dans le canal F.I. du récepteur.

### 1 — Antenne

Le premier aspect ne peut se résoudre qu'en utilisant une antenne à large bande, montée sur un système « Rotor » orientable. En fait, on ne reçoit bien une station que si l'on sait, à l'avance, ses propriétés. De là, découle le choix de l'antenne.

### 2 — Modulation Vidéo

Le type de modulation Vidéo dépend du pays et du standard. En

général, elle est négative, ce qui impose l'inversion de la diode de détection Vidéo et un calage un peu différent du point de repos des étages amplificateurs Vidéo, si l'on part d'un téléviseur 625/819 lignes français.

Considérons le montage de la figure 2 : la détection fait apparaître une Vidéo luminance en positif dès lors que l'on ne prévoit qu'un transistor de puissance et une attaque par la cathode du tube cathodique.

En effet, cette dernière remarque impose une polarité négative sur la cathode et comme  $Q_3$  inverse la phase — et non  $Q_2$  — la détection due à  $D_1$  crée une modulation positive sur la base de  $Q_2$ .

Or, avec les standards TV de normes Gerber (ou européennes) la Vidéo est modulée négativement, ce qui amène, dans le cas de la figure 2, une modulation positive sur le tube cathodique. Pour arranger les choses, il faut inverser une fois de plus, la phase, ou bien attaquer le tube cathodique par le Wehnelt. Cette dernière solution n'est pas toujours souhaitable, car les tensions à commuter sont souvent trop fortes.

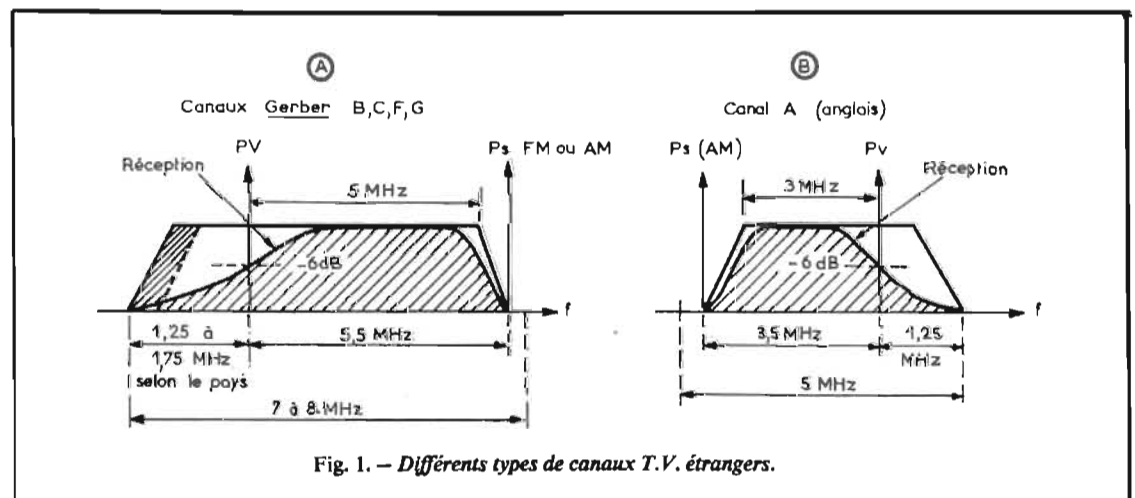
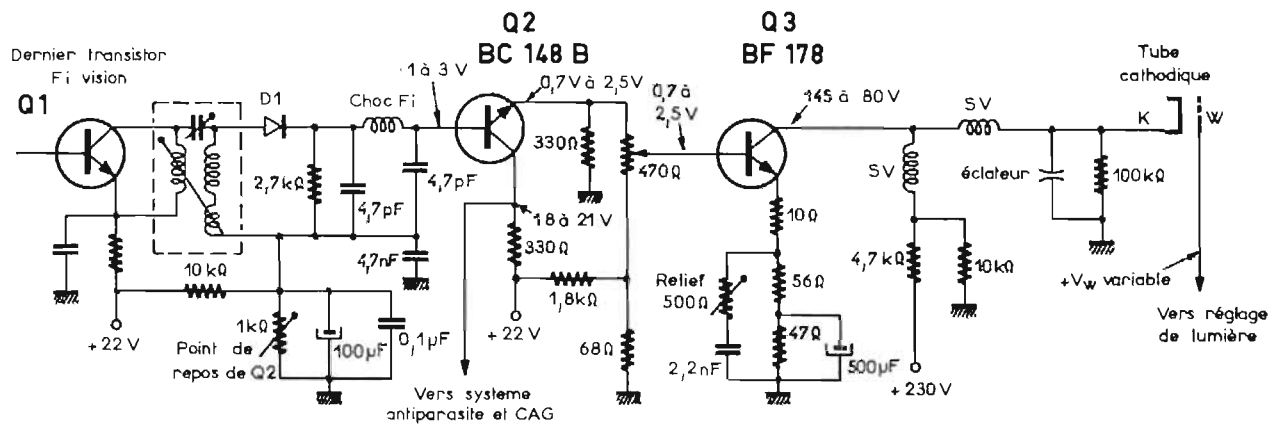


Fig. 1. — Différents types de canaux T.V. étrangers.



▲ Fig. 2. — Exemple de détection vidéo 625/819 lignes français, non modifié.

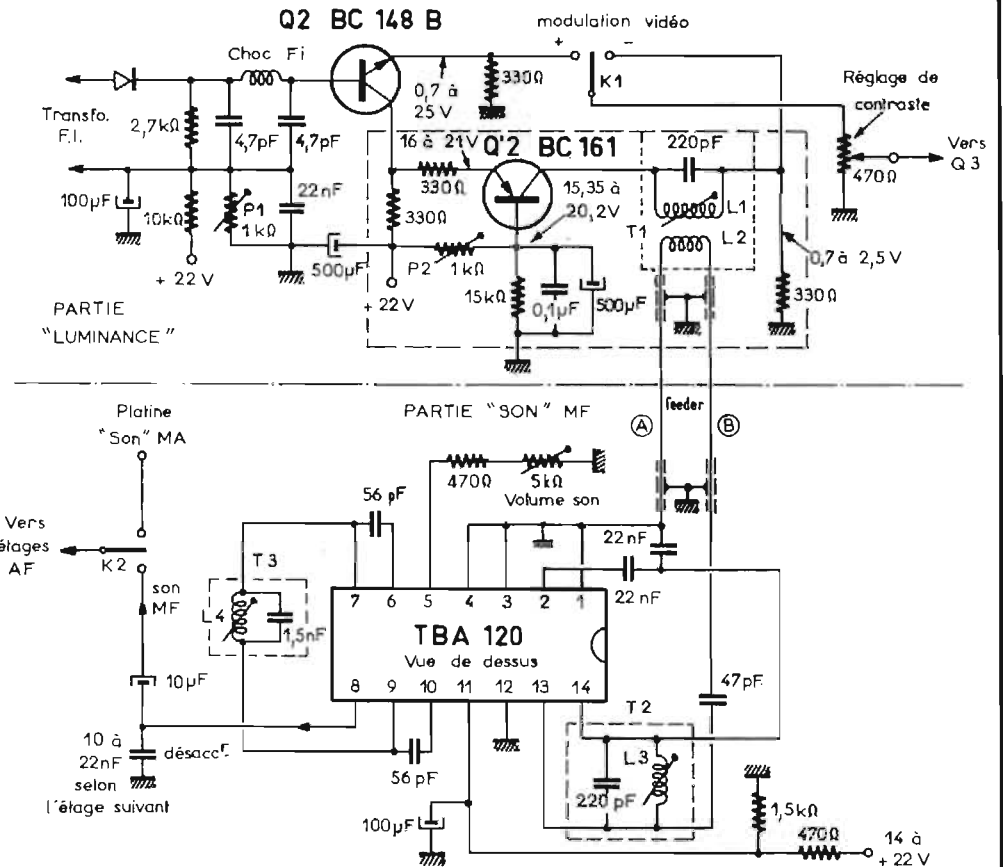


Fig. 3. — Modifications apportées à la vidéo et à la partie son.

On met à profit le fait que l'on emploie presque toujours un émetto-dyne à charges réparties dans le collecteur et dans l'émetteur, pour implanter un étage inverseur de conception simple (voir Fig. 3).

La Vidéo est prélevée sur la charge du collecteur de  $Q_2$ ; sur la 330  $\Omega$  apparaît une polarité de modulation inverse de celle qui prend naissance sur l'émetteur. Cette tension attaque, via une résistance de 330  $\Omega$  qui empêche le court-circuit en alternatif de la charge de collecteur de  $Q_2$ .

En effet, l'impédance d'entrée  $h_{11B}$  de l'émetteur de  $Q_2$  (BC 161) est faible (quelques ohms). Cette 330  $\Omega$ , en série avec l'émetteur de  $Q_2$  apporte aussi une réduction d'attaque de  $Q_2$  dans le rapport :

$$\frac{h_{11B}}{h_{11B} + 330}$$

Le gain naturel de  $Q_2$  rattrape cette baisse de niveau.

Dans le collecteur de ce transistor, nous trouvons un circuit bouchon  $T_1$  qui, réglé sur 5,5 MHz, arrête la composante MF « son ». Nous rappelons en effet, que dans les standards européens, on utilise le procédé « intercarrier », c'est-à-dire que la FI « son » est véhiculée par la FI vision, jusqu'à la Vidéo, où elle est prélevée. Pour en revenir à la modulation de lumière, un inverseur  $K_1$  choisit le sens correspondant à la norme reçue. Ce contacteur doit être séparé car certaines stations ne suivent pas toujours les mêmes spécifications (Irlande, Pays de l'Est), c'est finalement sur l'écran

que l'on choisit la position de  $K_1$ .

Pour la mise au point, on choisit un contraste moyen, nettement visible, sur le standard français normal. On agit alors sur  $P_1$ , pour avoir un gamma bien équilibré (image agréable). Puis sur les standards à modulation négative, on place  $K_1$  sur la position « moins » et on agit sur  $P_2$  pour satisfaire à la même condition que précédemment.

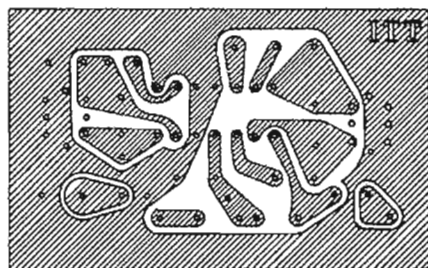
Si l'on n'y parvient pas, notamment si le contraste est trop différent, on modifiera la valeur de la résistance d'émetteur de  $Q_2$ .

### 3) Modulation de la porteuse son

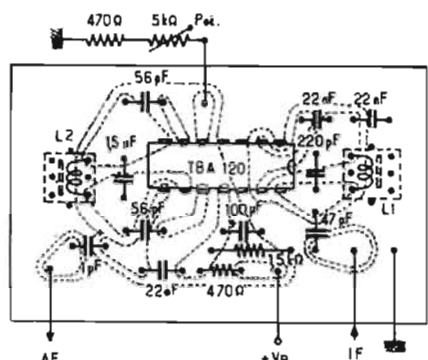
Si l'émetteur émet une porteuse son à modulation d'amplitude, aucun changement n'est à prévoir : il suffit de régler le rotacteur

ou le sélecteur sur la bonne fréquence. Nous verrons — plus loin — comment corriger la sélectivité FI vision pour caler convenablement la porteuse vision à -6 dB.

Pour une porteuse « son » MF, on a recours au procédé « intercarrier ». Nous prélevons la composante vidéo à 5,5 MHz sur la « trappe »  $T_1$ , le réjecteur délivre dans  $L_2$  une tension suffisante pour attaquer un micro-circuit TBA 120 (disponible chez Intermetal — ITT). La sélection de fréquence se fait par  $T_2$ . La liaison est faite en bifilaire du genre « feeder » (150 ou 300  $\Omega$ ), ce qui assure une certaine symétrie à  $L_2$  de  $T_1$ . A l'autre bout de cette liaison, un couplage capacitif à 47 pF empêche l'amortissement du cir-



(a) Vue de dessus



(b) Vue de dessus

Fig. 4. — Étude de circuit intégré proposé par Intermétal — I.T.T.

cuit  $T_2$  qui doit avoir une surtension de 80. Le circuit  $T_3$ , apporte le décalage en quadrature nécessaire à la démodulation. Sa surtension doit atteindre 50; son réglage se fait au maximum de clarté sonore alors que  $T_1$  et  $T_2$  sont ajustés pour avoir le maximum de puissance.

La capacité de désaccentuation (10 à 22 nF) placée sur la broche 8 dépend de l'impédance d'entrée de l'étage suivant; on jugera « à l'oreille » si les aigus sont agressifs ou étouffés.

Le montage de cet étage peut se faire sur le circuit imprimé de la figure 4.

Les bobinages auront les caractéristiques approximatives suivantes :

$T_1$	$T_2$	$T_3$
$L_1 = 12$ tours de 10/100° (Cu) sur mandrin LIPA de 7 mm de diamètre avec noyau.	$L_3 = 13$ spires de 10/100° (Cu) sur mandrin LIPA de 7 mm de diamètre.	$L_4 = 4$ à 6 spires de 20/100° cuivre jointives sur un mandrin de 8 mm de diamètre sans noyau ou avec noyau de bonne qualité.
$L_2 = 3$ spires imbriquées au centre de $L_1$ .		

#### 4) Rétrécissement de la bande passante

Lorsqu'on passe du 819 l. au 625 l. 2<sup>e</sup> chaîne « couleur » (normes françaises) on insère dans le circuit FI un filtre qui réduit la

bande passante. Cette réduction s'exprime par la nécessité de placer la porteuse « image » à -6 dB : la porteuse « son » étant fixée à 39,2 MHz en France, on observe le décalage de la figure 5.

Soit l'implantation suivante :

En 819 l. Fr. : PV = 28,05 MHz; PS = 39,2 MHz.
En 625 l. Fr. : PV = 32,7 MHz; PS = 39,2 MHz.
En 819 l. luxembourgeois : PV = 33,7 MHz; PS = 39,2 MHz.
En 625 l. européen : PV = 32,7 MHz; PS = 38,2 MHz.

Le rétrécissement de la 2<sup>e</sup> chaîne française convient au 625 l. européens puisque la porteuse « son » est prélevée sur le haut du spectre vidéo correspondant à la fréquence FI de 38,2 MHz. Il suffit que le circuit « conformateur » de bande soit implanté indifféremment en VHF comme en UHF, ce

qui n'est pas toujours le cas dans les récepteurs ordinaires, n'étant mis en circuit qu'en UHF. Pour le standard hybride de Télé Luxembourg comme le « son » est transmis en MA, on conserve la même porteuse FI de 39,2 MHz, ce qui

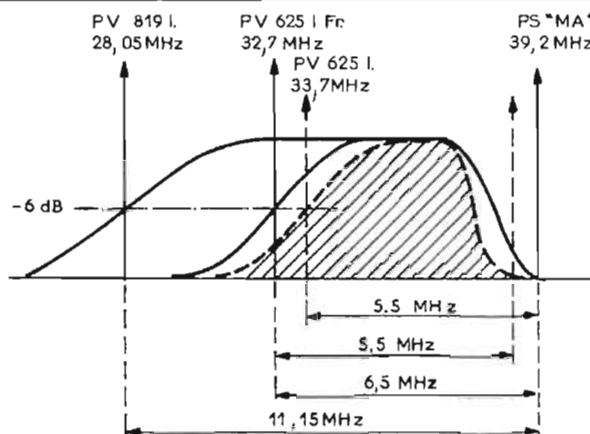


Fig. 5. — Mode de rétrécissement des bandes passantes FI selon les standards de télévision.

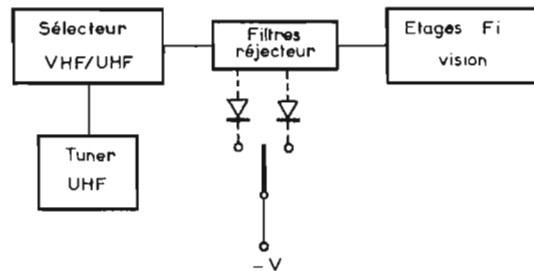


Fig. 6. — Implantation des réjecteurs entre le sélecteur et les étages FI.

oblige un déplacement de la porteuse vision à 33,7 MHz. Ce genre d'opération — comme celle du transfert de porteuse à 32,7 MHz — peut se faire au moyen d'un filtre réjecteur placé avant la platine FI vision (Fig. 6); la commutation de

ledit câble étant alors placé après le transformateur T.

Le système à diodes polarisées fonctionne comme suit : lorsque  $K_3$  se trouve sur +20 V, les diodes conduisent et le signal passe directement par le circuit parallèle à L qu'elles constituent. Si  $K_3$  se place sur rien ou, mieux, sur une tension négative, les diodes sont bloquées et le signal passe par l'intermédiaire du filtre en T ponté. La fréquence d'accord se situe sur :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \neq 31 \text{ à } 32 \text{ MHz}$$

pour le système 625 l. ou celui de Télé-Luxembourg.

La résistance R agit sur la profondeur de réjection (voir Fig. 7 B) de telle sorte qu'on peut amener facilement la porteuse « vision » à -6 dB, quelle qu'en soit la valeur, on n'oubliera pas la propre sélectivité du circuit T (voir courbe C de la Fig. 7).

Le réglage global de tout l'ensemble se pratiquera par exemple au vobuloscope (ou au vobulateur associé à un oscilloscope); l'emploi d'un générateur ou d'un ondemètre (genre « grid-dip ») peut aussi très bien convenir, étant donné la relative sélectivité des circuits mis en jeu. Ainsi, on injecte une fréquence de l'ordre de 31 à 32 MHz (cas de Télé-Luxembourg) et on branche un millivolt-

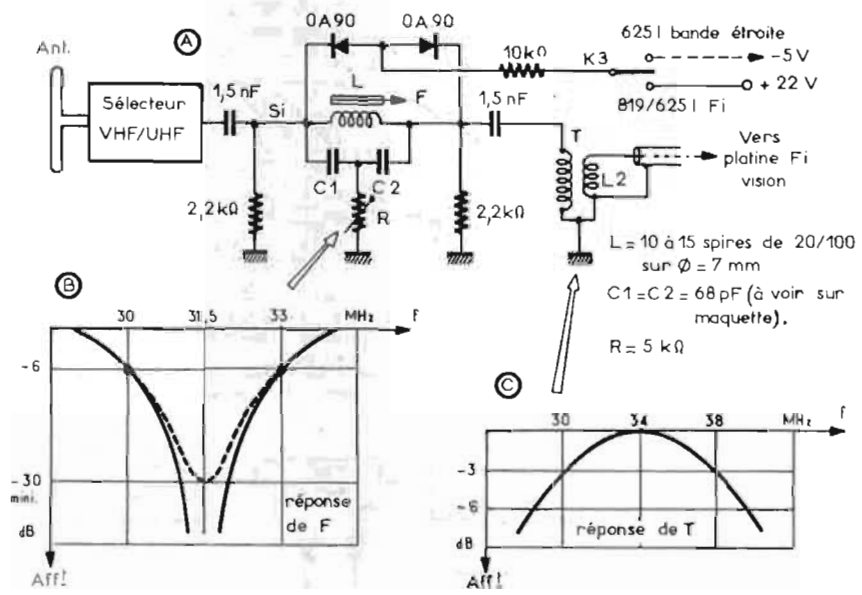


Fig. 7. — Réjecteur implanté dans la chaîne d'amplification FI.

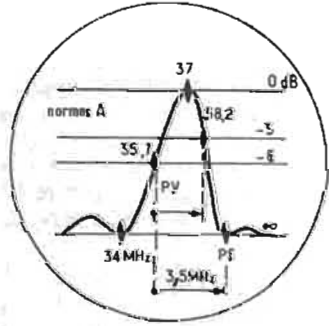


Fig. 8. — Réponse du système destiné au récepteur fonctionnant vers l'Angleterre.

mètre alternatif à la cathode du tube cathodique.

La bobine L est ajustée pour avoir un minimum franc manuellement, on s'assurera en « balayant » le générateur en fréquence pour que ce minimum ait bien lieu à la fréquence prévue. Au besoin — car les valeurs de capacité de 68 pF proposées ne correspondent qu'à une maquette donnée —, on retouchera aux valeurs des capacités placées en parallèle. En effet, cet accord dépend de l'influence du sélecteur et de celle du transformateur T. Des ajustements sont à prévoir. R, grande au départ, réagit aussi sur l'accord. On décalera ensuite la fréquence du générateur vers 34 MHz (fréquence médiane entre celle du son et celle de la réjection) et on ajuste l'accord de T pour avoir un maximum connu « C<sub>M</sub> ». Enfin, en se plaçant maintenant sur la porteuse vision — ici à 33,7 MHz — on ajustera R, pour obtenir à cette fréquence V<sub>M/2</sub> (ou -6 dB). Il est évident qu'au voluboscope, le réglage est plus sûr, car les ajustements précédents réagissent les uns sur les autres.

Avec le standard anglais, la mise au point est plus pointue, ainsi qu'en témoigne l'exemple de courbe, figure 8, obtenue avec un téléviseur « passant » déjà 10 MHz en 819 l. La bande obtenue ne peut dépasser 2,5 MHz. La porteuse étant alors située à 35,7 MHz, la réjection est centrée vers 34 MHz.

### MODIFICATION AU SEIN DE LA FI

Les modifications de bande passante peuvent s'accompagner de variation de gain. Il suffit d'agir sur un circuit sélectif, ce qui peut se faire aisément, dès lors que nous avons affaire à des filtres complexes, genre cellules en π ou en T.

La première solution qui vient à l'esprit est d'implanter un réjecteur au sein d'un circuit à large bande.

En plaçant un circuit réjecteur entre le rotacteur et l'amplificateur F.I., on peut facilement rétrécir la bande passante normale d'un téléviseur. Pour ce faire, on remplace (voir Fig. 9 A), la branche verticale du filtre en T par une « trappe » travaillant en absorption, accordée sur une fréquence choisie à mi-distance entre les porteuses des deux standards. Cette trappe « consomme » en effet une grande partie du signal là où elle agit et, sur la base il ne reste plus grand chose de cette fréquence.

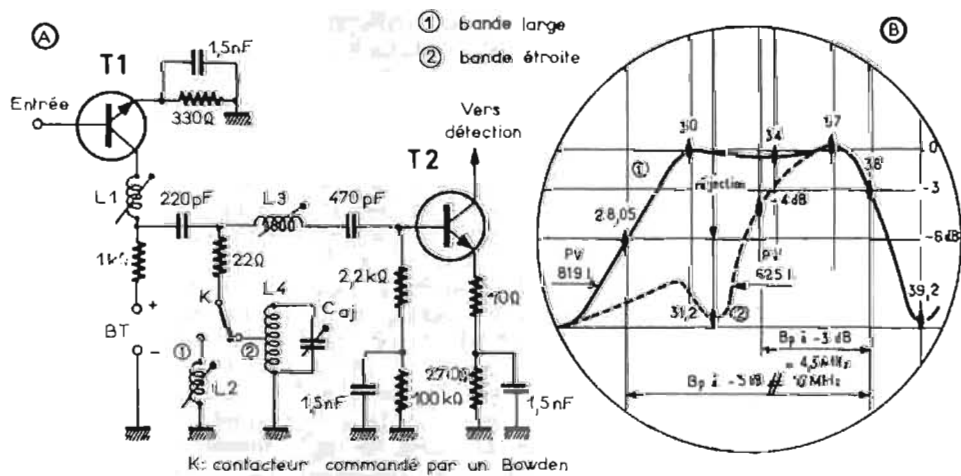


Fig. 9. — Implantation d'un réjecteur supplémentaire dans la platine FI.



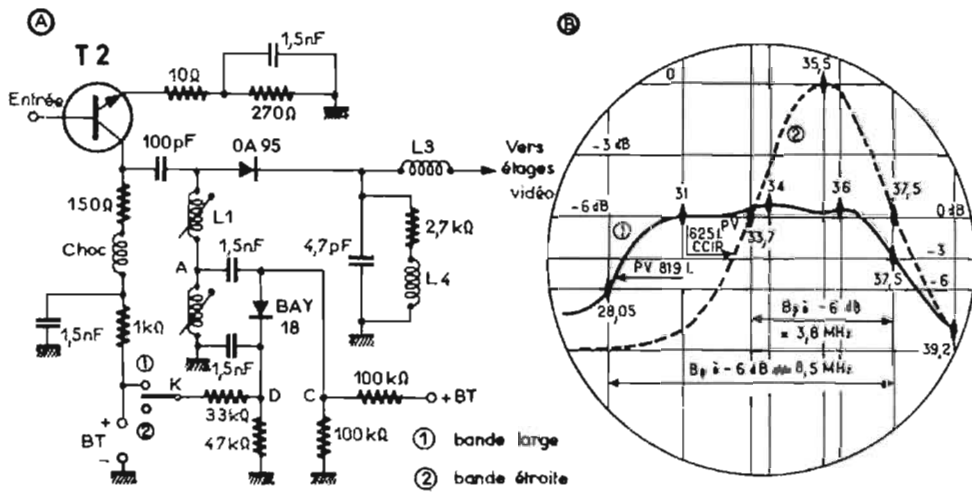


Fig. 10. — Modification d'accord au niveau de la détection vidéo pour accroître le gain.

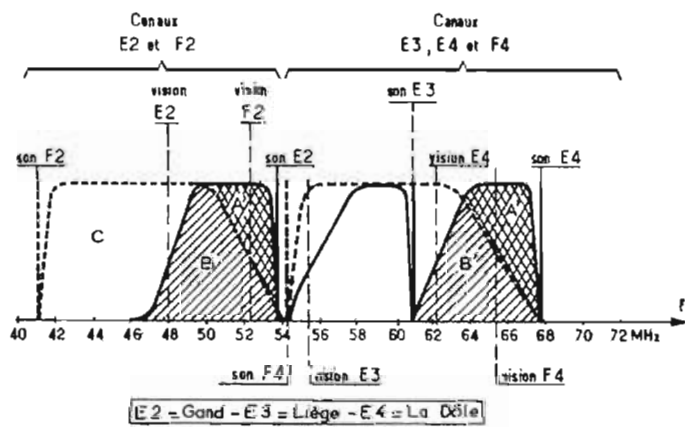


Fig. 11. — Positions respectives des canaux de la bande I.

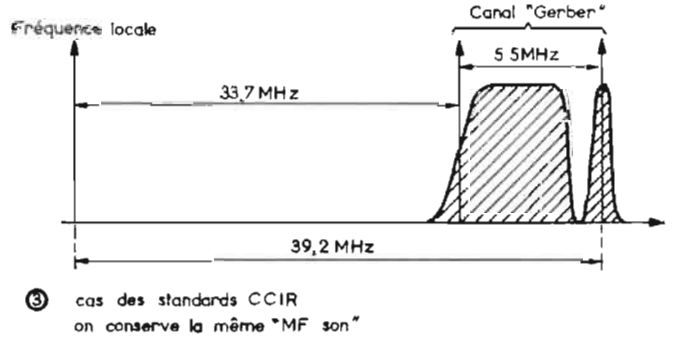
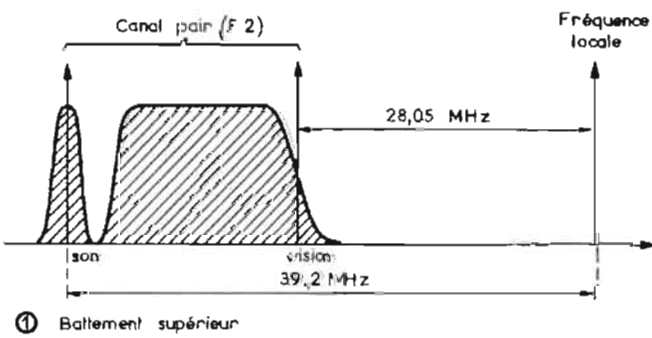
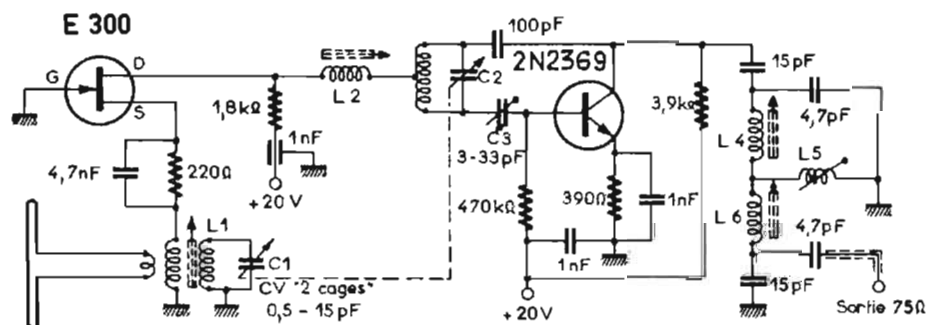


Fig. 12. — Implantation d'un standard CCIR dans le spectre FI et disposition par rapport à la fréquence locale.

Fig. 13. — Projet d'une platine changeuse de fréquence



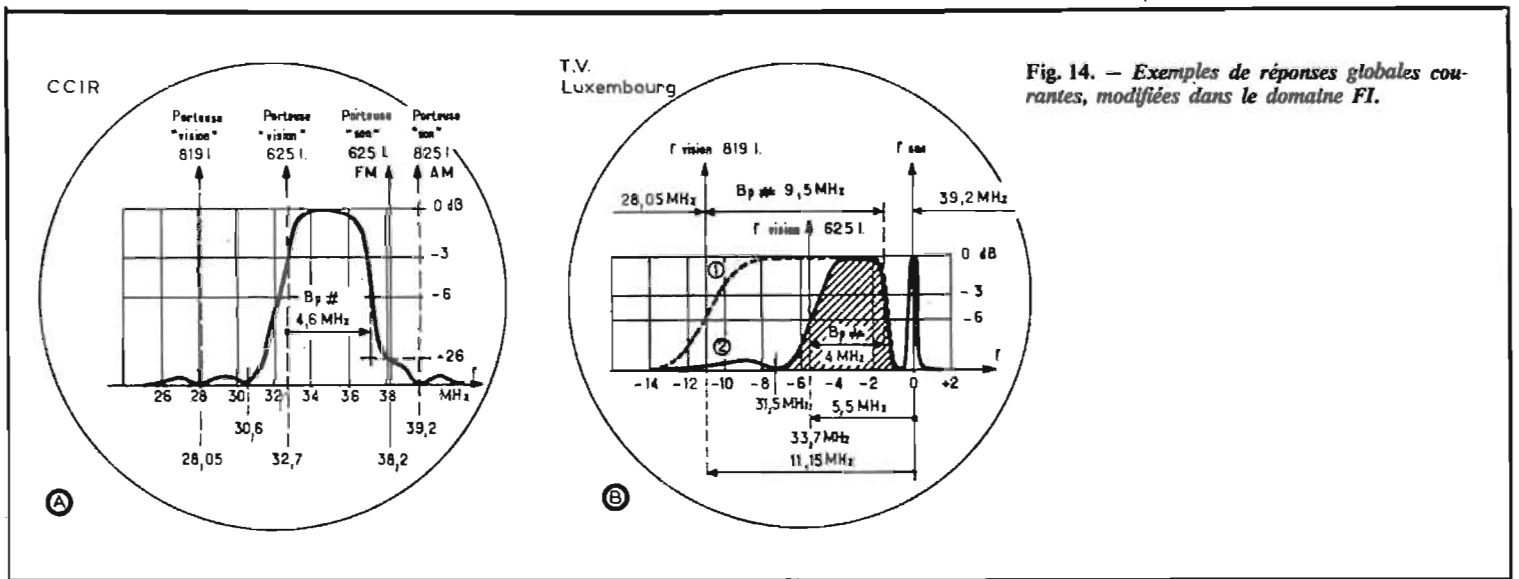


Fig. 14. — Exemples de réponses globales courantes, modifiées dans le domaine FI.

Pour passer au standard à large bande, un inverseur, placé au niveau même des bobines et actionné par un câble flexible (Bowden), ôte la connexion au circuit réjecteur et la branche sur la bobine de couplage  $L_2$  du filtre en T.

Il va sans dire que cette opération doit se faire avec le minimum de capacité parasite; c'est la raison pour laquelle l'inverseur doit être miniature et fixé le plus près possible des bobines, d'où le bowden...

Le réjecteur n'est pas branché en totalité sur le circuit, car son action serait trop amortie par la faible impédance qui apparaît à la jonction de  $L_1$  et de  $L_3$ . On prévoit donc une prise sur le bobinage...

Les résultats sont exposés par les wobulogrammes superposés de la figure 9 B: l'action du réjecteur est centrée ici sur 31,2 MHz, ce qui amène la porteuse de 33,7 MHz à -4 dB environ du sommet. En l'absence du circuit, la bande passante du téléviseur atteint environ 10 MHz; avec ce réjecteur, elle tombe à 4,3 MHz, ce qui s'avère tout à fait suffisant pour les standards CCIR.

En fait, un certain amortissement doit être envisagé avec ce circuit car certains rebonds sont à craindre. Pour les éviter, on ajoute une résistance en série de 22  $\Omega$ , laquelle peut rester dans le système 819 lignes bande large; on conditionne la résistance de base (2 200  $\Omega$ , ici...); enfin, on peut aussi décaler un peu l'accord dans le but de placer le rebond dans la bande à transmettre...

Pour linéariser la réponse dans cette bande, on peut aussi coupler magnétiquement les bobines  $L_1$  et

$L_3$ . L'emploi d'un transformateur bifilaire serait souhaitable, mais il faudrait modifier l'amortissement qui devrait être alors plus grand. De plus, il faudrait modifier le branchement sur le rotacteur, puisqu'en principe  $L_1$  est sur ce dernier, alors que  $L_3$  est sur la plaque F.I. Cette transformation se fait au détriment du gain global.

La perte de gain se compense, soit par des étages supplémentaires, soit en décalant l'accord d'autres étages.

Ainsi, le dernier étage FI qui précède la détection Vidéo peut par exemple, avoir son accord modifié au moyen d'un système commuté par diode polarisée; voir figure 10 A.

Considérons le montage: une bobine  $L_1$  est calculée de telle sorte que l'accord — un maximum cette fois-ci — s'effectue avec les capacités parasites sur 35 ou 36 MHz. Avec la propre bande passante des autres circuits de l'amplificateur F.I., on obtient bien un net maximum et une courbe gaussienne très belle (Fig. 10 B); la bande passante est peut-être ici étroite (3,8 MHz à -6 dB) mais cela est dû au fait que la bande globale n'est que de 8,5 MHz; avec 9,5 MHz de bande, la bande CCIR passe à 4,8 MHz, ce qui est parfait. Toutefois, même avec 3,8 MHz, on peut rassurer le lecteur, l'image observée sur l'écran est très correcte, car, rappelons-le, la réponse en amplitude est gaussienne.

Pour que cette bande soit obtenue, il convient donc que le point A soit à la masse... Ceci est réalisé au moyen de la diode BAY 18 qui est alors conductrice, car le potentiel du point C est supérieur à celui du point D, et, en

alternatif A et B sont bien court-circuités.

Maintenant, le contacteur K passant de 2 en 1, le potentiel du point s'élève, venant bloquer la diode. L'inductance totale passe de  $L_1$  à  $L_1 + L_3$ , ce qui diminue la fréquence d'accord à 28 - 30 MHz. En association avec les bandes passantes des autres transformateurs ou circuits accordés du téléviseur, cette nouvelle réponse en fréquence élargit considérablement la bande passante globale, ainsi que le montre la figure.

Ce montage est évidemment séduisant, car le gain du standard souvent défavorisé en 819 l. Fr. est ainsi augmenté de 5 à 8 dB.

Ceci s'explique aisément par le fait que le produit « gain-bande-passante » d'un étage est une constante: si l'on diminue la bande (sous réjecteur), le gain augmente nécessairement.

### SENS DU CANAL

En bande I, la réception du 819 l. français impose nécessairement des canaux pairs car la fréquence de l'oscillateur local ne peut être que supérieur. Or, les canaux CCIR — ou européens — sont inversés par rapport au cas ci-dessus (voir Fig. 11).

Dans le domaine FI, si l'on utilise le principe des filtres réjecteurs (voir ci-dessus), il faut conserver la même porteuse son. On voit, figure 12, que les cas 1 (canal  $F_2$ ) et 3 (canal CCIR) sont inconciliables, puisque les fréquences locales sont éloignées de  $2 \times 39,2$  MHz. Il faudrait un battement inférieur comme c'est le cas « 2 » du canal  $F_3$ , mais ce n'est

pas l'usage courant en VHF-bande I.

La solution consisterait à changer de sélecteur VHF/UHF ou, dans le cas des anciens rotacteurs, de changer de barrette, d'où les complications souvent délicates!... On a plutôt recours au double changement de fréquence, donc à l'adjonction d'une platine que l'on branche sur la prise « antenne » du téléviseur.

Un exemple de montage est donné figure 13. L'étage d'entrée fait appel à un transistor à effet de champ VHF, attaqué par sa source, afin de réduire le bruit de souffle.

Le second étage fonctionne en auto oscillateur — mélangeur. L'oscillateur est un type Hartley dont le couplage est ajusté par  $C_3$ ; la valeur en sera dosée pour la limite d'entretien, condition préférable pour minimiser les sifflements et moirages fréquents avec le double changement de fréquence. L'injection de la station est faite par  $L_2$  au point de fréquence, milieu de  $L_3$ , au meilleur accord possible. Le filtre de bande  $L_4 - L_5 - L_6$  s'accorde sur une fréquence dont est équipé le téléviseur; on divisera une zone de fréquence neutre de toutes réceptions, ce qui est facile avec les réglages progressifs des sélecteurs actuels. Indépendamment, la réponse du téléviseur sera modifiée comme l'indiquent les wobulogrammes de la figure 14 ou celui de la figure 8. On emploiera des condensateurs  $C_1/C_2$  variables à 2 cages. Les bobines dépendront des fréquences à capter (bande I, II ou III).

Roger Ch. HOUZE  
Professeur à l'ECE

# Amplificateur HF 50 Watts EP 100 PX



Fig. 1

**L**A firme PACE-PATHCOM INC. U.S.A., vient de mettre sur le marché américain un amplificateur HF 50 W à hautes performances, entièrement à transistors. Cet appareil, destiné à être intercalé entre l'émetteur-récepteur et l'antenne sans aucune transformation, a été spécialement conçu pour les besoins des utilisateurs professionnels d'outre-Atlantique de la bande 27 MHz où certains canaux réservés au Service « Business-Industrie » permettent l'emploi légal de puissances égales ou supérieures à 30 W. Le modèle EP 100 PX est particulièrement bien adapté au trafic mobile, car sa consommation très réduite

n'excède pas 5 A sous 12 V. Cet amplificateur, dont l'usage est rigoureusement interdit, en France dans la bande des 27 MHz, est par contre appelé à susciter un vif intérêt parmi les radioamateurs débutants titulaires d'une licence d'émission et possédant un émetteur-récepteur de faible puissance.

En effet, l'amplificateur EP 100 PX — prévu pour le trafic en AM, FM et BLU — est directement utilisable dans la gamme 28 MHz - 29,7 MHz et permet de multiplier la puissance HF 12 à 15 fois sans risque d'aléa de fonctionnement.

### PRESENTATION (photo Fig. 1)

L'amplificateur HF EP 100 PX d'aspect très soigné se présente sous la forme d'un coffret deux tons avec plastron avant noir et ceinture chromée. Les organes d'exploitation situés sur le panneau avant comportent la commande d'arrêt-marche, l'inverseur de fonction AM/FM - SSB et l'indicateur de puissance HF de sortie, dont la fenêtre s'éclaire en position de marche. Le panneau arrière comporte deux prises coaxiales S 0239, l'une pour l'entrée (input) et l'autre pour la sortie (output), ainsi que le passage du

câble d'alimentation 12 V muni d'un fusible 8 A inséré dans la ligne positive.

### REALISATION

Le montage des divers composants est effectué sur un circuit imprimé en verre-époxy de 20/10 mm. Le raccordement du circuit aux organes d'exploitation est réalisé à l'aide de cosses sur picots. Le refroidissement de l'amplificateur s'effectue par convection par le boîtier. L'appareil, dont la position de montage est indifférente, est fourni avec un berceau de fixation sur véhicule, muni d'un dispositif de verrouillage antivol.

# UN DÉCLENCHEUR PHOTO-ELECTRIQUE SIMPLE

**N**OUS avons eu l'occasion de décrire un grand nombre de déclencheurs photo-électriques dans nos colonnes, mais ces montages suscitent un grand intérêt auprès des amateurs débutants. Nous essayons cependant de sélectionner des montages originaux et différents, du moins au niveau de l'utilisation des composants.

De toute façon, il est toujours intéressant et utile, même pour un amateur chevronné, de disposer de plusieurs schémas de principe d'un même dispositif, afin de pouvoir en tirer le meilleur parti suivant les conditions d'utilisations envisagées.

Le relais photo électrique que nous vous proposons, dont le schéma de principe a été tiré de la revue « Transistor » n° 60 d'avril 1974, a fait l'objet d'une commercialisation à l'étranger sous forme de kit, dont les utilisateurs ont été très satisfaits.

Les déclencheurs photo électriques (ou relais photo électriques) ouvrent un vaste champ d'applications. La simplicité du montage incitera sans nul doute un grand nombre de débutants à entreprendre ce montage.

## LE SCHÉMA DE PRINCIPE

La figure 1 donne le schéma de principe du montage en question. Le cœur du montage fait appel à un trigger de Schmitt, constitué de deux transistors NPN.

L'élément clé reste évidemment la cellule photo-résistante. Cette dernière du type LDR 03 ou LDR 05, voit sa résistance varier en fonction de l'intensité lumineuse qui la frappe.

Dans l'obscurité, la valeur de la résistance atteint le mégohm, tandis qu'en présence d'un faisceau lumineux elle tombe à quelques centaines d'ohms.

Cette cellule photo-résistante est alors placée dans le circuit de base du premier transistor.

Le trigger de Schmitt est un type de schéma très couramment employé en électronique. Il s'agit d'un basculeur bistable, commandé par le passage du potentiel de l'une des électrodes du montage par une valeur bien déterminée appelée seuil.

Le basculement dépend de la valeur de la tension appliquée à la base du transistor  $T_1$ . Si on fait varier cette tension sur la base, le trigger de Schmitt changera d'état dès que la tension de seuil déterminée sera dépassée.

Cette tension de seuil peut être

déterminée à l'aide de l'élément variable  $R_2$ , afin d'assurer un bon fonctionnement du dispositif quelles que soient les conditions de lumière ambiante.

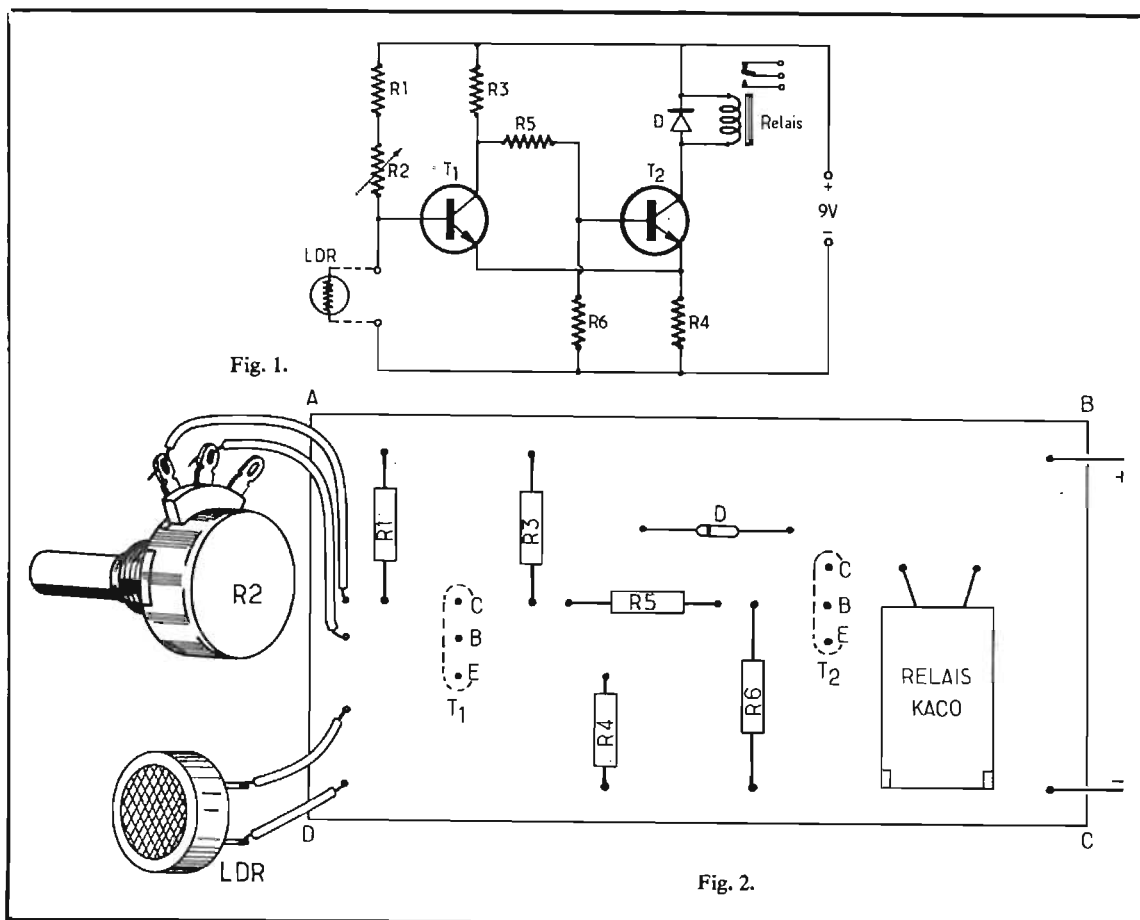
Ainsi, lorsque la cellule photo-résistante n'est pas frappée par un faisceau lumineux, la base du transistor  $T_1$  est polarisée positivement par les résistances  $R_1$  et  $R_2$ , puisque la valeur de la résistance de la LDR est très importante.

Il en résulte que le transistor  $T_1$  est saturé ou conducteur et que son espace émetteur-collecteur se comporte comme un court-circuit, ce qui a pour effet de bloquer le transistor  $T_2$ , dont le cir-

cuit collecteur est chargé par l'enroulement du relais de commande. Les contacts du relais sont en conséquence « au repos ».

En présence d'un faisceau lumineux, le potentiel de base du transistor  $T_1$  se rapproche de celui de son émetteur, grâce à la valeur de la résistance de la LDR devenue faible. Le transistor  $T_1$  est alors bloqué, ce qui a pour conséquence de libérer le potentiel de base du transistor  $T_2$ , qui devient positif.

Dans ces conditions, le transistor  $T_2$ , devenu conducteur, les enroulements du relais terminal sont traversés par un courant et les contacts « se ferment ».



est connecté à la prise de son de l'amplificateur.

La tension positive d'alimentation est appliquée à  $Q_1$ .

Nota : la constante de temps du

une rayonnement d'harmoniques, atténuation supplémentaire des harmoniques est obtenue à l'aide

sous forme de fines particules aci-

che à la sortie

coercitive est l'un des facteurs qui régissent les intensités du champ

# L' amplificateur HF 50 Watts

## EP 100 PX



Fig. 1

**L**A firme PACE-PATHCOM INC, U.S.A., vient de mettre sur le marché américain un amplificateur HF 50 W à hautes performances, entièrement à transistors. Cet appareil, destiné à être intercalé entre l'émetteur-récepteur et l'antenne sans aucune transformation, a été spécialement conçu pour les besoins des utilisateurs professionnels d'outre-Atlantique de la bande 27 MHz où certains canaux réservés au Service « Business-Industrie » permettent l'emploi légal de puissances égales ou supérieures à 30 W. Le modèle EP 100 PX est particulièrement bien adapté au trafic mobile, car sa consommation très réduite

n'excède pas 5 A sous 12 V. Cet amplificateur, dont l'usage est rigoureusement interdit, en France dans la bande des 27 MHz, est par contre appelé à susciter un vif intérêt parmi les radioamateurs débutants titulaires d'une licence d'émission et possédant un émetteur-récepteur de faible puissance.

En effet, l'amplificateur EP 100 PX — prévu pour le trafic en AM, FM et BLU — est directement utilisable dans la gamme 28 MHz - 29,7 MHz et permet de multiplier la puissance HF 12 à 15 fois sans risque d'aléa de fonctionnement.

### PRESENTATION (photo Fig. 1)

L'amplificateur HF EP 100 PX d'aspect très soigné se présente sous la forme d'un coffret deux tons avec plastron avant noir et ceinture chromée. Les organes d'exploitation situés sur le panneau avant comportent la commande d'arrêt-marche, l'inverseur de fonction AM/FM - SSB et l'indicateur de puissance HF de sortie, dont la fenêtre s'éclaire en position de marche. Le panneau arrière comporte deux prises coaxiales S 0239, l'une pour l'entrée (input) et l'autre pour la sortie (output), ainsi que le passage du

câble d'alimentation 12 V muni d'un fusible 8 A inséré dans la ligne positive.

### REALISATION

Le montage des divers composants est effectué sur un circuit imprimé en verre-époxy de 20/10 mm. Le raccordement du circuit aux organes d'exploitation est réalisé à l'aide de cosses sur picots. Le refroidissement de l'amplificateur s'effectue par convection par le boîtier. L'appareil, dont la position de montage est indifférente, est fourni avec un berceau de fixation sur véhicule, muni d'un dispositif de verrouillage antivol.

## CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Gamme de fréquences : 2,5 à 36 MHz:

Bande passante : 1 300 kHz sans reprise de l'accord.

Puissance HP de sortie : 30 - 50 W à 13,8 V.

Puissance HF d'excitation : 1 à 5 W.

Classe d'émission : AM/FM ou BLU.

Alimentation : - à partir de la batterie du véhicule (pôle négatif à la masse).

- à partir d'une alimentation secteur extérieure délivrant 12 à 16 V - 6 A.

Consommation :

- en attente, 0,2 A

- en émission, 5 A.

Semi-conducteurs : types MOTOROLA - 3 transistors (PO 107, MPS 5172, MJE 521) + 2 diodes (1N 295).

Dimensions : (H x L x P) : 60 x 170 x 210 mm.

Poids : 2 kg environ.

Boîtier : tôle d'aluminium à haute rigidité.

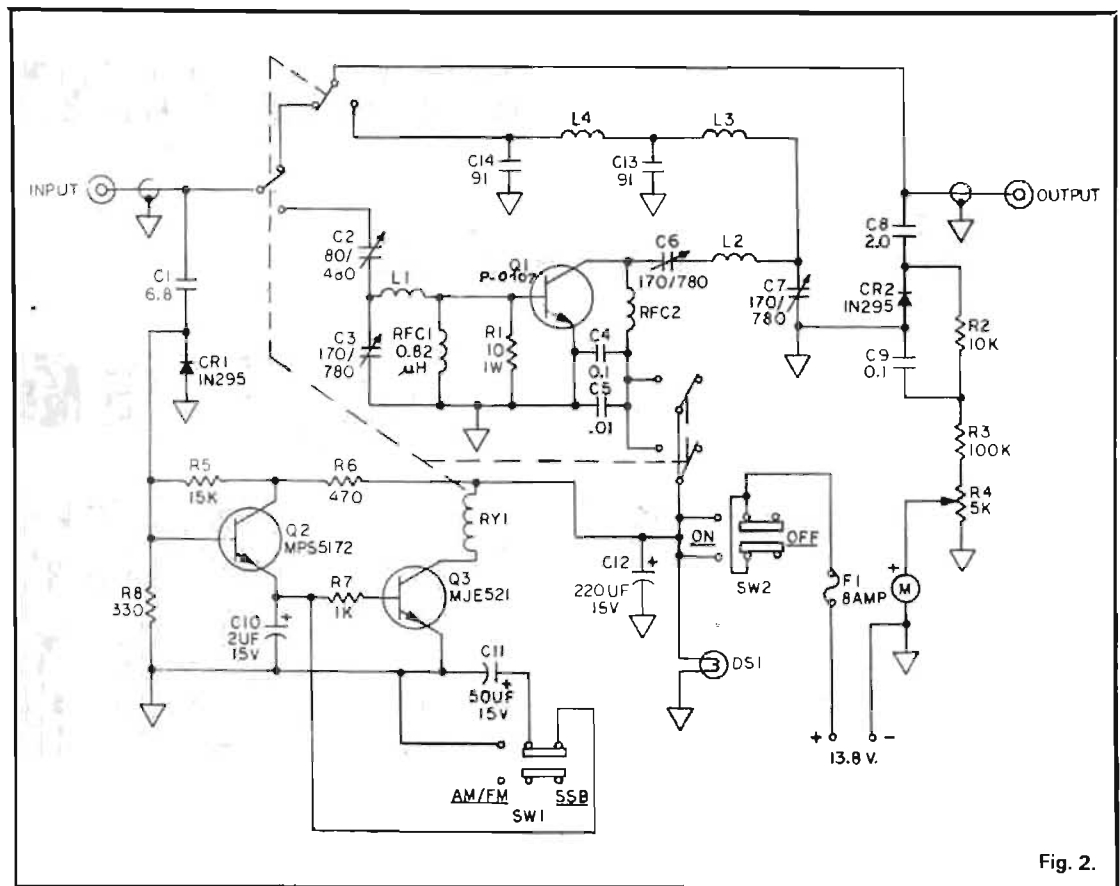


Fig. 2.

## FONCTIONNEMENT (schéma Fig. 2)

Dispositif de commutation automatique

Lorsque l'excitation est appliquée, c'est-à-dire lorsque l'émetteur-récepteur passe en émission, une fraction de la tension HF est couplée par l'intermédiaire de C<sub>1</sub> à la diode CR<sub>1</sub>. La tension HF est redressée par CR<sub>1</sub> qui délivre une tension positive à la base de Q<sub>2</sub>. Q<sub>2</sub> devenu conducteur, le condensateur C<sub>10</sub> se charge et provoque sur Q<sub>3</sub> la naissance d'un courant de base. Ce dernier, est suffisant pour saturer Q<sub>3</sub>, ce qui provoque le collage du relais RY<sub>1</sub>. La fermeture des contacts de RY<sub>1</sub> permet les commutations suivantes :

- La sortie de l'émetteur-récepteur se trouve reliée au circuit d'entrée de base de l'amplificateur Q<sub>1</sub>.

- Le circuit collecteur de Q<sub>1</sub> est connecté à la prise de sortie de l'amplificateur.

- La tension positive d'alimentation est appliquée à Q<sub>1</sub>.

Nota : la constante de temps du

circuit de commutation automatique est adaptée au type de trafic par la manœuvre de l'inverseur AM/FM - SSB.

Pendant les périodes d'attente ou lorsque le commutateur arrête-marche est hors service, l'ouverture des contacts du relais rétablit le branchement direct de l'antenne à la sortie de l'émetteur-récepteur, qui retrouve ainsi ses caractéristiques originales de puissance et de consommation.

### Etage amplificateur Q<sub>1</sub>;

La tension HF est appliquée à la base de Q<sub>1</sub> par l'intermédiaire d'un circuit d'adaptation constitué par C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub>, L<sub>1</sub>; l'inductance d'arrêt RFC<sub>1</sub> et la résistance R<sub>1</sub> assurent la polarisation avec la stabilité nécessaire. Le collecteur de Q<sub>1</sub>, alimenté à travers RFC<sub>2</sub>, est relié à un circuit d'adaptation composé de C<sub>6</sub>, L<sub>2</sub> et C<sub>7</sub>. Ce circuit procure d'une part une parfaite adaptation à la sortie d'antenne 50 ohms et d'autre part une importante réduction du rayonnement d'harmoniques. Une atténuation supplémentaire des harmoniques est obtenue à l'aide

du filtre passe-bas à deux sections formé par L<sub>3</sub>, C<sub>13</sub>, L<sub>4</sub> et C<sub>14</sub>

### Indicateur de puissance HF

Une fraction de la tension HF est prélevée à la sortie de l'amplificateur par l'intermédiaire de C<sub>8</sub>. Elle est appliquée à la diode CR<sub>2</sub> qui délivre après filtrage par C<sub>9</sub> une tension continue proportionnelle à la puissance de sortie. R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub> et R<sub>4</sub> constituent un diviseur de tension où R<sub>4</sub> est un potentiomètre ajustable permettant d'effectuer le tarage de l'appareil de mesure à la puissance maximum. Quoique fournissant une indication relative de la puissance HF, ce dispositif est très utile pour contrôler en permanence le fonctionnement de l'amplificateur.

### REGLAGE

Le montage d'essai est représenté sur la figure 3. Un TOS-mètre est intercalé entre l'émetteur-récepteur et l'entrée de l'amplificateur. D'autre part on branche à la sortie de l'amplificateur

un wattmètre de ligne en série avec la charge de 50 ohms d'antenne. Les divers câbles coaxiaux de liaison du type KX 15 sont munis de fiches de raccordement PL 259. Après avoir placé l'inverseur AM/FM - SSB en position AM/FM, passer en émission et effectuer les réglages suivants :

(1) - Régler C<sub>2</sub> et C<sub>3</sub> au minimum de TOS à la sortie de l'émetteur-récepteur.

(2) - Régler C<sub>6</sub> et C<sub>7</sub> au maximum de puissance à la sortie de l'amplificateur.

(3) Retoucher à plusieurs reprises les réglages successifs indiqués aux paragraphes (1) et (2).

(4) - Régler R<sub>4</sub> pour obtenir environ 3/4 de la déviation totale de l'indicateur de puissance.

Nota : si l'amplificateur HF EP 100 - PX doit être utilisé en conjonction avec un émetteur-récepteur BLU, placer l'inverseur de fonction en position SSB, une fois le réglage terminé.

D.R.B.

Références : Documentation PACE - ELPHORA.



# NOUVEAU VOCABULAIRE DES MAGNÉTOPHONES

(suite voir n° 1450)

Nous donnons ci-dessous la suite du vocabulaire publié dans nos récents numéros.

**VALEUR de E.** — Différence en pouces entre le rayon de la spire extérieure du ruban et celui du bord externe du flasque de la bobine.

**ECHO.** — Répétition d'un son après un certain délai sur les magnétophones, pour obtenir un effet sonore comparable à celui de la réverbération sonore due aux sons réfléchis dans les salles. Le système dit de réverbération artificielle peut être réalisé avec une tête de cellule séparée additionnelle de position variable. La durée de retard dépend de la vitesse de la bande et de la position de la tête. On peut aussi utiliser un système de retard acoustique ou électro-mécanique, à ressort par exemple.

**EDITING** (Expression anglaise signifiant « montage »). — Modification physique de l'enregistrement sur bande destinée à supprimer ou à remplacer certaines parties, en ajouter d'autres qui ne figuraient pas initialement, ou à disposer de façons différentes les parties initiales. La bande magnétique sonore spécialement à une piste et en bobine se prête aisément au montage, car elle peut facilement être coupée ou collée.

**EFFACEUR DE MASSE.** — Appareil utilisé pour effacer une bobine de ruban; généralement, on fait tourner la bobine dans un champ d'effacement à 50 ou 60 Hz, que l'on fait décroître, soit en éloignant la bobine de l'électro-aimant, soit en réduisant la tension d'alimentation de ce dernier.

**EFFACEMENT.** — Processus, par lequel un signal enregistré sur ruban est éliminé et par lequel le ruban est préparé à l'enregistrement. L'effacement peut s'effec-

tuer de deux façons; dans l'effacement par courant alternatif, le ruban est démagnétisé par un champ alternatif dont l'amplitude est réduite à partir d'une valeur initiale élevée; dans l'effacement par courant continu, le ruban est saturé par l'application d'un champ unidirectionnel au départ.

L'effacement par courant alternatif peut être réalisé par le passage du ruban sur une tête d'effacement alimentée en haute fréquence ou en plaçant la bobine entière dans un champ décroissant à 50 ou 60 Hz (effacement de masse). L'effacement par courant continu peut être réalisé par le passage du ruban sur une tête alimentée en courant continu ou sur un aimant permanent; on peut ajouter d'autres opérations à ce dernier processus.

**EFFACEMENT (Champ d').** — L'amplitude initiale minimum d'un champ alternatif décroissant (normalement appliqué dans le sens longitudinal) nécessaire pour réduire le niveau de sortie d'un signal donné d'une certaine proportion.

**EGALISATION.** — Correction des différentes tonalités nécessaires pour assurer les qualités acoustiques normales dans les techniques d'enregistrement et de reproduction. En raison même des caractéristiques de l'enregistrement magnétique et des différents éléments des magnétophones et des chaînes sonores, il est indispensable de modifier la hauteur des signaux sonores appliqués à l'entrée du magnétophone au moment de l'enregistrement, comme de ceux qui sont recueillis à la sortie au moment de la lecture et qui agissent sur le haut-parleur.

Habituellement, il faut favoriser les sons aigus au moment de l'enregistrement et, au contraire, favoriser les sons graves au moment de la reproduction.

**ELONGATION PERMANENTE.** — Pourcentage d'élongation résiduelle d'une certaine longueur de ruban ou de supports après suppression d'une charge donnée appliquée pendant un temps donné, après que l'échantillon soit resté suspendu ensuite pendant un certain temps, librement ou sous une légère charge.

**ELONGATION A LA RUPTURE.** — Elongation relative d'un échantillon ou d'un support à l'instant de la rupture, lorsqu'il a été tiré à une certaine vitesse.

**ENREGISTREMENT ANALOGIQUE.** — Au sens le plus large, l'enregistrement analogique est une méthode d'enregistrement, dans laquelle une caractéristique du courant d'enregistrement, telle que l'amplitude ou la fréquence, varie continuellement d'une façon analogue aux variations dans le temps du signal original. L'enregistrement direct représente généralement un enregistrement analogique, dans lequel des variations continues d'amplitude sont enregistrées linéairement grâce à une polarisation alternative. Il est

tournez la page

infra vous informe

généralement utilisé dans les magnétophones destinés uniquement à l'enregistrement des sons musicaux.

**ENREGISTREMENT PAR PORTEUSE MODULEE.** — Dans plusieurs applications de l'enregistrement, l'information se présente sous forme de porteuse modulée. Des exemples courants sont constitués par la modulation d'amplitude (AM), la modulation de fréquence (FM), la modulation d'amplitude d'impulsion (PAM), la modulation de durée ou de largeur d'impulsion (PDM ou PWM) et la modulation de code d'impulsion (PCM). Les combinaisons de ces techniques de modulation sont aussi utilisées particulièrement sous forme de modulation de fréquence d'une porteuse qui utilise des impulsions, qui sont, elles-mêmes, modulées par l'information (PAM/FM, PDM/FM et PCM/FM).

**ENREGISTREMENT DIGITAL.** — Méthode d'enregistrement, dans laquelle l'information est codée au préalable sous forme digitale. Le plus souvent, un code binaire est utilisé et l'enregistrement se présente sous forme de deux valeurs distinctes de flux résiduel. Dans l'enregistrement « non retour à zéro » (NRZ), le ruban est, soit saturé dans une direction soit dans un état neutre. La méthode la plus fréquemment utilisée en NRZ consiste à représenter un « un » par un changement de polarité du flux, et un « zéro » par une absence de changement.

**ENTREFER (ou fente).** — Distance effective entre les pôles opposés d'une tête magnétique mesurée en micromètres. La longueur varie suivant le type de tête pour effacement, enregistrement ou lecture. Elle est spécialement critique pour les têtes de lecture dans lesquelles une fente fine est nécessaire pour la reproduction des sons de tonalité élevée de courte longueur d'onde. Les têtes d'enregistrement ont généralement des fentes plus larges que celles des têtes de lecture. La fente doit aussi, en général être d'autant plus fine que la vitesse de défilement de la bande est plus réduite.

**ENTREE.** — Partie terminale d'un magnétophone, servant à

recevoir un jack ou une fiche normalisée par l'injection d'un courant électrique dans le préamplificateur relié à la tête magnétique d'enregistrement. L'entrée peut être prévue pour la liaison avec un ou deux microphones, un phono-captur ou un tuner radiophonique. Le niveau de tension du signal d'entrée peut être modifié au moyen d'un atténuateur à bouton rotatif ou à curseur; on peut prévoir également un dispositif mélangeur ou mixer permettant de transmettre les signaux provenant de plusieurs sources sonores, microphones et phono-captur, par exemple, en faisant varier leurs niveaux respectifs.

**ENTREE (Signal d').** — Tension électrique appliquée à l'entrée d'un préamplificateur de magnétophone ou sur la tête magnétique d'enregistrement.

**EPAISSEUR TOTALE.** — Elle est constituée par la somme des épaisseurs du support et de l'enduit magnétique. Cette épaisseur totale détermine la longueur totale du ruban qu'il est possible d'enrouler sur une bobine de diamètre donné ou de placer dans une cassette. Elle détermine ainsi la durée d'enregistrement ou de lecture obtenue avec une bobine ou une cassette.

**ERREUR.** — En enregistrement digital, soit un « drop out », soit une impulsion parasite qui excède une certaine limite; en enregistrement d'instrumentation, une erreur n'a pas de signification précise, mais est définie en fonction des exigences particulières d'un système.

**ERREUR DE REGULARITE.** — Ce sont les variations brèves de l'entraînement d'un tourne-disque ou d'un magnétophone, qui se produisent dans le temps, et se traduisent par un pleurage dans la reproduction sonore. Ces variations ne doivent pas dépasser  $\pm 0,2\%$  selon la norme DIN 45000.

**ETIRAGE.** — Traduction exercée sur un support, généralement à l'aide d'un poids, pour contrôler son élongation permanente ou temporaire dans certaines conditions.

Le préétirage est un traitement

appliqué à une bande magnétique qui augmente sa stabilité dimensionnelle en fonctionnement ou les élongations irrégulières gênantes lorsqu'il y a des variations de charge d'entraînement.

**FACTEUR D'AMORTISSEMENT.** — Le facteur d'amortissement est le rapport entre la résistance interne de l'amplificateur et l'impédance du haut-parleur. Plus ce facteur est grand, meilleure sera la reproduction sonore des enceintes acoustiques par rapport aux phénomènes mécaniques.

**FAIBLE SOUFFLE (Low Noise) (Bandes à).** — Appellation adoptée pour les bandes magnétiques de qualité à enduit magnétique, à cristaux fins et bien polis permettant d'obtenir un rapport signal/bruit très satisfaisant. L'amélioration est de 4 à 5 dB, ce qui rend possible l'enregistrement sur une gamme musicale plus étendue, sans risque d'augmentation du bruit de souffle et d'abaissement de la qualité sonore.

Les caractéristiques additionnelles de ces bandes consistent dans leur bonne sensibilité pour les sons de fréquences élevées et un enduit avec un liant très adhérent, permettant d'éviter l'arrachement des particules d'oxyde et une augmentation de l'usure constatée sur les bandes ordinaires.

**FACTEUR D'AMORTISSEMENT.** — Le facteur d'amortissement est le rapport entre la résistance interne de l'amplificateur et l'impédance du haut-parleur. Plus ce facteur est grand, meilleure sera la reproduction sonore des enceintes acoustiques par rapport aux phénomènes mécaniques.

**FENTE.** — Fente très fine de quelques micromètres de largeur, qui coupe le matériau magnétique de la tête magnétique d'enregistrement de lecture ou d'effacement, détermine la zone d'aimantation ou de désaimantation de la piste correspondante et assure réciproquement la lecture des sons enregistrés. Plus cette fente est fine, mieux on enregistre et on reproduit les sons aigus (voir entrefer).

**FERRIQUE (oxyde de fer).** — Constituant magnétique de la quasi totalité des rubans actuels, sous forme de fines particules aci-

culaires dispersées dans la couche. Le préfixe « gamma » distingue la forme ferromagnétique (structure cristalline à spirale inverse) de la forme non ferromagnétique ou oxyde alpha-ferrique (structure cristalline rhomboédrique). A des températures normales, les constantes magnétiques fondamentales du  $\gamma$  Fe 2 O<sub>3</sub> sont : moment magnétique 75 emu/gm, densité du flux de saturation 4 700 gauss.

**FILTRES.** — Afin de supprimer certains bruits parasites dans les appareils Hi-Fi, des filtres permettent d'atténuer les fréquences aux deux extrémités du spectre sonore, les sons graves par un filtre anti-rumble, les aigus par un filtre antisouffle, sans que la qualité de reproduction sonore en soit affectée. Les fréquences limites se situent entre 50 et 100 Hz pour le filtre des graves et entre 5 et 10 Hz pour le filtre des aigus.

**FILTRE DE PRÉSENCE.** — II

permet d'accentuer les fréquences d'environ 3 kHz, la sonorité est donc meilleure, ce qui est particulièrement important pour la parole et les chants.

**FLUX RESIDUEL.** — Dans un échantillon de substance uniformément magnétisée, produit de l'induction résiduelle par la section transversale. Le flux résiduel indique le niveau de sortie que l'on peut attendre d'un ruban pour les grandes longueurs d'onde.

**FLUX INTRINSÈQUE.** — Produit par un échantillon de matière magnétique uniformément magnétisée de la densité du plan intrinsèque par la surface de la section.

**FORCE COERCITIVE INTRINSÈQUE.** — Intensité du champ magnétisant, pour laquelle la densité de flux intrinsèque est nulle quand un échantillon de matière magnétique est magnétisé symétriquement d'une façon cyclique. Normalement, la force coercitive intrinsèque d'un ruban est mesurée dans la direction de l'orientation avec une valeur de crête de l'intensité du champ magnétisant de 1 000 oe. La force coercitive est l'un des facteurs qui régissent les intensités du champ

ou les courants de tête nécessaires à l'enregistrement, la polarisation, ou l'effacement d'un ruban.

#### FORME DES PARTICULES.

— Les particules d'oxyde Gamma ferrique utilisées dans les rubans de types conventionnels sont aciculaires avec un rapport dimensionnel d'environ 6/1. Les premiers rubans magnétiques comportant des particules d'oxyde Gamma ferrique avaient une force coercitive d'environ 100 oe seulement. L'utilisation de particules aciculaires augmente l'anisotropie en créant une force coercitive d'environ 250 oe.

#### FORCE D'ÉLONGATION LIMITÉE.

— Force par unité de section transversale nécessaire pour déterminer la rupture d'un ruban ou une longueur de support donnée, en général en livres par pouce carré (psi); elle peut être également en livres par échantillon d'une certaine largeur et de support d'une certaine épaisseur.

#### FRÉQUENCE (Modulation de).

— Procédé de modulation d'un signal ou d'une onde électrique, qui consiste à faire varier la fréquence du signal porteur en correspondance avec les variations des courants musicaux. La méthode est adoptée sur les magnétophones pour assurer l'enregistrement de signaux particuliers, dans la technique ou dans l'industrie. Le procédé modifié permet sous la forme dite multiple, d'assurer la transmission des émissions stéréophoniques des deux canaux sonores avec une même émission, transmise par un seul poste émetteur, et reçue au moyen d'un seul dispositif récepteur.

**FRÉQUENCE.** — Cadence de répétition d'un phénomène cyclique exprimé en hertz (Hz) ou milliers de Hz (kHz). Par convention, les fréquences musicales basses s'étendent de 20 à environ 200 Hz. Les sons aigus correspondent aux fréquences les plus élevées du spectre sonore et peuvent s'étendre depuis 2 ou 3 kHz aux fréquences limites d'audibilité, c'est-à-dire 18 à 20 kHz.

#### FRÉQUENCE (Réponse en).

— Variation de la sensibilité en fonction de la fréquence du signal. En principe la réponse en fréquence d'un ruban donné s'exprime en dB par rapport à celle d'un ruban de

référence mesurée dans les mêmes conditions. On peut donc tracer pour chaque appareil une courbe, dite de réponse en fréquence, qui indique la variation d'intensité; la réponse est dite plate, lorsque la réponse en fréquence ne varie pas de plus de  $\pm 3$  dB de 50 à 15 000 Hz.

La réponse en fréquence montre la possibilité, pour le magnétophone, de reproduire tous les sons musicaux qu'on lui transmet, en conservant l'équilibre initial nécessaire entre les sons graves, médium et aigus.

**GAIN.** — Augmentation du signal sonore assuré par l'amplificateur entre les niveaux d'entrée et de sortie; le gain peut être réglable en agissant sur le bouton ou curseur de commande du potentiomètre du volume contrôle. Il peut être également déterminé automatiquement par un montage électronique sur les magnétophones automatiques, ce qui évite tout réglage au moment de l'enregistrement, le gain variant automatiquement suivant l'intensité des sons appliqués sur le microphone.

**GAUSS.** — Unité G.S. de densité de flux magnétique égale à 1 maxwell par centimètre carré.

**GALET PRESSEUR.** — Dispositif qui applique la bande magnétique en contact intime avec le cabestan en l'appliquant généralement directement sur celui-ci au moyen d'un ressort. Le galet presseur est normalement caoutchouté avec une matière assez dure, appuyé fermement de manière à éviter les glissements, à assurer régulièrement l'entraînement de la bande provenant de la bande débitrice et qui passe sur les têtes magnétiques vers la bobine réceptrice à une vitesse uniforme. La surface du galet doit être maintenue constamment très propre.

**GUIDES (de la bande).** — Axes portant des rainures ou galets rotatifs montés de chaque côté des têtes magnétiques et entre elles pour assurer la position correcte de la bande magnétique à son passage sur les fentes des têtes d'enregistrement et de lecture.

**GAUCHISSEMENT.** — Altération de la forme circulaire du bobinage de bande qui peut provenir de la combinaison d'une tension de bobinage incorrecte et de conditions défectueuses de stockage.

**GLISSEMENT PAR INERTIE.** — Glissement longitudinal entre les spires d'un bobinage ce bande magnétique quand le déroulement de la bande est accéléré ou freiné.

#### HARMONIQUE (distorsion).

— Distorsion caractérisée par l'apparition dans le signal de sortie d'harmoniques parasites de la fréquence fondamentale. Elle est habituellement exprimée en pourcentage du signal de sortie.

**HARMONIQUE.** — Sons additionnels, dont la fréquence est multiple de la fréquence fondamentale. Dans les magnétophones à polarisation alternative, bien équilibrés, seuls les harmoniques d'ordre impair et surtout le troisième sont produits par le dispositif d'enregistrement et leur amplitude est faible.

**HI-FI.** — Hi-Fi est l'abréviation du terme anglais « High Fidelity » c'est-à-dire « Haute-Fidélité ». Cette expression ne s'applique que lorsque l'enregistrement ou la reproduction s'approche le plus de l'original. En effet, au niveau de la technique actuelle, seuls les appareils qui reproduisent les sons sans distorsion, sans coloration et sans parasite, ont droit au label « HI-FI ». La norme Hi-Fi DIN 45500 spécifie les conditions minimales exigées pour tout appareil HI-FI. Les caractéristiques indiquées par le constructeur et basées sur les normes précitées, permettent au premier abord de juger un appareil, mais seule l'écoute est déterminante au moment du choix.

#### HYPERBOLIQUE (tête).

— Tête magnétique dont la face frontale présente une forme hyperbolique de façon à réduire la surface de frottement et à réduire la tension de la bande nécessaire pour assurer un bon contact tête-bande.

**Hz.** — Abréviature normalisée de hertz, unité de fréquence qui a remplacé le cycle par seconde et la période.

**IMPÉDANCE.** — Résistance au passage d'un courant alternatif dans un circuit électrique dit à haute ou basse impédance, mais généralement évaluée en ohms ou milliers d'ohms (mégohms). Cette caractéristique est habituellement utilisée pour évaluer les caractéris-

tiques d'entrée et de sortie de différents éléments électro-acoustiques, de façon à les adapter dans les meilleures conditions les uns aux autres.

Il en est ainsi pour les microphones, les phonocapteurs, les magnétophones et les haut-parleurs. La perte de puissance ou une altération des sons de différentes fréquences peut résulter d'une inadéquation des impédances entre deux éléments de la chaîne sonore.

#### INDUCTION RÉSIDUELLE.

— Induction magnétique, pour laquelle l'intensité du champ magnétisant est nulle, lorsqu'un échantillon de substance magnétique se trouve dans des conditions de magnétisation cyclique symétrique. Normalement, l'induction résiduelle d'une bande est mesurée dans la direction d'orientation avec un champ magnétisant alternatif d'une amplitude de 1 000 oe. L'induction résiduelle est significative du niveau de sortie que l'on peut attendre d'un ruban pour les courtes longueurs d'onde.

#### INDUCTION DE SATURATION.

— Densité de flux intrinsèque maximale dans un échantillon de substance magnétique. L'induction de saturation est asymptote à la densité de flux intrinsèque, lorsque l'intensité du champ magnétisant augmente. Une intensité de champ magnétique supérieure à 5 000 oe est nécessaire pour une mesure précise de l'induction de saturation d'un ruban.

#### INTERMODULATION (distorsion d').

— Distorsion résultant de la production par deux ou trois sons purs de sons parasites, dont les fréquences correspondent aux sommes et aux différences des sons initiaux et de leurs harmoniques. Le défaut de linéarité est caractérisé par l'apparition dans le signal de sortie de fréquences égales à la somme et à la différence des multiples intégrés des fréquences composant le signal d'entrée. C'est une distorsion du son original par interaction de plusieurs sons différents. L'intermodulation est indiquée en pourcentage, les spécifications DIN 45500 stipulent que les fréquences de mesure à 250 Hz et 8 kHz doivent se situer dans un rapport d'amplitude de 4/1. L'intermodulation d'un amplificateur Hi-Fi ne doit pas dépasser 3 %.

RS

(à suivre)

# UN DÉCLENCHEUR PHOTO-ELECTRIQUE SIMPLE

**N**OUS avons eu l'occasion de décrire un grand nombre de déclencheurs photo-électriques dans nos colonnes, mais ces montages suscitent un grand intérêt auprès des amateurs débutants. Nous essayons cependant de sélectionner des montages originaux et différents, du moins au niveau de l'utilisation des composants.

De toute façon, il est toujours intéressant et utile, même pour un amateur chevronné, de disposer de plusieurs schémas de principe d'un même dispositif, afin de pouvoir en tirer le meilleur parti suivant les conditions d'utilisations envisagées.

Le relais photo électrique que nous vous proposons, dont le schéma de principe a été tiré de la revue « Transistor » n° 60 d'avril 1974, a fait l'objet d'une commercialisation à l'étranger sous forme de kit, dont les utilisateurs ont été très satisfaits.

Les déclencheurs photo électriques (ou relais photo électriques) ouvrent un vaste champ d'applications. La simplicité du montage incitera sans nul doute un grand nombre de débutants à entreprendre ce montage.

## LE SCHÉMA DE PRINCIPE

La figure 1 donne le schéma de principe du montage en question. Le cœur du montage fait appel à un trigger de Schmitt, constitué de deux transistors NPN.

L'élément clé reste évidemment la cellule photo-résistante. Cette dernière du type LDR 03 ou LDR 05, voit sa résistance varier en fonction de l'intensité lumineuse qui la frappe.

Dans l'obscurité, la valeur de la résistance atteint le mégohm, tandis qu'en présence d'un faisceau lumineux elle tombe à quelques centaines d'ohms.

Cette cellule photo-résistante est alors placée dans le circuit de base du premier transistor.

Le trigger de Schmitt est un type de schéma très couramment employé en électronique. Il s'agit d'un basculeur bistable, commandé par le passage du potentiel de l'une des électrodes du montage par une valeur bien déterminée appelée seuil.

Le basculement dépend de la valeur de la tension appliquée à la base du transistor  $T_1$ . Si on fait varier cette tension sur la base, le trigger de Schmitt changera d'état dès que la tension de seuil déterminée sera dépassée.

Cette tension de seuil peut être

déterminée à l'aide de l'élément variable  $R_2$ , afin d'assurer un bon fonctionnement du dispositif quelles que soient les conditions de lumière ambiante.

Ainsi, lorsque la cellule photo-résistante n'est pas frappée par un faisceau lumineux, la base du transistor  $T_1$  est polarisée positivement par les résistances  $R_1$  et  $R_2$ , puisque la valeur de la résistance de la LDR est très importante.

Il en résulte que le transistor  $T_1$  est saturé ou conducteur et que son espace émetteur-collecteur se comporte comme un court-circuit, ce qui a pour effet de bloquer le transistor  $T_2$ , dont le cir-

cuit collecteur est chargé par l'enroulement du relais de commande. Les contacts du relais sont en conséquence « au repos ».

En présence d'un faisceau lumineux, le potentiel de base du transistor  $T_1$  se rapproche de celui de son émetteur, grâce à la valeur de la résistance de la LDR devenue faible. Le transistor  $T_1$  est alors bloqué, ce qui a pour conséquence de libérer le potentiel de base du transistor  $T_2$ , qui devient positif.

Dans ces conditions, le transistor  $T_2$ , devenu conducteur, les enroulements du relais terminal sont traversés par un courant et les contacts « se ferment ».

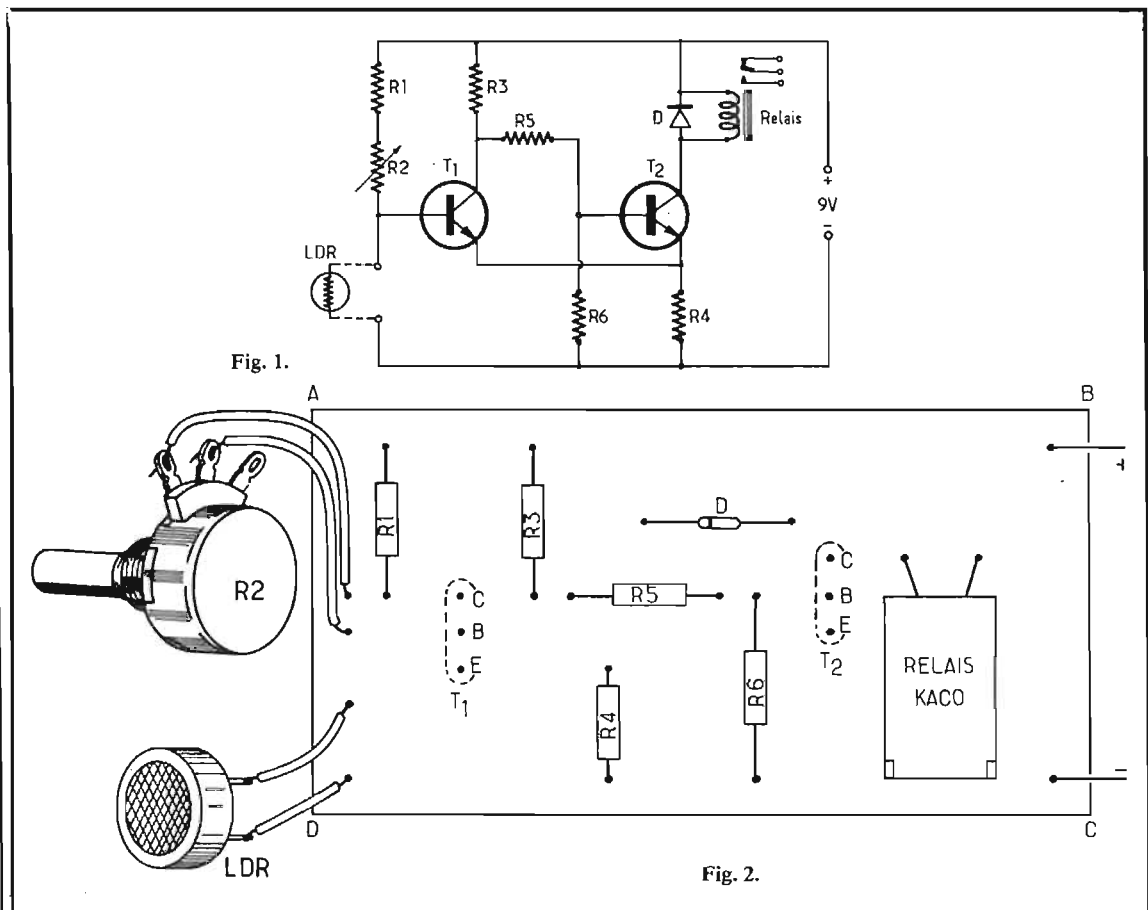


Fig. 1.

Fig. 2.

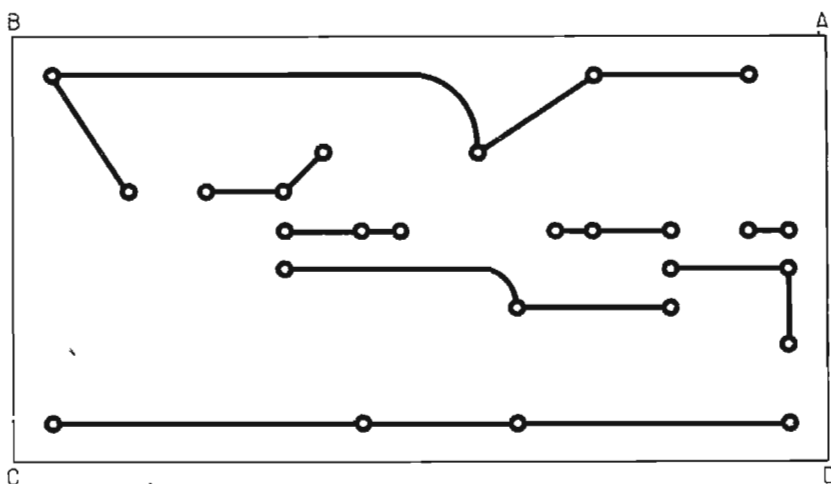


Fig. 3.

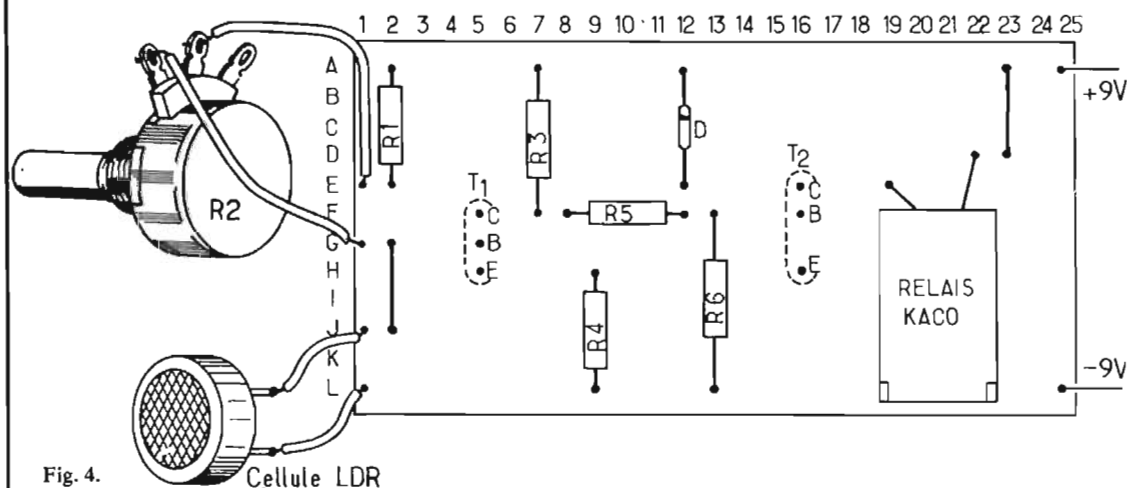


Fig. 4.

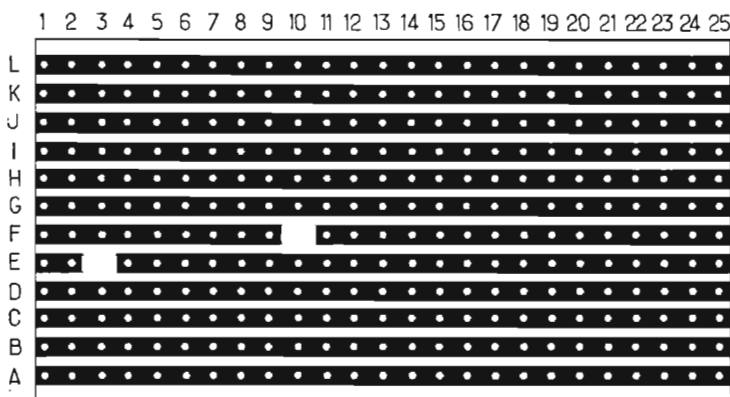


Fig. 5.

### LISTE DES COMPOSANTS

R <sub>1</sub>	= 10 kΩ (marron, noir, orange).
R <sub>2</sub>	= potentiomètre 50 kΩ, variation linéaire.
R <sub>3</sub>	= 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge).
R <sub>4</sub>	= 47 Ω (jaune, violet, noir).
R <sub>5</sub>	= 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge).
R <sub>6</sub>	= 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge).
D	= BY 126, BY 127, 1 N 4007.
T <sub>1</sub>	= BC 107, 2 N 930, BC 108, BC 109.
T <sub>2</sub>	= 2 N 2222, 2 N 1711, AC 187, AC 127, 2 N 1613.
Relais	= type télécommande Kaco 300 Ω.
Cellule	= LDR 03, LDR 05 (R.T.C.).

La diode D placée en parallèle sur les enroulements du relais, évite les surtensions possibles qui risqueraient de détruire le transistor T<sub>2</sub>.

Pour l'alimentation, il suffira d'employer deux piles plates de 4,5 V de tension, montées en série.

### RÉALISATION PRATIQUE

Pour la réalisation pratique, on peut utilement avoir recours à une plaquette perforée M BOARD, avec ou sans cuivre.

On peut par exemple utiliser une plaquette M 34, d'une dimension de 100 × 55 mm. Cette plaquette est régulièrement perforée au pas de 5,08 mm.

La figure 2 présente une implantation possible des éléments sur le support en question. Tous les composants y sont disposés à plat. Le relais du type télécommande KACO 300 Ω ne tient que par ces connexions de sortie. Les contacts seront directement exploités sur les cosses de sortie. Pour parfaire le maintien de ce petit relais, on pourra coller son boîtier plastique sur la plaquette.

La figure 3 donne les diverses liaisons à effectuer sous la plaquette à l'aide de l'excédent des connexions. Nous n'avons représenté que les trous de la plaquette traversés par un élément, si bien que ces figures peuvent servir pour la réalisation d'un véritable circuit imprimé en adoptant les points de perçage indiqués et le dessin du circuit imprimé.

Les phases d'exécution d'un circuit imprimé deviennent de moins en moins laborieuses, grâce aux stylos spéciaux et produits d'un prix très abordable.

La figure 4 montre le schéma d'implantation possible des composants sur une plaquette M BOARD à lignes conductrices parallèles M 19. Cette figure démontre parfaitement l'aspect pratique d'utilisation par comparaison avec le véritable circuit imprimé.

La plaquette M 19, comporte 12 bandes conductrices repérées à l'aide des lettres A à L. Ces bandes sont régulièrement perforées de 25 trous numérotés de 1 à 25, de la gauche vers la droite.

La disposition des éléments se rapproche de celle de la précédente plaquette. Il conviendra de ne pas omettre de placer les straps de liaison en G<sub>2</sub>, J<sub>2</sub>, et A<sub>23</sub>, D<sub>23</sub>.

La figure 5 précise les deux seules interruptions de bandes conductrices à effectuer sous la plaquette.

Le potentiomètre R<sub>2</sub> et la cellule LDR seront montés extérieurement à la plaquette, afin de pouvoir être déportés dans le cas d'insertion du montage dans un coffret ou boîtier.

Pour l'utilisation, il suffira de tourner lentement le potentiomètre R<sub>2</sub> jusqu'à ce que le relais colle. On reviendra alors en arrière jusqu'à ce que le relais décolle, le dispositif étant placé au cours de cette manœuvre à la lumière ambiante.

# VIBRATO POUR APPAREILS DE MUSIQUE ELECTRONIQUE

**N**OUS avons eu l'occasion de décrire quelques montages de petits instruments électroniques de musique, orgue simplifié, générateur de notes, etc. Il peut s'avérer intéressant et amusant d'améliorer les performances de ces appareils en branchant sur leur sortie BF, avant l'amplification un petit dispositif vibrato très efficace.

Le montage en question dispose d'une entrée et d'une sortie, il suffit en conséquence, de l'insérer entre la sortie du générateur de notes et l'amplificateur BF.

La tension d'alimentation de ce vibrato est de 15 V, sa consommation de 0,4 mA. La fréquence de modulation en amplitude est réglable de 1 à 9 Hz ce qui justifie son appellation vibrato, puisque la fréquence d'un dispositif trémolo est plus grande.

Cette profondeur de modulation en amplitude peut atteindre 50%. Par ailleurs sa simplicité met ce montage à la portée de tous.

## LE SCHEMA DE PRINCIPE

La figure 1 donne le schéma de principe général de ce dispositif vibrato qui a été tiré de l'excellente revue Funk-Technik (n° 23).

Le premier transistor  $T_1$ , monté en oscillateur à réseau déphaseur RC, constitue le cœur du montage. La fréquence de cet oscillateur est rendue réglable à l'aide du potentiomètre  $P_1$ .

L'utilisation d'un réseau résistance-capacité déphaseur nécessite un amplificateur de gain élevé. C'est la raison pour laquelle le premier transistor outre son gain élevé ( $\beta > 150$ ) est monté en amplificateur à émetteur commun.

La résistance  $R_3$ , de  $1\text{M}\Omega$  assure une polarisation efficace, elle est disposée entre la base et le collecteur du transistor  $T_1$ .

Toutefois, et afin de satisfaire les conditions d'impédances d'entrée et de sortie du montage émetteur commun, la valeur des condensateurs  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  va en décroissant pour conserver un produit RC à peu près constant.

La forme de la tension de sortie disponible au niveau du collecteur du transistor  $T_1$ , grâce à une résistance de charge  $R_6$ , est sinusoïdale. On peut du reste calculer rapidement la fréquence de l'oscillateur à l'aide de la relation simplifiée :

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{3}}$$

c'est-à-dire avec les valeurs adoptées sur le montage environ 5 Hz. La fréquence la plus élevée sera produite au moment où la valeur de  $P_1$  sera la plus faible.

Un condensateur plaquette de 68 nF  $C_4$  permet de transmettre ce signal au potentiomètre de profondeur de l'effet vibrato  $P_2$ .

Il s'agit d'un modèle de 500 k $\Omega$  à variation linéaire dont le curseur est directement relié à la base du transistor suivant  $T_2$ .

Ce dernier transistor agit en fait comme un commutateur. En effet, pour toutes les alternances négatives du signal sinusoïdal, le transistor en question se comporte

comme un interrupteur jouant le rôle d'une résistance très élevée vis-à-vis de la résistance  $R_4$  insérée entre l'entrée et la sortie du générateur de notes.

En d'autres termes, il ne se produit aucune influence entre le signal de sortie et le dispositif inséré.

En revanche sur les alternances positives, le transistor  $T_2$  se sature puisqu'il s'agit d'un type NPN et dans ces conditions les résistances  $R_4$  et  $R_5$  constituent un diviseur de tension.

Le signal de sortie transmis à l'amplificateur varie en amplitude à un rythme correspondant à la

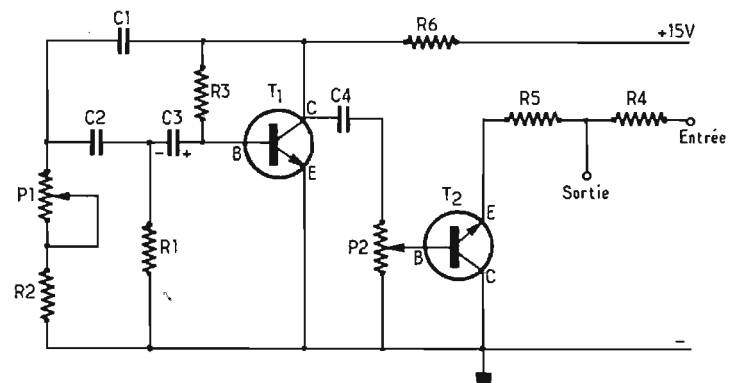


Fig. 1.

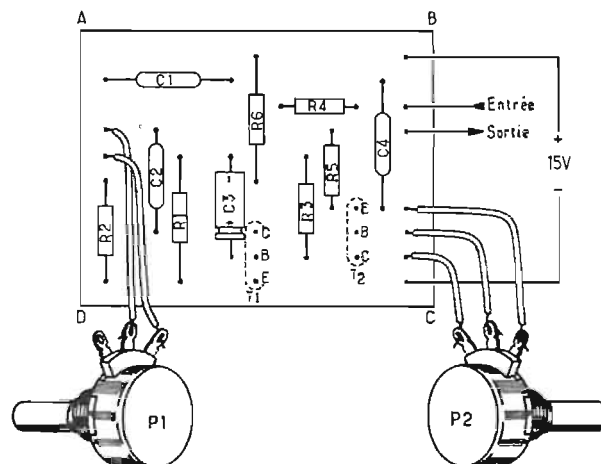


Fig. 2



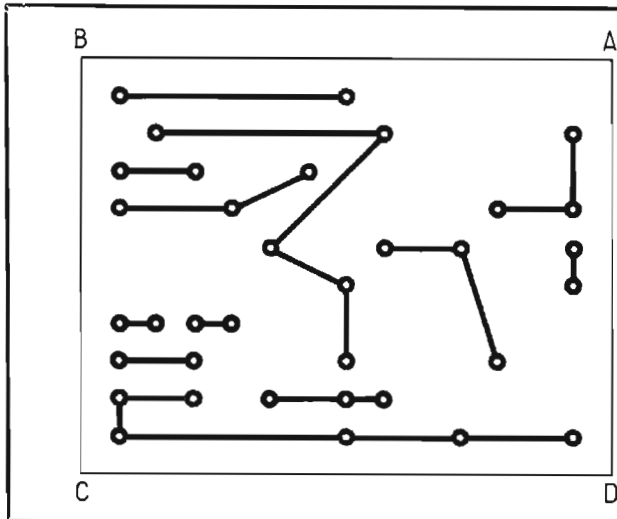


Fig. 3.

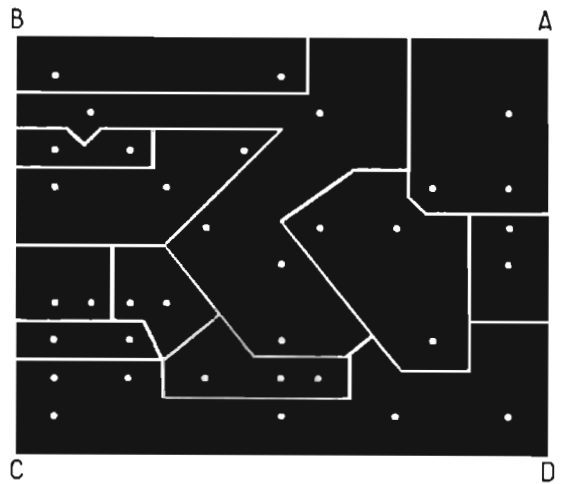


Fig. 4.

fréquence de l'oscillateur. En réalité, le potentiomètre  $P_2$  permet de modifier surtout le pourcentage de modulation, c'est-à-dire l'intensité ou la profondeur de l'effet vibrato jusqu'à environ 50 %.

Enfin l'alimentation du montage peut s'échelonner de 12 à 15 V. Pour des tensions inférieures, il conviendrait de réduire la résistance  $R_6$  à 15 k $\Omega$ .

### RÉALISATION PRATIQUE

Pour la réalisation pratique de ce petit montage on peut essayer d'exécuter un véritable circuit imprimé avec toutes les phases d'exécution que nécessite cette méthode.

On peut se servir d'une plaquette de verre époxy de faibles dimensions, d'environ 55 x 70 mm. La figure 2 propose une implantation possible des éléments sur la plaquette. Tous les composants sont disposés à plat. Les deux potentiomètres  $P_1$  et  $P_2$  seront montés extérieurement.

La figure 3 donne le dessin du circuit imprimé à l'échelle. On peut en conséquence directement utiliser cette figure pour le tracé du circuit imprimé. Les bandes cuivrées de liaison pourront bien entendu être plus épaisses et effectuées à l'aide d'un stylo spécial pour plus de facilité.

A l'aide de ces figures 2 et 3, il est possible d'employer comme support de montage une plaquette M Board M 34 sans cuivrage. Cette plaquette de 55 x 100 mm pourra être taillée à la dimension adéquate.

### LISTE DES COMPOSANTS

- $R_1$  = 4,7 k $\Omega$  (jaune, violet rouge).
- $R_2$  = 270  $\Omega$  (rouge, violet, marron).
- $R_3$  = 1 M $\Omega$  (marron, noir, vert).
- $R_4$  = 100 k $\Omega$  (marron, noir, jaune).
- $R_5$  = 39 k $\Omega$  (orange, blanc, orange).
- $R_6$  = 27 k $\Omega$  (rouge, violet, orange).
- $P_1$  = 5 k $\Omega$  potentiomètre, variation linéaire.
- $P_2$  = potentiomètre 500 k $\Omega$  variation linéaire.
- $C_1$  = 0,47  $\mu$ F plaquette Cogéco.
- $C_2$  = 1  $\mu$ F plaquette Cogéco.
- $C_3$  = 2,5  $\mu$ F/15 V.
- $C_4$  = 68 nF plaquette Cogéco.
- $T_1$  = BC 107 B, BC 107 C (gain > 150), 2 N 930.
- $T_2$  = BC 107, BC 107 B, BC 107 C, BC 109, 2 N 2222, 2 N 1613.

Les diverses liaisons entre les composants seront alors effectuées à l'aide de l'excédant des connexions de sortie des composants utilisés. L'implantation des éléments reste valable puisque la plaquette est régulièrement perforée au pas de 508 mm.

Les amateurs beaucoup plus « pressés », peuvent avoir recours toujours à une plaquette de verre époxy pour circuit imprimé, mais sans avoir à dessiner le circuit imprimé proprement dit.

En effet, il leur suffira après perçage du passage des connexions des éléments, de graver directement à l'aide d'un foret, d'une perceuse miniature, d'un outil tranchant, divers canaux en suivant le dessin de la figure 4. Cette méthode de circuit imprimé à l'anglaise présente de nombreux avantages quant au côté rapidité de la réalisation pratique.

Les traits représentés sur le dessin constituent les canaux de séparations entre les parties cuivrées et non le dessin d'un circuit imprimé comme sur la figure 3.

Côté utilisation et mise au point, il suffira en fonction du générateur de note, de son impédance de sortie ou de ses caractéristiques, de jouer sur les valeurs des résistances  $R_4$  et  $R_3$  (surtout  $R_4$ ).

5<sup>e</sup> édition, entièrement refondue



### TECHNIQUE NOUVELLE DU DÉPANNAGE DES RADIORÉCEPTEURS

par R.A. RAFFIN

Les radiorécepteurs neufs, sortant d'usine, sont maintenant tous équipés exclusivement de semi-conducteurs. Pour cette raison, nous avons estimé qu'il était nécessaire de moderniser et même de refondre totalement notre traité sur le dépannage des radiorécepteurs : tout ce qui se rapportait aux lampes a été délibérément supprimé ; et naturellement, le dépannage et la mise au point des appareils à semi-conducteurs, transistors, circuits intégrés, etc., ont été considérablement développés.

C'est donc davantage un livre entièrement nouveau qu'une édition nouvelle.

#### Principaux chapitres :

Rappel de quelques notions fondamentales indispensables — Les résistances et les condensateurs utilisés dans les récepteurs — L'installation mécanique du Service-Man — Quelques mesures ou déterminations faciles à exécuter — Principes commerciaux du dépanneur — Principes et méthodes techniques du dépannage — L'oscilloscope et le Service-Man — L'alignement des récepteurs — Ce que doit savoir un radio-dépanneur — Réparations des tourne-disques, pick-up, électrophones, chaînes Hi-Fi.

Un volume broché, format 15 x 21, 256 pages, sous couverture quadrichromie, pelliculée, nombreux schémas : 35 F.

En vente à la

**LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**

43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS

Tél. : 878-09-94/95 - C.C.P. 4949.29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 10 % pour frais d'envoi à la commande)

## III~ LES MONTAGES D'ESSAI

**L**A réalisation d'un montage électronique peut s'envisager de plusieurs façons :

— Lorsqu'on est absolument certain d'obtenir un résultat valable, car le montage a déjà été étudié et mis au point avec soin et s'est révélé tout à fait reproductible : tel est le cas de la plupart des kits sérieux vendus dans le commerce accompagnés d'une notice de construction détaillée. Il ne doit alors apparaître aucun problème si l'on a suivi, à la lettre, les indications données par le constructeur, et, s'il s'avérait que les résultats attendus n'étaient pas atteints, il est toujours possible de demander conseil ou aide auprès du vendeur qui ne les refusera pas s'il est consciencieux.

— Lorsqu'il s'agit de faire une « approche prudente » à partir d'un schéma relevé dans une revue, un ouvrage technique ou simplement imaginé ou calculé par l'amateur, on utilisera un montage d'essai pour tout ou partie de l'appareil dont on désire entreprendre la construction. Ce

n'est que lorsque le fonctionnement correct de ce montage aura été reconnu que l'on entreprendra, de préférence avec les mêmes composants, la réalisation du montage en version définitive.

L'emploi de cette dernière méthode, qui pourra paraître laborieuse à certains, constitue cependant une solide garantie de bons résultats finaux. Elle sera donc utilisée le plus souvent possible, d'autant qu'elle permettra souvent de réaliser des économies en évitant les dangereux tâtonnements de mise au point sur un montage définitif qui entraîne parfois des destructions de composants ou de câblage imprimé. Il est, en effet, des cas où le réglage de la polarisation d'un transistor, de la fréquence d'un filtre, la mise au point d'une bascule etc., nécessitent l'essai successif de plusieurs composants passifs ou actifs. Il en est de même pour la recherche de l'amélioration d'un montage existant ou de l'adaptation d'un circuit dont, seul, le principe aura été relevé dans la presse technique.

Puisqu'un montage d'essai doit ressembler le plus possible au montage définitif, on peut penser que sa configuration ne peut être définie qu'en fonction de ce dernier, et qu'il faille élaborer autant de montages d'essai que de types d'appareils à réaliser.

Il y a lieu de considérer, cependant, qu'il existe un grand nombre de points communs entre tous les montages à exécuter, en particulier :

— ils utilisent presque tous des transistors à trois électrodes comme éléments actifs,

— la majorité d'entre eux font appel à des semi-conducteurs au silicium à alimentation positive, rarement plus de 4 à 5 en cascade,

— les résistances couramment utilisées ont toutes à peu près les mêmes dimensions,

— etc.

Toutes ces considérations militent en faveur de la constitution d'un ou plusieurs supports de montage qui permettront de réaliser la plupart des câblages d'essai dans des conditions satisfaisantes

d'accessibilité avec une grande économie de moyens et la faculté de pouvoir récupérer les composants sur le montage essayé.

### SUPPORTS DE CABLAGE SANS SOUDURES

Certains constructeurs ont commercialisé des supports aptes à remplir le rôle de montages d'essais universels, sans l'utilisation de soudure.

Le principe en est simple : une planche isolante comporte, suivant une trame appropriée, un nombre élevé de trous à travers lesquels il est possible de coincer toutes les connexions du câblage dans des pinces à ressort assurant un très bon contact.

Certains de ces montages, réservés aux bureaux d'études et laboratoires surtout spécialisés dans les applications de la microélectronique, sont très élaborés et comportent leurs propres alimentations. Ils ne correspondent pas aux besoins (ni aux moyens...) des amateurs.

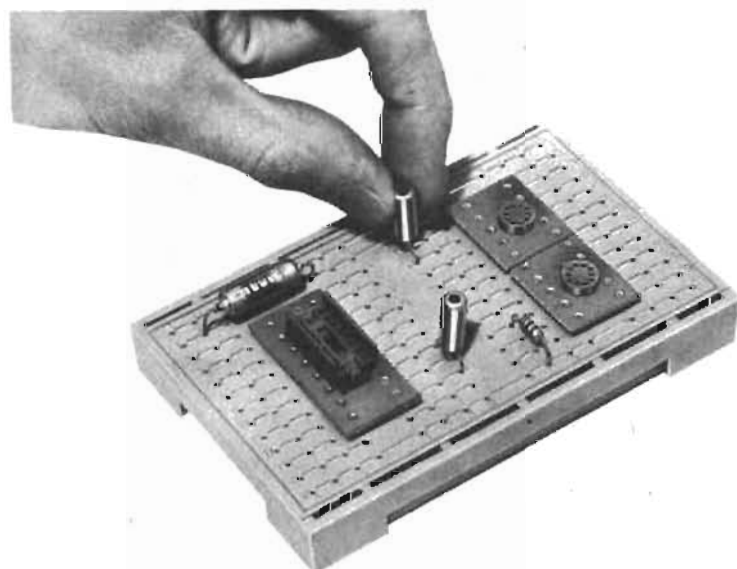


Fig. 1. — Boîte de circuit connexion D.E.C.

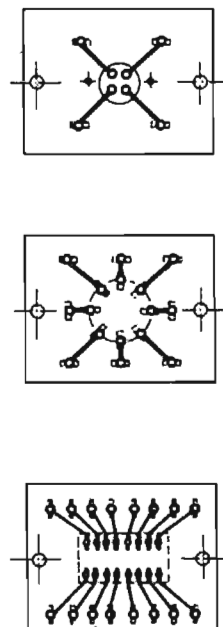


Fig. 2. — Modules de câblage pour semi-conducteurs.

Basés sur un principe identique, des supports de câblage sans soudeure ont été mis au point et commercialisés à des prix plus abordables pour une utilisation plus banale mais en conservant des caractéristiques intéressantes. C'est le cas des boîtes de « Circuit Connexion » D.E.C. (Sieber Scientific S.A., 103, rue du Maréchal Oudinot, 54000 Nancy), dont les contacts supportent un courant de 5 A avec une résistance inférieure à 10 millièmes d'ohm, l'isolation est supérieure à 100 MΩ, la capacité n'excède pas 0,6 pF et les tensions peuvent atteindre 1 000 V entre deux contacts adjacents (Figure 1). Un certain nombre d'accessoires permettent l'utilisation de circuits intégrés sous différentes présentations.

L'utilisation d'une telle boîte peut, évidemment, rendre de précieux services pour la mise au point d'une maquette : la réalisation du câblage est très rapide, l'accessibilité est excellente et la récupération des composants qui n'auront pas subi l'épreuve du fer à souder peut s'effectuer dans les meilleures conditions.

#### MODULES MINIATURES EN CABLAGE IMPRIME

Il peut s'avérer intéressant, pour constituer un câblage d'essai, d'assembler un certain nombre de sous-ensembles supportant eux-mêmes des composants actifs ou passifs. On peut ainsi obtenir une disposition relative de ces sous-ensembles, qui soit proche d'une réalisation définitive pour laquelle la longueur des interconnexions doit être réduite le plus possible. Cette solution est proposée par Les Equipements Scientifiques, 35, Chemin des Roses, 92150 Suresnes, sous le nom d'éléments « Mini-Mount ».

Ce sont de petites plaquettes de forme et de câblage différents, pouvant recevoir la plupart des composants habituels qui doivent être montés, soudés, du côté cuivre, l'autre face, auto-collante, permettant de fixer les plaquettes sur une surface d'assemblage. Ces éléments peuvent aussi bien convenir à la réalisation de montages définitifs, qu'à celle des maquettes. On peut toutefois leur reprocher que l'autocollage et les soudures répétées limitent forcément le nombre d'opérations sur une même plaquette.

Les lecteurs intéressés par ces montages ainsi que par les boîtes sans soudeure peuvent consulter avec profit L'Electronique Prati-

que (n° 1443 et la suite) qui consacrer une série d'articles à ces sujets.

Dans le même ordre d'idées, et pour obtenir des supports très robustes, on peut réaliser des plaquettes soi-même en s'inspirant des dessins de la figure 2. Ce sont de petits circuits de 35 x 45 mm dont on aura adapté le câblage aux composants qu'ils auront à supporter. C'est ainsi que nous avons représenté un module pour support de circuit intégré DIL 14 ou 16 broches, un circuit pour TO99, un autre pour support de transistor genre TO12, TO18, TO46, etc. Il est évidemment possible d'en imaginer une foule d'autres, notamment pour recevoir des composants passifs.

Tous ces modules ont en commun leur mode de fixation par vis écrous et entretoises de 5 x 5 mm sur une base de tôle perforée au pas de 10 x 10 mm. L'utilisation de supports à pinces de bonne qualité pour les semi-conducteurs permettra des remplacements faciles (tri, essai). Les sorties de chaque module sont constituées de cosses spéciales pour câblage imprimé (genre cosses pour connecteurs Faston Y205 ou équivalents). Les interconnexions sont réalisées après fixation des plaquettes sur le support de base.

#### UN SUPPORT DE CABLAGE A RÉALISER SOI-MÊME

Pour tous les montages réalisés avec des transistors de faible puissance, ce qui est le plus souvent le

cas, on peut constituer un support de câblage réutilisable assez simple et très économique, comme indiqué sur la figure 3.

Il est constitué par une plaque d'aluminium ou de duralumin de 75 x 200 mm et de 1,5 ou 2 mm d'épaisseur, percée pour recevoir 6 supports de transistor et trois rangées de bandes relais.

Les cosses à souder des supports  $T_1$  à  $T_6$  et des relais de câblage sont dirigés vers le haut. Des entretoises disposées sur la face inférieure permettent de poser le support sur une table, même si des transistors sont enfilés sur les supports.

Les cosses des supports de transistors sont réunies de façon permanente aux cosses voisines des relais comme indiqué sur la figure.

Le câblage d'un montage se réalisera facilement en utilisant également les cosses libres isolées des relais ainsi que les fixations (masses).

Si nécessaire, on pourra monter une plaque support supplémentaire pour des commutateurs, potentiomètres, etc., en la fixant à angle droit sur la plaque du support principal au moyen d'équerres, par exemple.

Pour ceux qui souhaiteraient réaliser un montage encore plus économique, indiquons une méthode très simple qui consiste à garnir une planchette de bois de pointes en laiton de 10 ou 15 mm de long et de 1 à 1,5 mm de diamètre, à moitié enfoncées dont on aura coupé les têtes à 5 mm de la planche.

Le câblage sera réalisé en soudant composants et connexions entre les clous qui constitueront autant de relais. Les masses pourront être réunies à une tresse de cuivre étamé ou une bande de clinquant directement clouée sur la planchette.

Si l'on a pris la précaution de bien étudier la disposition des clous de laiton, on sera surpris des résultats que l'on pourra obtenir par ce procédé même avec des montages relativement complexes. Quant au prix de revient, il est difficile d'en obtenir un plus bas!

#### LES CIRCUITS IMPRIMÉS SPÉCIAUX

Lorsqu'on veut obtenir rapidement un montage en câblage imprimé sans avoir à exécuter les classiques opérations de report de dessin sur cuivre, d'attaque et d'usinage, on peut utiliser un circuit imprimé spécial dont la configuration se prête à l'exécution d'un montage d'essai, aussi bien, dans certains cas, qu'à celle du montage définitif.

On peut classer, dans cette catégorie, deux types de circuits :

— les plaques multi-perforées dont les trous sont garnis de pastilles séparées. La technique de câblage consiste à se servir de ces trous cuivrés comme relais de câblage en enfilant plusieurs connexions sur un même trou puis en soudant l'ensemble sur la pastille. Cette disposition permet une exécution rapide mais se prête mal au changement de composants, on

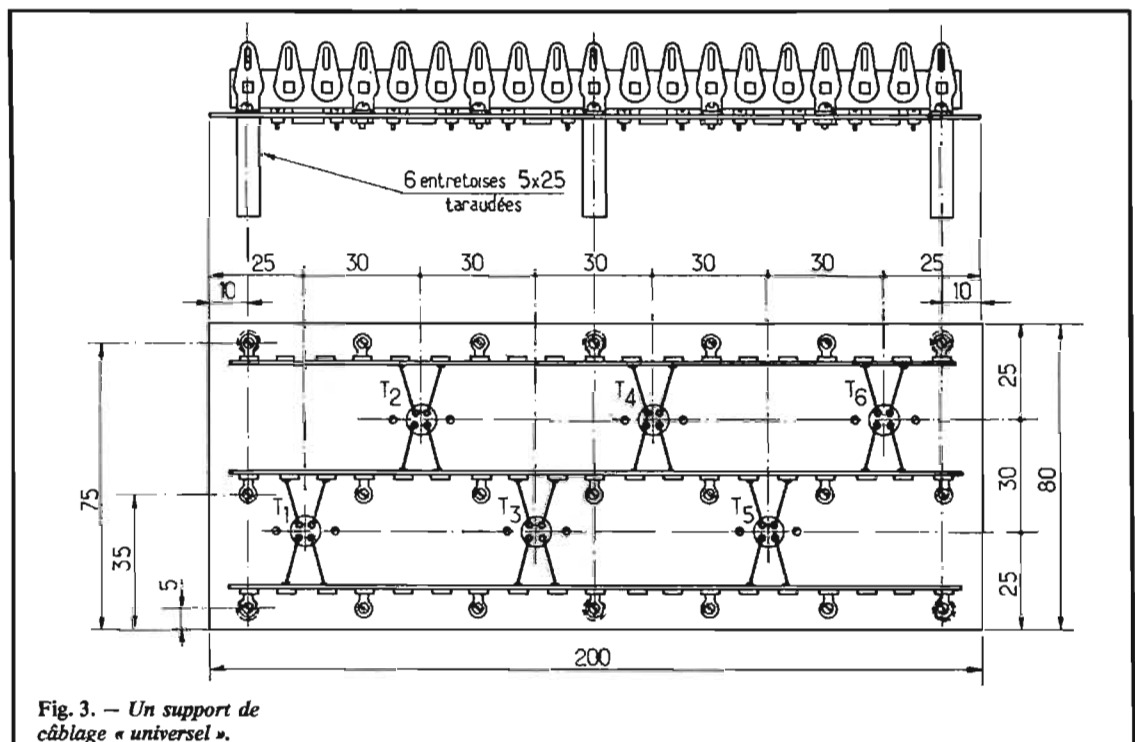


Fig. 3. — Un support de câblage « universel ».

laissera donc de longues connexions aux composants afin de pouvoir les réutiliser après les avoir coupés au ras du circuit. (Une version plus robuste du circuit à trous cuivrés est constituée par une disposition de pastilles sur les deux faces ou encore par le sertissage d'œillets sur une plaque isolante préalablement percée.)

— Les plaques imprimées, percées, garnies de bandes cuivrées parallèles dont le type « Vero-board » est sans doute le plus répandu (Vero Electronics France BP 79, 92105 Boulogne-Billancourt). Il existe une grande variété de cartes aux dimensions et aux pas différents dont certaines peuvent être enfilées sur un connecteur. L'originalité de ces circuits réside dans le fait qu'une interruption peut très facilement être pratiquée dans les bandes cuivrées au moyen d'un outil fraiseur spécial.

On peut ainsi réaliser une configuration qui convienne à un câblage assez compact à la condition qu'une étude préalable de circuit soit effectuée.

Bien que sa ré-utilisation ne soit pas recommandée, il reste cependant possible de récupérer un circuit pour plusieurs montages successifs, à la condition qu'il n'y ait pas trop d'interruptions de bande, que le dessoudage ait été proprement exécuté à la pompe et que l'on ait évité d'utiliser les bords du circuit où les bandes ont tendance à se décoller.

Les cartes Vero sont trop connues des lecteurs pour qu'il soit besoin de les décrire plus en détail. De nombreuses réalisations sont souvent proposées dans la presse technique qui se réfèrent à ce type de circuit.

## DES COMPOSANTS EN BOITE

La mise au point d'un circuit dont on cherche à obtenir les meilleures performances ne peut se faire sans tâtonnements.

Cette technique est souvent laborieuse car elle oblige à dessouder un composant dont la valeur est inadéquate pour en souder un autre à sa place avant de procéder à un nouvel essai. Elle peut, en outre être dangereuse pour le montage par la répétition des opérations de soudage et de dessoudage ou si l'on oublie ou néglige d'interrompre l'alimentation préalablement à l'exécution de ces manipulations. (Que celui qui n'a jamais fait d'essai de résistance en tenant celle-ci entre le pouce et l'index jette la première pierre!)

Lorsqu'on doit « optimiser » la

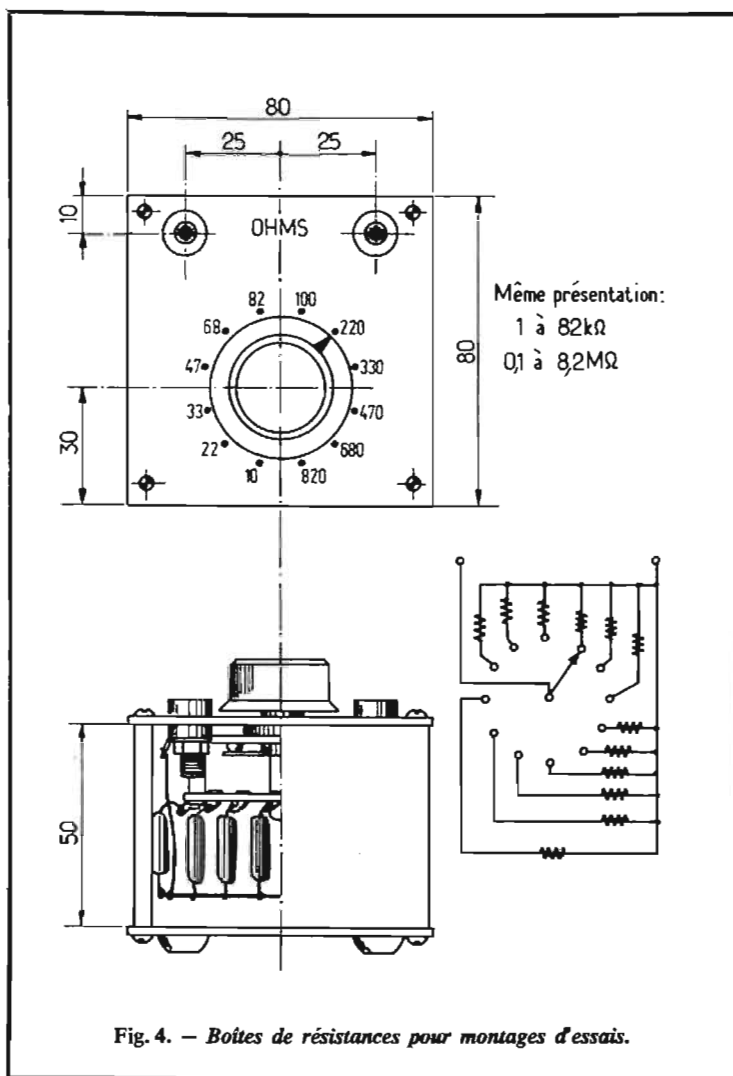


Fig. 4. — Boîtes de résistances pour montages d'essais.

valeur d'une résistance, par exemple, ce qui est souvent le cas dans la classique détermination d'une polarisation, on est amené à essayer plusieurs résistances qui encadrent la valeur idéale jusqu'à ce que cette dernière soit parfaitement définie.

Cette opération peut être facilitée en remplaçant provisoirement la résistance en question par un élément variable (résistance ajustable ou potentiomètre) que l'on réglera à la bonne valeur avant de la remplacer par un élément fixe de même valeur.

On peut aussi, ce qui devient notre propos, constituer une série de petites boîtes contenant chacune un commutateur et un assortiment de valeurs bien choisies pour couvrir les besoins usuels. Les services que peuvent rendre ces « boîtes de substitution » sont très importants et souvent peu soupçonnés par ceux qui n'ont pas eu l'occasion de les utiliser.

Il est proposé, sur la figure 4, un modèle de boîte de résistances répondant à des besoins courants.

Six valeurs ohmiques ont été choisies dans la gamme normali-

sée de façon à obtenir un échelonnement convenable dans une décade (1 - 2,2 - 3,3 - 4,7 - 6,8 - 8,2).

De la sorte, avec un commutateur à 12 positions, on peut couvrir 2 décades et trois boîtes suffisent pour aller de 10 ohms à 8,2 MΩ avec 36 résistances.

La réalisation d'une boîte au moyen de 2 plaques d'aluminium de 80 x 80 mm, de 4 entretoises de 50 mm et de quelques vis et écrous ne doit pas poser de grands problèmes à l'amateur. Une feuille de métal étamé de 5/10<sup>e</sup> (boîte à thé déployée, par exemple) entoure les 4 entretoises, est soudée sur une hauteur et assure ainsi le blindage des résistances.

Les sorties se feront par deux douilles isolées pour fiche de 4 mm. La liaison de ces sorties aux points de connexion sur le montage d'essai sera assurée au moyen de deux « straps » de 10 cm environ (une fiche banane à une extrémité, une pince crocodile miniature isolée à l'autre).

Il est naturellement possible d'utiliser pour ce montage et les suivants, des coffrets tels que ceux

que proposent Teko, Seem, etc. qui résolvent tout problème mécanique et offrent une solution esthétique.

Nous recommandons l'utilisation de résistances de 1 W à couche de carbone (Cogéco, par exemple) à 5 %, dont la stabilité sera supérieure à celle des modèles agglomérés.

On pourrait envisager l'utilisation de potentiomètres qui donneraient une variation continue de la valeur de la résistance, mais cette solution présenterait 2 inconvénients techniques majeurs : la dissipation serait trop faible dans le cas de l'utilisation d'une portion réduite de la piste et la stabilité dans le temps serait moins bonne (crachements) qu'avec un jeu de résistances. En conséquence, il faudrait, pour obtenir un résultat convenable, faire appel à des potentiomètres professionnels à forte dissipation dont le prix, surtout pour les valeurs ohmiques élevées, n'est pas à la portée de l'amateur moyen.

Suivant la même inspiration, on peut réaliser des boîtes de condensateurs qui rendront elles aussi d'estimés services.

Dans ce cas, il est recommandé de prévoir deux boîtes : l'une pour les condensateurs de faible valeur à fort isolement souvent utilisés en liaison et une autre pour les condensateurs polarisés à forte capacité du genre découplage.

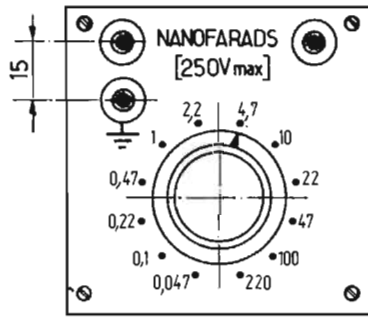
Nous présentons sur la figure 5 deux réalisations de ce type.

La boîte « Nanofarads » (Fig. 5a) se présente sous les mêmes dimensions que celles des boîtes de résistances déjà décrites. On remarquera la présence d'une borne de masse réunie au boîtier métallique qui sera connectée à la masse du circuit en essai pour prévenir les inductions indésirables de tensions parasites.

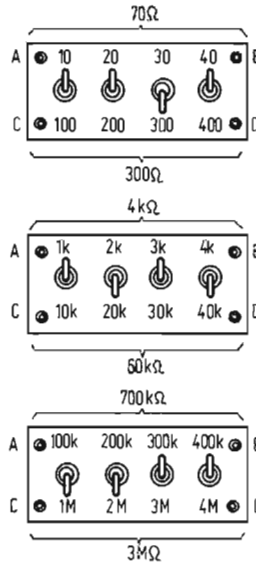
L'échelonnement des 12 valeurs peut paraître insuffisant ou les limites restreintes : nous signalons que ce choix résulte de la propre expérience de l'auteur, mais qu'il ne saurait être définitif, par ailleurs, au-dessous de 47 pF on risque fort d'être gêné par les capacités parasites et qu'au-delà de 220 nF les dimensions d'un condensateur bien isolé sont prohibitives.

La tension de service ne sera pas inférieure à 250 V ou mieux 400 V et la précision sera de 10 %. Des modèles courants dans le commerce répondant à ces spécifications (Capa, M.C.B., Cogéco...).

La boîte « Microfarads » de 470 nF à 2 200 μF (isolement ≥ 63 V) fait appel à des condensa-



a)

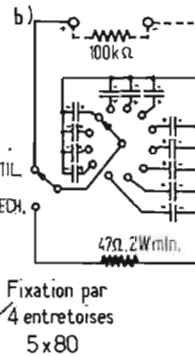
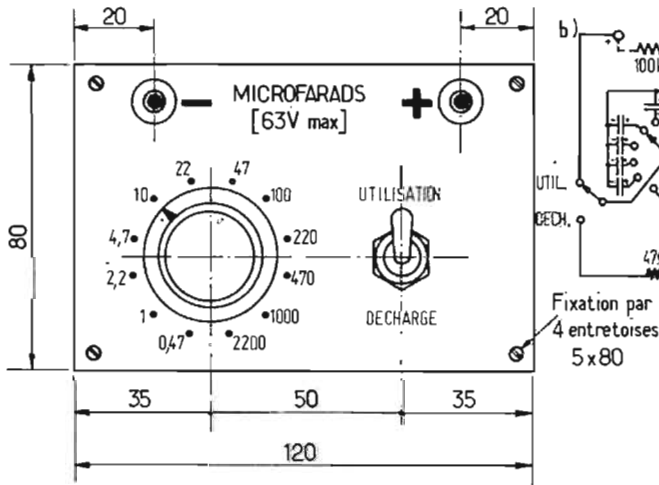


AB	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	Ω
CD	100	200	300	400	500	600	700	800	900	1000	Ω

AB	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	kΩ
CD	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	kΩ

AB	100	200	300	400	500	600	700	800	900	1000	kΩ
CD	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	MΩ

Fig. 7. — Tableau des valeurs que l'on peut obtenir avec trois boîtes de résistances de précision.



Fixation par 4 entretoises 5x80

Fig. 5. — Boîtes de condensateurs pour montages d'essais.

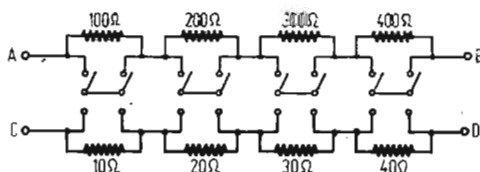
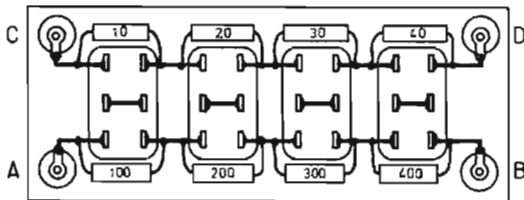
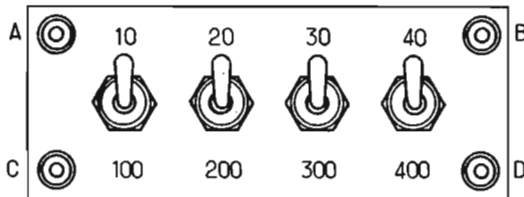


Fig. 6. — Boîte de résistances de précision.

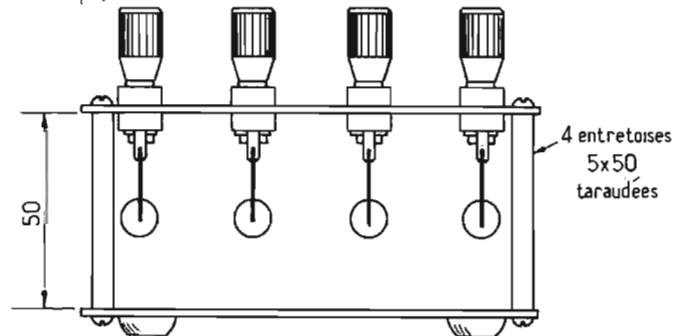
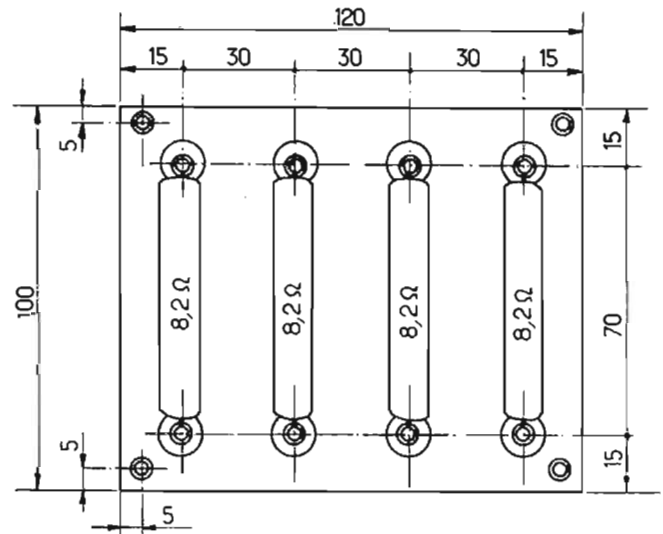


Fig. 8. — Boîte de résistances de forte puissance.

teurs électrochimiques, sauf peut-être pour  $0,47\mu\text{F}$  et  $1\mu\text{F}$  qui peuvent être au polycarbonate. Jusqu'à  $47\mu\text{F}$  on choisira, de préférence des modèles au tentale.

Le volume important de ces composants entraîne une augmentation des dimensions de la boîte qui seront de  $80 \times 120\text{ mm}$  (hauteur entre panneaux  $80\text{ mm}$ ).

L'accumulation d'une grande énergie dans ces condensateurs risque d'entraîner la destruction d'un montage s'ils ne sont pas déchargés préalablement à leur utilisation. C'est pour cette raison qu'un inverseur Utilisation/Décharge a été disposé comme indiqué sur le schéma de la figure 5 b. Si l'on désire décharger un

condensateur, on met l'inverseur sur la position décharge, ce qui entraîne l'isolement du circuit d'utilisation et la mise en parallèle d'une résistance de faible valeur sur le condensateur.

En position utilisation, la résistance est déconnectée.

Cette disposition permet une décharge très rapide du condensa-

teur de plus forte valeur (quelques secondes). La résistance sera de  $47\text{ ohms}$  (de  $2\text{ W}$  au moins) et si possible bobinée pour supporter le courant crête instantané de décharge qui peut atteindre  $1,3\text{ A}$ .

On peut aussi disposer en permanence sur les bornes de sorties une résistance de forte valeur ( $100\text{ k}\Omega$ ,  $0,5\text{ W}$ ) dont le rôle sera de décharger avec une longue constante de temps, le condensateur utilisé; mais cette méthode ne convient pas au cas où la fuite du condensateur doit être très faible (découplage d'un circuit à grande résistance, liaison entre un collecteur et une base).

### DECADES DE RESISTANCES DE PRECISION

Il peut être intéressant de disposer d'une série de résistances précises dont les valeurs s'échelonnent de façon linéaire sur une décade (1 à 10). On peut ainsi réaliser une variation de courant ou de tension linéaire, obtenir une division précise de tension, étalonner un ohmmètre, etc.

Les résistances à couche d'oxyde métallique, bobinées, photogravées, etc., sont très stables et peuvent constituer des étalons de valeurs auxquels on peut se référer pour valider une mesure.

Il est avantageux d'utiliser des résistances de la série 1 % qui sont relativement répandues à un prix raisonnable. Une précision plus grande (0,5 % ou 0,1 %) coûte considérablement plus cher et n'est pas justifiée par la pratique courante dans un laboratoire d'amateur.

Nous proposons, sur la figure 6, une version économique d'une boîte de résistances donnant, par exemple, des valeurs fixes tous les  $10\text{ ohms}$  de  $10$  à  $100\text{ ohms}$  et tous les  $100\text{ ohms}$  jusqu'à  $1\text{ k}\Omega$  avec seulement 8 résistances et 4 inverseurs doubles.

Le principe est très simple : 4 résistances de valeurs proportionnelles aux nombres 1, 2, 3 et 4 sont disposées en série entre les bornes de sortie. Elles peuvent être court-circuitées individuellement au moyen d'inverseurs de façon à constituer la somme des valeurs de 1 à 10 comme suit :

- 1
- 2
- 3
- 4
- 5 = 3 + 2 ou 1 + 4
- 6 = 4 + 2
- 7 = 3 + 4 ou 2 + 1 + 4
- 8 = 1 + 3 + 4
- 9 = 2 + 3 + 4
- 10 = 1 + 2 + 3 + 4

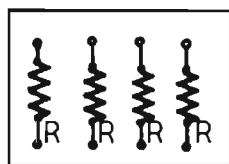


Fig. 9. — Combinaisons de 4 résistances de  $8,2\ \Omega$ ,  $25\text{ W}$  (Sfernice RWM  $10 \times 64$  ou équit.

N°	SCHEMA	BRANCHEMENT	R OHMS	PUISS. TOT. WATTS	COURANT CONTINU MAX. AMP.	TENSION CONTINUE MAX. VOLTS	REMARQUES
1			2,05	100	7	14,3	
2			2,73	75	5,25	14,3	Une résistance non utilisée.
3			3,28	61,8	4,32	14,3	
4			2 fois 4,1	2 fois 50	2 fois 3,5	2 fois 14,3	Charge ampli. stereo 2 voies de 4 ohms.
5			4,92	41,6	2,91	14,3	
6			5,46	36,8	2,57	14,3	Un résistance non utilisée.
7			6,15	33,3	2,33	14,3	
8			4 fois 8,2	4 fois 25	4 fois 1,75	4 fois 14,3	Charge ampli. Tétraph. 4 voies de 8 ohms.
9			8,2	100	3,5	28,6	Charge ampli. forte puissance 8W
10			10,93	33,4	1,75	19,1	
11			12,3	37,5	1,75	21,45	Une résistance non utilisée.
12			2 fois 16,4	2 fois 50	2 fois 1,75	2 fois 28,6	Charge ampli. stereo 2 voies de 16 ohms.
13			20,5	62,5	1,75	37,75	
14			24,6	75	1,75	42,9	Une résistance non utilisée.
15			32,8	100	1,75	57,14	



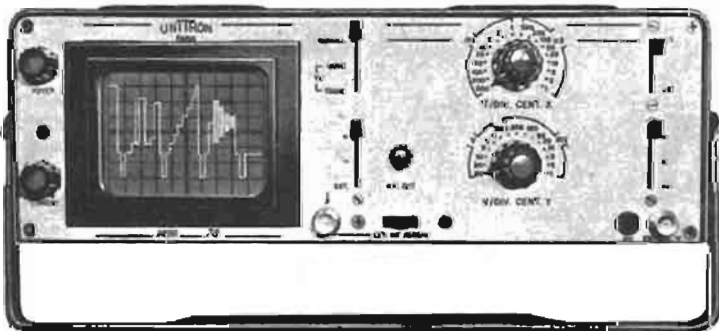
# T

## examen des lignes-tests. facile !

avec la version

# mini 76 T

10 MHz  
1 mV



**D'UN COUP D'ŒIL : bande passante, linéarité, définition, trainage.**

Tubé rectangulaire de 90 mm de diagonale, post-accélééré à 3 kV.  
Vertical : 1 mV à 50 V/div - 0 à 10 MHz - 3 dB.  
Horizontal : 500 ms/div à 1  $\mu$ s/div, + loupe X 5.  
Sélection automatique : 110/220 V.  
Dimensions : long. 305 ; haut. 111 ; prof. 246.  
Poids : 5 kg.

nouveau modèle :  
**mini 76 CC**  
autonomie : 8 heures  
poids : 10 kg

#### AUTRES FABRICATIONS

AMPLIFICATEURS DE TENSIONS CONTINUES  
AMPLIFICATEURS A DECALAGE DE ZERO  
OSCILLOSCOPE PORTATIF A DOUBLE FAISCEAU 10 DP  
MODELE 10 DP/C SPECIAL POUR TV COULEUR  
OSCILLOSCOPE PORTATIF DE MESURE POUR LE SERVICEMAN  
OSCILLOSCOPE AUTONOME P 702  
TIROIR TYPE T SPECIAL TELEVISION

DOCUMENTATION SUR DEMANDE

# UNITRON

75 ter RUE DES PLANTES, PARIS 14<sup>e</sup>  
TÉL. 532.93.78

RAPY

Pour réaliser une économie de moyens supplémentaires, nous avons groupé dans une même boîte deux décades dans un rapport de 10. Ainsi comme le montre la figure 6, les doubles inverseurs sont les mêmes pour la gamme de 10 à 100  $\Omega$  et pour celle de 100 à 1 000  $\Omega$ . Les sorties sont simplement séparées. Cette disposition n'autorise pas l'utilisation simultanée des deux décades indépendamment l'une de l'autre à partir d'une même boîte (par exemple, on ne peut obtenir en même temps 40  $\Omega$  et 400  $\Omega$ ), mais il suffit de 3 boîtes pour couvrir 6 décades soit 60 valeurs entre 10  $\Omega$  et 10 M $\Omega$ .

Le câblage extrêmement simple et « aéré » de chaque boîte permet de réduire considérablement les éléments parasites (capacité, self-inductances propres) ce qui permet d'utiliser ces boîtes en haute fréquence en conservant une bonne précision au moins sur les valeurs les plus faibles (réalisation d'atténuateurs calibrés, mesure de gain HF, etc.).

On notera que le marquage doit être tel que la manette de l'inverseur soit dirigée vers la valeur à obtenir. La résistance correspondante doit être montée du côté où les bornes du double inverseur ne sont pas en court-circuit (ceci dépend du modèle d'inverseur utilisé). Sur l'exemple de la figure 6, les résistances sont câblées du côté opposé à leur marquage.

On trouvera des résistances dans la série 1 %, 1/2 W, chez la plupart des constructeurs spécialisés tels que LCC, SOVCOR, Sfernice (Ratio-Voltaire). Jusqu'à 1 M $\Omega$  il n'y a guère de problèmes. Au-delà, on sera obligé de monter des résistances de 1 M $\Omega$  en série pour obtenir 1, 2, 3 et 4 M $\Omega$ . Notons que la valeur nominale des résistances de la série 1 % est proportionnelle à 1, 2, 3,01, 4,02 pour les valeurs qui nous intéressent.

Si l'on se contente d'une moindre précision, ou si l'on a la possibilité de réaliser un tri de valeurs, le modèle Cogéco, 5 % à couche de carbone pourra convenir et l'on obtiendra les valeurs 1-2-3-4 de la façon suivante :

- 1 : valeur normalisée
- 2 : 2,2 en parallèle avec 22
- 3 : 3,3 en parallèle avec 33
- 4 : 4,7 en parallèle avec 27

La figure 7 indique les possibilités offertes par les trois boîtes auxquelles il faudrait ajouter, bien sûr, les combinaisons série et parallèle sur une ou plusieurs boîtes.

### UNE BOITE DE RESISTANCES DE FORTE PUISSANCE

Il existe des cas où il est nécessaire de charger un amplificateur de puissance ou une alimentation, par exemple. Il faut alors disposer d'un jeu de résistances capables de dissiper une forte puissance tout en conservant leur valeur ohmique, malgré l'élévation souvent très importante de la température.

Les résistances bobinées de qualité peuvent répondre à ces besoins. Elles sont malheureusement assez chères, ce qui nous a incité à étudier une solution susceptible de convenir à la plupart des utilisateurs de signaux de puissance en utilisant le moins possible de résistances.

La figure 8 représente une boîte de 4 résistances de puissance de 8,2  $\Omega$  25 W, du type Sfernice RWM 10 x 64, à sorties axiales. Ces résistances, vitrifiées, sont étalonnées à  $\pm$  5 %; elles peuvent supporter une température de corps supérieure à 300  $^{\circ}$ C.

Il est recommandé de les disposer dans une boîte de bonnes dimensions (au moins égales à celles de notre exemple). Les flancs seront revêtus d'une tôle perforée ou simplement laissés ouverts pour faciliter l'évacuation des calories.

Les 4 résistances ont été choisies de façon à pouvoir réaliser, par combinaisons, différentes valeurs entre 2,05 et 32,8 ohms. C'est ainsi que l'on pourra utiliser cette boîte pour l'essai à pleine charge d'amplificateurs Hi-Fi ayant les caractéristiques suivantes :

- Stéréophonique 2 x 50 W sur 4,1  $\Omega$ .
- Stéréophonique 2 x 25 W sur 8,2  $\Omega$ .
- Tétraphonique 4 x 25 W sur 8,2  $\Omega$ .
- Monophonique 1 x 100 W sur 8,2  $\Omega$ .
- Stéréophonique 2 x 50 W sur 16,4  $\Omega$ .

Le tableau de la figure 9 indique les 15 combinaisons possibles de ces 4 résistances avec le schéma de branchement des sorties et les valeurs limites de tension de courant et de puissance à ne pas dépasser.

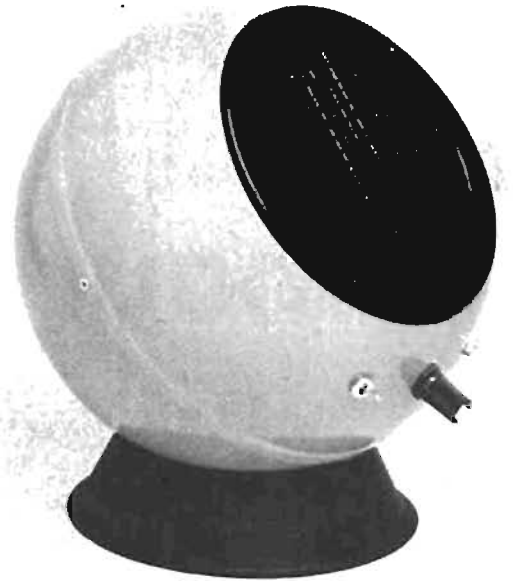
J. CERF

(à suivre)

# L'ÉLECTRONIQUE

## CONTRE LA POLLUTION :

### L'ATMOSTAT



**L**A société IONISAIR vient de lancer sur le marché un puissant générateur d'ions négatifs dont les effets sur le bien-être et les conditions de la vie des êtres sont importants. Ce procédé est protégé par brevets en France et dans 24 pays étrangers.

#### LES IONS

L'air des villes est de plus en plus pollué. L'une de ses pires conséquences est quasi inconnue : il manque d'ions négatifs.

Qu'est-ce que les ions négatifs ?

Des atomes ou des molécules ou groupement de molécules possédant une charge électrique négative, qui nous parviennent de la haute atmosphère. Ces particules nous permettent tout simplement de vivre : elles sont indispensables à la ré-oxygénation du sang au niveau des poumons, elles détruisent la plupart des microbes.

La charge électrique d'un ion est appelée négative ou positive suivant la perte ou le gain d'électrons périphériques. S'il en a perdu c'est un ion positif - s'il en a gagné c'est un ion négatif (l'électron étant lui-même toujours de signe négatif).

Les ions sont créés dans la haute atmosphère, sous l'influence de divers rayonnements, dont les ultraviolets et les rayons cosmiques.

Au niveau de la surface terrestre, ils peuvent être détruits par des phénomènes chimiques, comme les combustions (y compris la combustion respiratoire). Ils peuvent également être « capturés » par certains matériaux de construction modernes et sont ainsi soustraits à l'air respirable. L'intérêt des ions négatifs a été souligné, depuis le début du siècle, par des physiiciens comme Elster, Geitel, Langevin.

#### LE FONCTIONNEMENT

L'émission d'ions négatifs est assurée sans défaillance possible par un transformateur haute tension robuste répondant aux normes de protection, spécialement bobiné et étalonné.

Ce transformateur agit sur un bloc d'alimentation électronique étanche qui polarise négativement et assure la régulation, et également sur des plaques d'émission d'ions par électrodes plates de conception spéciale, indéréglables, optimisant l'émission d'ions négatifs.

MATÉRIEL NOTAMMENT VENDU CHEZ :

**TERAL** • 26 ter, rue Traversière, 75012 PARIS  
TéL. : 344-67-00 - 307-47-11 (GARE DE LYON)  
MAGASIN OUVERT DE 9 H A 20 H DU LUNDI AU SAMEDI

TERAL vous présente l'ioniseur d'air pour respirer l'air de la Montagne.

Nous respirons un air « pauvre », l'air des îles qui est de plus en plus pollué est l'un de ces plus graves conséquences quasiment inconnues, il manque d'ions négatifs.

Qu'est-ce que les ions négatifs ?

Des atomes ou des molécules passent dans une charge électrique négative et qui nous parviennent de la haute atmosphère.

Ces particules nous permettent tout simplement de vivre, elles sont indispensables à la réoxygénation des poumons et détruisent la plupart des microbes.

L'ioniseur produit des ions négatifs les diffuse dans l'atmosphère des locaux, combat l'électricité statique (étincelles au bout des doigts, vêtements collés au corps, etc.), il donne des résultats cliniques sur l'asthme bronchique, hypertension artérielle, cicatrisation des brûlures et diverses affections neurologiques, cardiologiques, gastro-antérologiques, endocriniennes. Il supprime également les odeurs. Se fait en 3 modèles 220 Volts :

— PASTORAL, pour les locaux de 80 à 100 m<sup>3</sup> présentation sphérique 21 cm : 675 F TTC

— ZEPHYR pour les locaux de 250 à 300 m<sup>3</sup> en coffret, dim : 37 x 24 x 13 : 996 F TTC

— EOLINE, pour les locaux de 500 à 600 m<sup>3</sup> en coffret, dim : 37 x 24 x 13 : 1 260 F TTC

Chez TERAL l'atmosphère est à base d'ions négatifs.

#### LES DIFFÉRENTS MODÈLES

**Pastorale.** — Pour les locaux de 80 à 100 m<sup>3</sup> (par exemple 7 x 5 x 2,50 m) fonctionne par simple rayonnement.

Dimension : 21 cm (diam.). — Poids : 4,100 kg. — Consommation : 10 à 30 W. — Fonctionne sur courant classique 110 ou 220 V. — Couleur : blanc laqué, vert émeraude, jaune, coq de roche ou corail.

**Zéphyr.** — Pour les locaux de 250 à 300 m<sup>3</sup> (par exemple 15 x 8 x 2,50 m) provoque une circulation d'air grâce à un ventilateur incorporé, afin de répartir l'action des plaques émettrices et de dépoussiérer l'air traité.

Dimension : 37 x 24 x 13. — Poids : 6-7 kg. — Consommation : 30 à 50 W. — Fonctionne sur courant classique 110 ou 220 V. — Couleur : blanc laqué, teck, noyer d'Amérique foncé.

**Eoline.** — Pour les locaux de 500 à 600 m<sup>3</sup> (par exemple 20 x 12 x 2,50 m) provoque une circulation d'air grâce à un ventilateur incorporé afin de répartir l'action des plaques émettrices et de dépoussiérer l'air traité.

Dimension : 37 x 24 x 13. — Poids : 6-7 kg. — Consommation : 50 à 80 W. — Fonctionne sur courant classique 110 ou 220 V. — Couleur : blanc laqué, teck, noyer d'Amérique foncé.

# CONTRÔLEUR pour diodes Zéner

**C**ET appareil, à notre connaissance une nouveauté, est destiné à fournir rapidement toutes les informations sur les caractéristiques, l'état et le sens de branchement de n'importe quelle diode Zener identifiée ou non, quelle que soit sa tension nominale de fonctionnement. Comme on pourra le constater, cet appareil est d'une grande simplicité et donc peu coûteux à réaliser. Il permet, en plus, de vérifier le bon fonctionnement des diodes de redressement.

La figure 2, donne le schéma de la partie « mesures » proprement dite, associée à un pont redresseur, qui partant de 200 V alternatifs fournit environ 250 V (continus) à vide. La deuxième partie de cette étude traitera du problème de l'alimentation.

Il nous est arrivé fréquemment de vérifier des diodes Zener à partir d'une ou deux piles de 4,5 V en série, aux bornes desquelles, comme le montre la figure 1, on a disposé en série avec la diode à identifier, une résistance limiteuse R, de quelques centaines d'ohms. La tension mesurée aux bornes de la diode est sa tension nominale. Le procédé est simple, mais se limite à des échantillons fonctionnant entre 0 et 9 V, à moins de disposer d'une alimentation de tension beaucoup plus élevée — or, il existe une gamme très étendue de diodes Zener, caractérisées par leur puissance, mais aussi par une tension de Zener, autrement dit, la tension de stabilisation pour laquelle elles sont prévues. Pour nous en tenir aux valeurs les plus courantes, disons que, pour un expérimentateur, il est bon de pouvoir vérifier des diodes Zener jusqu'à 35 V environ. Avec le schéma élémentaire de la figure 1, il faudrait disposer d'une

alimentation de 50 V environ, ce qui n'est pas très courant. C'est pourquoi nous croyons préférable de faire, une fois pour toutes, l'effort de construction d'un appareil spécialisé avec deux formules d'alimentation le rendant fixe ou portable, à volonté. La tension redressée est appliquée à un condensateur de  $2 \mu\text{F}$  à travers une résistance de  $10 \text{ k}\Omega$ . La diode Zener à tester est branchée entre X et Y, cathode au +, anode au -, lequel est réuni à la masse. L'appareil de mesure M est un microampèremètre de  $500 \mu\text{A}$ , en série avec une résistance de  $100 \text{ k}\Omega$ , ce qui en fait un voltmètre de 0 à 50 V, branché à la fois aux bornes du condensateur chimique et de la diode Z. Lorsque la tension d'alimentation est appliquée, la tension redressée apparaît, chargeant le condensateur jusqu'à la tension de Zener, si la diode essayée est en bon état. L'interrupteur  $S_1$  ajoute en parallèle sur la première une seconde résistance de  $10 \text{ k}\Omega$ , qui a pour effet de doubler le courant qui traverse la diode. Si la tension lue à ce moment augmente, c'est que la résistance dynamique de la diode est trop grande. Inversement, si la diode est bonne, la tension variera d'une façon pratiquement imperceptible. L'interrupteur  $S_1$ , qui sera avantageusement un poussoir, sert donc à effectuer le test de « qualité ». L'inverseur  $S_2$  permet de brancher la diode Zener en essai dans le bon sens, en l'absence d'indication précise. S'il n'en était pas ainsi, le courant traversant la diode serait si élevé que la chute de tension, dans la résistance directe, très faible, serait infime (de l'ordre de 0,2 V).  $S_2$  permet de corriger immédiatement le sens de branchement. Il est bien entendu que si la même lecture

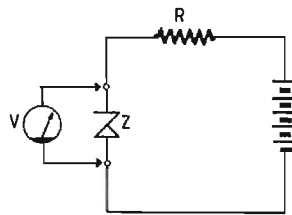


Fig. 1.

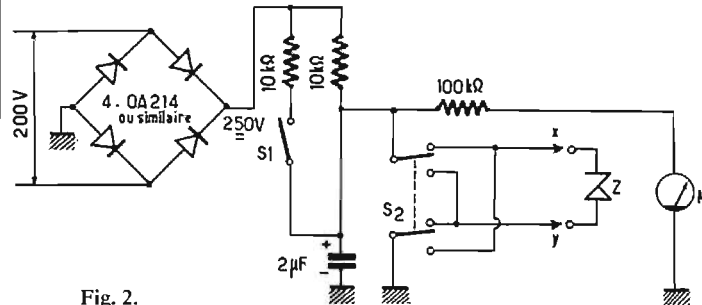


Fig. 2.

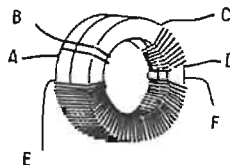


Fig. 3.

persiste en sens inverse, c'est que la diode est pratiquement en court-circuit. Inversement, si l'appareil de mesure s'en va en butée et au-delà, quelle que soit la position de l'inverseur de polarité  $S_2$ , c'est que la diode présente une résistance très élevée, voire infinie, la jonction étant détruite, donc inutilisable. Dans le cas où la lecture serait faible dans une position et élevée dans l'autre, la diode aurait des chances d'être un composant en bon état, mais de tension nominale supérieure ou égale à 50 V.

Le même essai peut être conduit avec des diodes redresseuses et, ce qui peut être intéressant, avec les jonctions base-émetteur de certains transistors au silicium, dont la tension inverse de claquage se situe aux environs de 5 V et constituent d'excellentes diodes Zener.

**Alimentation.** Pour l'utilisation fixe en atelier, rien n'empêche de prévoir un petit transformateur à secondaire unique de 200 V environ, le primaire étant obligatoirement coupé par un interrupteur qui n'est abaissé qu'au moment d'effectuer un essai de manière à éviter la projection de l'aiguille de M en butée de façon prolongée.

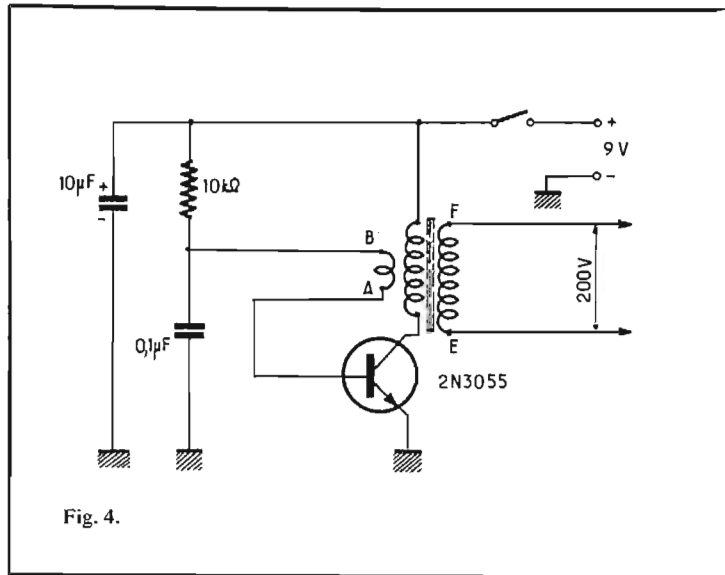


Fig. 4.

Ce système n'appelle aucun commentaire puisque ne présentant aucune difficulté.

Plus élégante est la solution proposée par la figure 4 qui, partant d'une source de 9 V, constituée par deux piles de lampe de poche, fournit également 200 V, d'un signal de forme rectangulaire à 50 kHz, qu'il suffit de redresser par le pont de diodes déjà mentionné. Cette tension est produite par un oscillateur à transistor uti-

lisant un 2 N 3055 de gain minimum 30, associé à un noyau en ferrite (voir, en France, COFELEC) constitué par 2 tores identiques accolés. L'oscillateur est constitué par la bobine CD, couplée à la bobine d'entretien AB, dont le sens d'enroulement n'est évidemment pas indifférent. Celui du tertiaire EF est, par contre, sans importance. Le fil utilisé est du fil de câble sous gaine plastique pour les deux premières.

AB = 1 à 2 spires (selon le gain en courant du transistor).

CD = 10 spires, jointives.

EF = 150 spires, fil émaillé 3/10 mm, en vrac.

Lorsque le bobinage sera réalisé correctement, il est recommandé de le protéger par deux jous de plastique, sur lesquelles seront fixées les cosses de sortie des trois enroulements. Le transistor, qui dissipe tout au plus 1/2 W pendant le court instant d'un essai, ne demande aucun système refroidisseur mais, pour des raisons mécaniques, il sera monté sur le boîtier métallique de l'appareil après interposition d'une lamelle isolante, puisque le moins est à la masse.

Le montage étant parfaitement sûr, sans qu'il soit recommandé de prendre la moindre précaution de câblage, nous ne donnerons aucune disposition-type à respecter.

Cet appareil viendra utilement compléter la liste de ceux que l'on hésite longtemps à réaliser et dont finalement on s'aperçoit vite qu'on ne peut plus se passer.

Robert PIAT  
F3XY

(Adapté de  
Practical Wireless 2/74)

## LE STÉTHOSCOPE DU RADIO - ÉLECTRICIEN



### 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

Salon des Composants stand 78 hall 10 tel 533 81 54

# découvrez l'électronique

sans connaissances théoriques préalables,  
sans expérience antérieure sans "maths"



LECTRONI-TEC est un nouveau cours complet, moderne et clair, basé sur la PRATIQUE (montages, manipulations, etc.) et l'IMAGE (visualisation sur oscilloscope)

- 1 Vous construisez un oscilloscope qui restera votre propriété et vous familiarisera avec tous les composants électroniques.
- 2 Vous comprendrez les schémas de montage et circuits fondamentaux employés couramment en électronique.
- 3 Avec votre oscilloscope, vous ferez de nombreuses expériences et vérifierez le fonctionnement de plus de 40 circuits.

## LECTRONI-TEC

Enseignement privé par correspondance

REND VIVANTE L'ÉLECTRONIQUE

**GRATUIT!**

Recevez sans engagement notre brochure 32 pages en envoyant ce bon à

UN CADEAU SPÉCIAL à tous nos étudiants

LECTRONI-TEC, 35801 DINARD

NOM (majuscules SVP) \_\_\_\_\_

ADRESSE \_\_\_\_\_

HPS 45

# LE MODULATEUR DE LUMIÈRE PSYCHÉDÉLIQUE À 3 CANAUX

## KN 11 I.M.D

**P**OUR l'initiation à l'électronique, il est très séduisant de pouvoir acquérir des montages simples sous la forme de « Kits ». C'est précisément la politique que mène fort bien la firme Kitronic I.M.D. en présentant à sa clientèle toute une nouvelle série de « Kits » à la portée des amateurs débutants.

Chaque montage fait l'objet d'une description technique et pratique bien détaillée afin que l'amateur soit parfaitement guidé dans sa tâche.

Les « Kits » sont agréablement présentés sous enveloppe pelliculée et contiennent tous les éléments nécessaires au montage y compris le circuit imprimé spécialement préparé et doté d'une sérigraphie afin de minimiser les erreurs d'insertion des éléments constitutifs.

Dans ces conditions il ne reste à l'amateur qu'à effectuer soigneusement les opérations-soudures à l'aide de la soudure incluse dans l'emballage.

### LE MODULATEUR DE LUMIÈRE PSYCHÉDÉLIQUE

Avec le Kit KN 11 vous pourrez réaliser un modulateur de lumière psychédélique à trois canaux. Il s'agit d'un dispositif qui permet de faire varier l'intensité d'une ou de plusieurs sources lumineuses au rythme de la musique à l'aide d'un signal basse fréquence prélevé au niveau du haut-parleur de l'amplificateur.

Grâce aux trois canaux, en attribuant à chaque commande une bande de fréquence et une couleur déterminées, sur les fré-

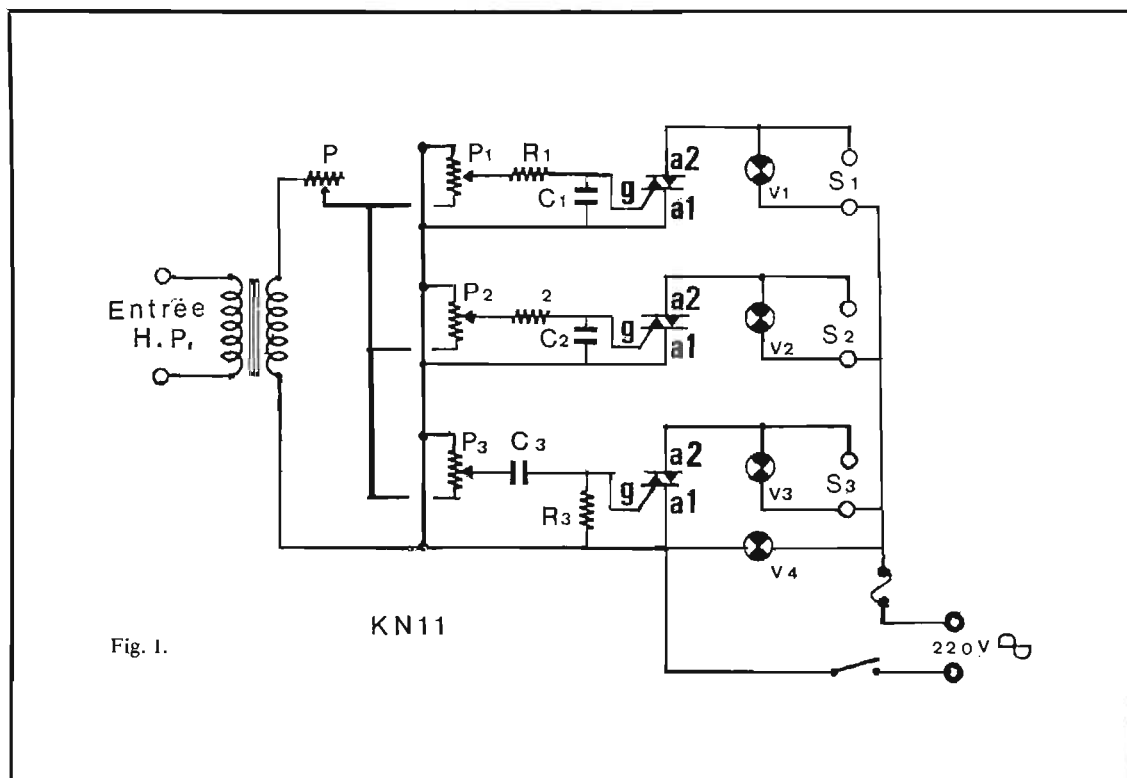


Fig. 1.

quences basses de la musique, on déclenchera les lampes rouges, sur les fréquences médiums les lampes jaunes et sur les fréquences élevées les lampes vertes.

### LE FONCTIONNEMENT

Dans le Kit, vous trouverez tous les composants nécessaires au montage de ce modulateur de lumière. Cette opération s'effectuera dans les meilleures conditions de facilité grâce au circuit imprimé sur lequel ont été représentés les composants.

Ce plan de câblage ne constitue

pas pour autant le « vrai schéma », celui de principe. Il est, en conséquence, opportun, avant d'entreprendre le montage des éléments, de détailler le fonctionnement du montage, à partir du schéma de principe de la figure 1.

Le cœur du montage fait appel à trois composants actifs spéciaux : les « triacs ».

Le signal BF d'entrée est prélevé sur la bobine mobile du haut-parleur de l'amplificateur et adapté en impédance à l'aide du transformateur de liaison afin d'avoir le moins d'influence possible sur le fonctionnement de l'amplificateur.

L'emploi de ce transformateur reste, par ailleurs, indispensable pour isoler le circuit d'entrée du réseau de distribution ou secteur.

Les tensions BF sont transmises à l'enroulement secondaire du transformateur qui comporte un potentiomètre « P » de réglage de volume général des trois canaux et les trois potentiomètres respectifs, le scuil de déclenchement des divers canaux.

Dûment dosées, les tensions BF, sont prélevées au niveau du curseur du potentiomètre « P<sub>1</sub> » du réglage du « canal grave ». Il est, en conséquence, nécessaire de ne prélever du signal composite que

les fréquences basses. Dans ce but, on utilise un filtre « passe-bas », composé de la résistance  $R_1$  et du condensateur  $C_1$ .

Les fréquences médiums sont, de la même façon, « sélectionnées » à l'aide d'un autre filtre calé sur la fréquence centrale du spectre sonore.

Le réglage s'effectue au moyen du potentiomètre  $P_2$  et les éléments mis en jeu sont  $R_2$  et  $C_2$ .

Pour la plage de fréquences « aiguës », on a recours à une cellule « passe-haut », composée de la résistance  $R_3$  et du condensateur  $C_3$ .

La commande de niveau du seuil de déclenchement est obtenue par la manœuvre de  $P_3$ .

Les signaux ainsi grossièrement filtrés sont appliqués entre la gâchette et l'électrode  $E_1$  du triac qui commande les lampes.

En réalité, l'éclairage des lampes est proportionnel à la modulation musicale. En effet, lorsque la gâchette du triac ne reçoit plus de courant et que le triac est « amorcé », il reste conducteur; on utilise alors les demi-alternances positives et négatives du réseau de distribution

à 50 Hz pour débloquer le triac.

Le triac se comportant comme un interrupteur, il est évident que les lampes se placent en série dans le circuit secteur.

Des témoins lumineux autorisent un réglage de seuil de déclenchement parfait des trois canaux, chaque canal étant également chargé d'une lampe 100 W « Flood color ».

La puissance admissible en régime continu de l'appareil est de 3 000 W sous 220 V. La puissance de déclenchement minimale se situe vers 3 W.

## LE MONTAGE

Pour le montage, nous vous conseillons de vous servir d'un fer à souder « stylo » de 40 à 50 W et de la soudure incluse dans l'emballage. Avant d'effectuer toute opération de soudure, il faudra prendre soin de détailler tous les éléments constitutifs à l'aide de la liste des composants et notamment veiller à la distribution des couleurs des résistances.

Arrivé à ce stade, on pourra passer à l'insertion des éléments un à un sur la plaquette, en commençant par les résistances et les condensateurs.

Il suffira pour cela de se reporter à la figure 2 du montage.

Parmi toutes les possibilités, une méthode pratique consiste à implanter un élément, à couper ses connexions de sortie au ras du circuit imprimé et à effectuer de suite l'opération de soudure. Ces éléments seront, de préférence, montés à plat sur la plaquette, mais il sera parfois nécessaire, en fonction de leur encombrement, de les placer verticalement sans difficulté.

Les composants passifs soudés, on passera au montage des triacs.

On notera, par ailleurs, qu'il sera possible d'effectuer un « montage volant » sur une planchette de bakelite ou de contreplaqué, ou bien un montage conventionnel à l'intérieur d'un coffret accessoire.

Les triacs seront munis de radiateurs en forme de plaquette. Il suffira de plaquer, à l'aide d'un boulon et d'une vis, la languette de refroidissement contre le radiateur, sans précautions spéciales.

On prendra soin de vérifier l'emplacement des électrodes des triacs en se référant à la figure 3.

Pour ceux qui se contenteront d'un montage volant, il ne restera plus qu'à passer au câblage ou liaison des divers éléments, tels que les potentiomètres, en se reportant au schéma de principe général.

Pour la réalisation complète en « coffret accessoire », on commencera par fixer successivement, de gauche à droite, et sur le fond du châssis, à l'aide de vis et boulons, le transformateur d'isolement et le module supportant les résistances et condensateurs.

Avant de fixer ce dernier, on s'assurera de la mise en place de toutes les cosses à souder en (A), (B), (C), (D), (E), (F) et (G) afin de ne pas être contraint de démonter cette plaquette au moment du câblage général.

Fig. 2.

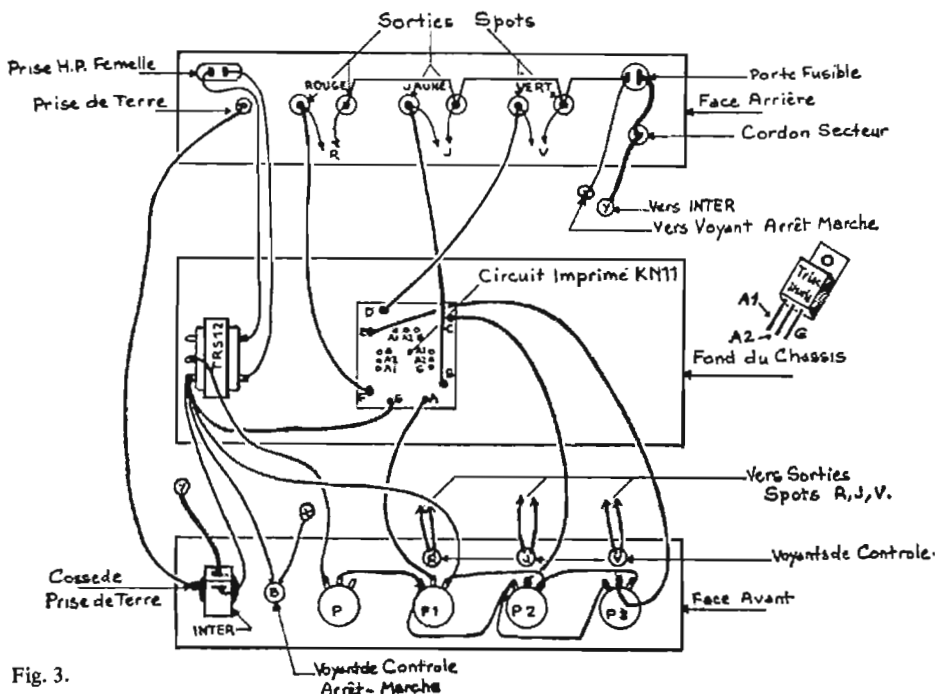
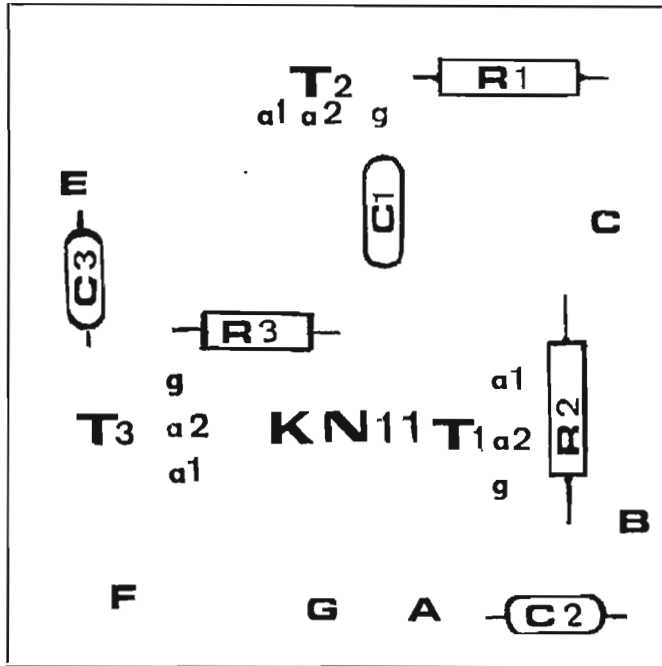


Fig. 3.



On préparera ensuite la face avant de l'appareil en montant successivement : l'interrupteur arrêt-marche, nanti d'une cosse à souder, plaquée contre la face avant et destinée à constituer la « prise de terre »; le voyant blanc de mise en service; les voyants rouge, jaune et vert, ainsi que les quatre potentiomètres.

La face arrière nécessitera beaucoup plus de préparation et l'on effectuera les perçages et l'on disposera, conformément à la figure 3, de gauche à droite, la prise DIN pour HP, la douille de « prise de terre », les six douilles de raccordement aux lampes colorées, en respectant l'écart standard d'une prise deux à deux, le porte fusible et, juste en-dessous, le trou pour le passage du cordon secteur.

Les éléments constitutifs montés sur le fond du châssis, la face avant et la face arrière, on pourra passer au câblage général du modulateur de lumière, en suivant le schéma de principe ou bien le plan de câblage général de la figure 3. Il sera nécessaire d'employer du fil de section importante, étant donné les puissances mises en jeu.

Avant de mettre sous tension l'appareil terminé, il conviendra

de vérifier, à plusieurs reprises, la continuité du circuit, notamment l'emplacement des électrodes des triacs.

### L'UTILISATION

Avant de brancher la prise secteur, on raccordera la prise de terre à l'aide d'un fil, sur une conduite d'eau ou de gaz et l'on s'assurera que la tension des lampes correspond bien à la tension secteur.

Pour l'utilisation, on branchera sur les douilles correspondantes une lampe de couleur et l'on raccordera la prise HP au haut-parleur ou bien à l'enceinte acoustique. Les potentiomètres seront tournés tous les quatre au maximum vers la droite et l'on augmentera petit à petit la puissance de l'amplificateur, jusqu'à déclencher les trois lampes de couleur.

On cherchera ensuite, à l'aide des commandes respectives rouge, jaune et verte, à se maintenir au seuil de déclenchement des lampes afin de bénéficier de tous les dégradés de couleur.

Si l'on désire augmenter la puissance acoustique, il suffira de baisser le niveau général de volume côté modulateur.

### LISTE DES COMPOSANTS

1 circuit imprimé epoxy

R<sub>1</sub> = 120 Ω 1 W (marron, rouge, marron)

R<sub>2</sub> = 150 Ω 1 W (marron, vert, marron)

R<sub>3</sub> = 1 500 Ω 1 W (marron, vert, rouge)

C<sub>1</sub> = 1 μF 100 V ou plus (non Pol.)

C<sub>2</sub> = 0,1 μF 100 V ou plus (non Pol.)

C<sub>3</sub> = 1 μF 100 V ou plus (non Pol.)

T<sub>1</sub> = Triac 400 V (isolé) 6 à 8 A

T<sub>2</sub> = Triac 400 V (isolé) 6 à 8 A

T<sub>3</sub> = Triac 400 V (isolé) 6 à 8 A

P = Potentiomètre 1 kΩ linéaire

P<sub>1</sub> = Potentiomètre 1 kΩ liné-graphite

P<sub>2</sub> = Potentiomètre 1 kΩ liné-graphite

P<sub>3</sub> = Potentiomètre 1 kΩ liné-graphite

3 plaquettes refroidisseur ALU  
60 × 30 mm

1 transformateur TRS 12 (peut être remplacé par TRS 10 - TRS 14) 50 cm soudure

4 m de fil souple multi-brins  
7 × 50 cm de fil câblage souple multi-brins 10/10 isolé (7 couleurs différentes)

7 cosses poignard

9 vis 3 × 16 (fixation CI et TRS 12 + triacs sur refroidisseurs) avec écrous.

Avec le montage KN 11, vous pouvez obtenir aussi, séparément, 1 coffret et 1 pochette pour fixation de votre module dans le coffret.

### ACCESSOIRES

4 voyants Néon 220 V 4 couleurs

1 porte-fusible 5 × 20

1 fusible T 20 6 A

1 prise mâle HP (raccord ampli modulateur)

1 embasse HP

1 cordon secteur alimentation

1 interrupteur

7 douilles

4 boutons

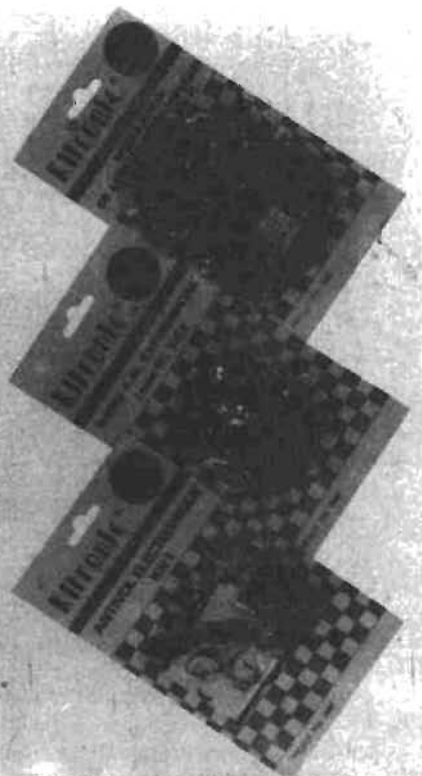
1 cosse fixation prise de terre sous l'inter

4 pieds de caoutchouc avec vis (ils figurent quelquefois déjà sur le coffret).

4 vis Parker pour face avant coffret.

## KITRONIC I.M.D.

### MODULATEUR DE LUMIERE PSYCHEDELIQUE (3 canaux) KN 11 PRIX DE VENTE : 162,00 F.



En vente notamment chez

PARIS :

ACER, 42 bis, rue de Chabrol, 75010

B.H.V. Flandre

B.H.V. Rivoli

CYCLADES, 11, boulevard Diderot, 75012

G.R. ELECTRONIQUE, 17, rue Pierre-Semard, 75009

KIT CENTER, 131, boulevard Voltaire, 75012

KIT SHOP, 47, bd Beaumarchais, 75003

RADIO BEAUGRENELLE, 6, rue Beaugrenelle, 75015

RADIO LORRAINE, 120, rue Legendre, 75017

RADIO M.J., 19, rue Claude-Bernard, 75005

RADIO PRIM, 6, allée Verte, 75011

RAM, 131, boulevard Diderot, 75012

TELE MATCH, 144, avenue d'Italie, 75013

REGION PARISIENNE :

BELLE EPINE : B.H.V.

GARGES : B.H.V.

GENTILLY :

SOLISELEC, 125, av Paul-Vaillant-Couturier

MONTLHERY : B.H.V.

PARLY : B.H.V.

ROSNY : B.H.V.

PROVINCE :

AMIENS :

EUREKA ELECTRONIQUE, 44, rue Saint-Leu

RADIO PICARDIE, 7, rue J. Barni.

BOULOGNE-SUR-MER :

MUSICA, 34, rue Faidherbe.

BOURG-EN-BRESSE :

MONTARGERON, 15, avenue Maginot

BREST :

RADIO ART, 61, rue de Siam

RADIO SELL, 159, rue Jean-Jaurès

BRIOUDE :

Maurice Blum, 5, bd du Dr-Devins

CAEN :

LEMAN, 25, avenue du 6-Juin

LUMINATIC, 228, route de Bayeux.

SONODIS, 21, rue Ecuylère.

CALAIS : IMSON, 108, boulevard Jacquard

CHERBOURG :

AMBROISE, 46, rue François-la-Vieille.

CHERBOURG RADIO, 6, rue François-la-Vieille.

CHOLET : GUERIN, 25, rue du Commerce

COLMAR : S.A.P.C., place Patoor

GRENOBLE :

ELECTRON BAYARD, 18, rue Bayard.

BERTET ELECTRONIQUE, 57, rue de Stalingrad

LANNION :

BUISSONNIERE, 15, bd des Chapeliers

LE HAVRE :

SONODIS, 76 bis, rue Victor Hugo

LE MANS :

PILON Radio Sarthe, 82, av du Général-

Leclerc

LILLE : DECOCK, 4, rue Colbert

LYON :

CORAMA, 100, cours Vitton

CIPRE, 14, rue Saint-Lazare

METRA, 22, rue de la Rize

INTER ONDES, 63, rue de la Part-Dieu

MAUBEUGE : BALESTRIE, 36, av Roosevelt.

MARSEILLE :

MIROIR DES ONDES, 11, cours Lieutaud

BRICOL AZUR, 55, rue de la République

DISTRILEC, 9, rue Saint-Savournin

TELABO, 30, rue Antoine-Ré

MONTPELLIER :

SON ET LUMIERE, 16, rue Puits des-

Esquilles

NANTES :

Ets SIMON, 15, rue Jean-Jacques-Rousseau

ANDRE MAHE MUSIQUE, 29, r. St-Léonard

NICE : COUDERT, 85, bd de la Madeleine

NIMES :

APPLICATION ELECTRONIQUE, 2, r. Bayol

PAU : TECHNIC RADIO, 23, rue du 14-Juillet

REIMS : MUSICOLOR, 24-26, rue de Vesles

RENNES :

RADIO-PIECES, 23, rue de Châteaudun.

ROUEN : RADIO COMPTOIR, 61, r. Ganterie

ROUBAIX : ROUBAIX ELECT, 18, rue du

Collège

SAINT-AMAND-LES-EAUX :

WATTS, 23, rue de Valenciennes

SAINT-BRIEUC : DREZET, 11, rue Michelet

SAINT-ETIENNE :

HI-FI RAVON, 4, rue Dormoy

BASTIDE-RADIO, 18, rue B.-Malon

LOIRE ELECTRONIQUE, 16, rue St Joseph

SAINT-PRIEST : TELE PERFO, 3, rue Paulhan

SAINT-QUENTIN :

HI-FI ECHOS, Centre Commercial Delta

TOULOUSE :

HI-FI LANGUEDOC, 15 b, rue du Languedoc

TOURS : VAUGEOIS, 35, rue Giraudeau.

VALENCE : SOTELEC, 33, rue Martin-Vinay

VILLEFRANCHE-SUR-SAONE :

POPY, 153, rue d'Anse.

VILLEBANNE : CALICE, 30, cours e -Zola

# ALIMENTATION 3~30 V/1A

## pour le laboratoire

**C**ETTE alimentation n'est pas révolutionnaire dans sa conception, mais elle peut être réalisée très rapidement puisqu'elle ne nécessite qu'un nombre restreint de composants qui seront montés sur un petit carré de Vero-Board.

En dehors du circuit redressement/filtrage, on ne peut plus classique, nous avons ajouté pour la régulation un circuit intégré LM 723 fabriqué par National Semiconductor, suivi d'un transistor de puissance 2N 3055 que l'on trouve dans de nombreuses applications.

La base de la régulation est donc le circuit LM 723 que l'on peut alimenter par une tension redressée maximum de 40 V, la tension régulée dans ce cas pouvant atteindre 37 V. Partant d'un transformateur 24 V, nous avons dû nous limiter à 30 V ce qui est d'ailleurs suffisant dans la plupart des cas.

D'après la notice fournie par le constructeur et en raison du principe utilisé pour la réalisation du circuit, il s'avérait nécessaire de réaliser deux montages différents pour couvrir la gamme 3 à 30 V, ce que nous ne souhaitons évidemment pas.

En nous reportant aux schémas de base des régulateurs basse tension (Fig. 1 et 2) nous nous apercevons, en effet, que les modes de comparaison sont différents et ne permettent pas une commutation simple pour passer d'un circuit à l'autre.

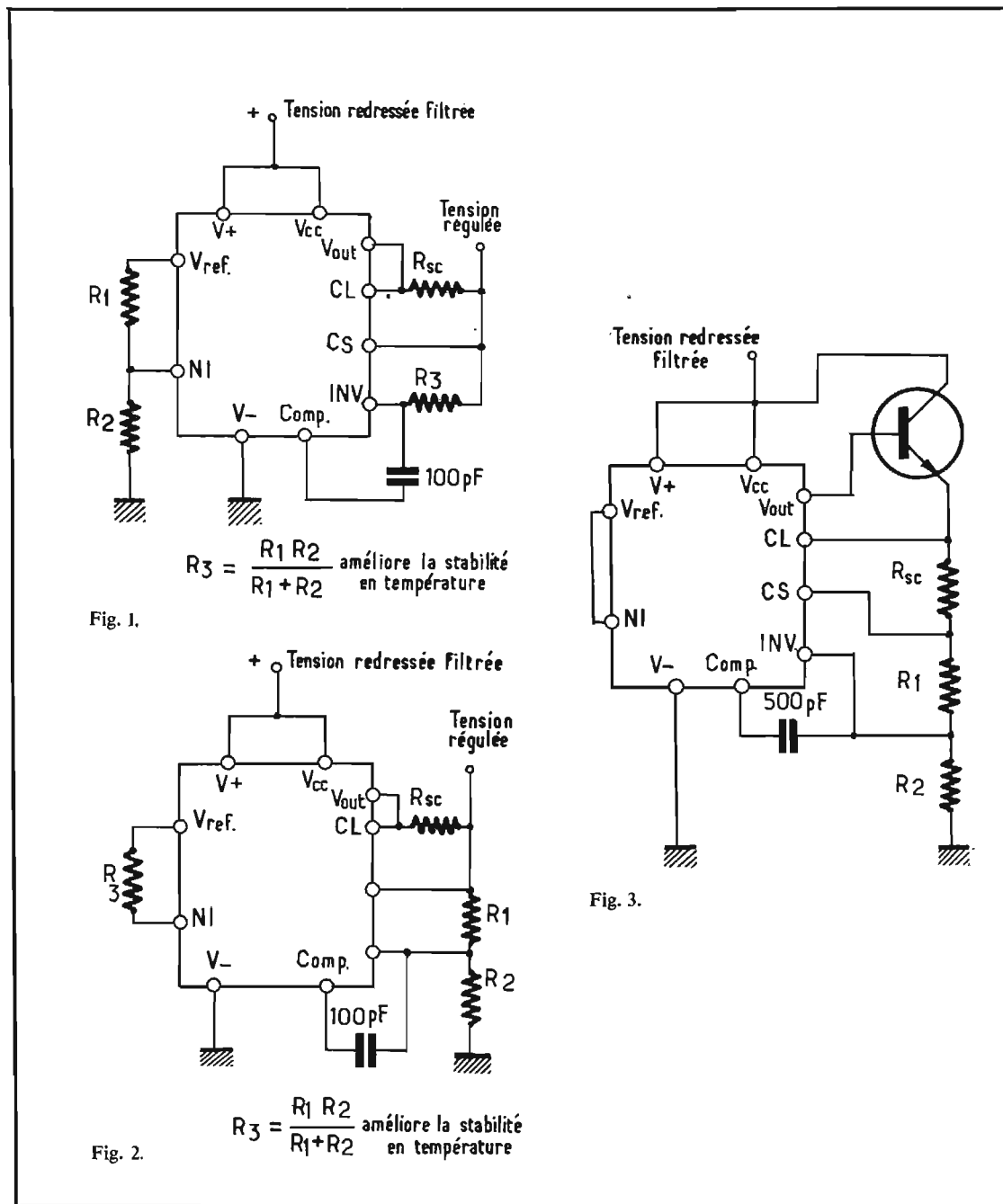
La tension en sortie du montage (Fig. 1) est donnée par

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{ref}} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

alors que la tension de sortie du montage (Fig. 2) est donnée par

$$V_{\text{sortie}} = V_{\text{ref}} \times \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

La tension de référence est, d'après la fiche technique, comprise entre 6,8 et 7,5 V pour le LM 723 C (gamme de température 0 à + 70 °C) et on l'applique en totalité (Fig. 2) ou en partie (Fig. 1) à l'entrée non-inverting du



circuit. Il faut évidemment qu'elle soit parfaitement stable pour obtenir une très bonne régulation, et celle qui est fournie dans le circuit l'est effectivement. Par contre, si l'on réalise un diviseur comme dans la figure 1, la stabilité pourra être compromise par une mauvaise qualité des résistances  $R_1$  et  $R_2$ .

Nous avons vu que, en fonction

de la tension de sortie, que l'on souhaite supérieure ou inférieure à 7 V, c'est-à-dire à la tension de référence, il faut appliquer sur l'entrée non-inverting tout ou partie de  $V_{\text{ref}}$ .

Nous sommes donc parti du montage de la figure 3 destiné à fournir une tension fixe supérieure à 7 V et nous l'avons transformé pour en arriver à la figure 4 dans

laquelle nous avons, par rapport à la précédente, remplacé une résistance par un potentiomètre de façon à pouvoir régler la tension de sortie, et ajouté une résistance commutable suivant la gamme de tension choisie.

Lorsque l'interrupteur est ouvert, nous retrouvons le circuit de la figure 2 et lorsqu'il est fermé celui de la figure 1 sensiblement

Fig. 4.

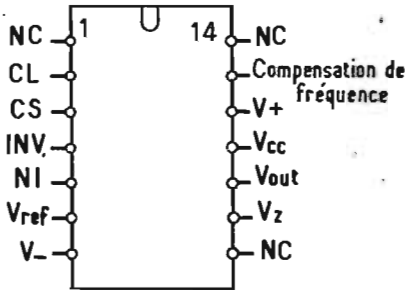
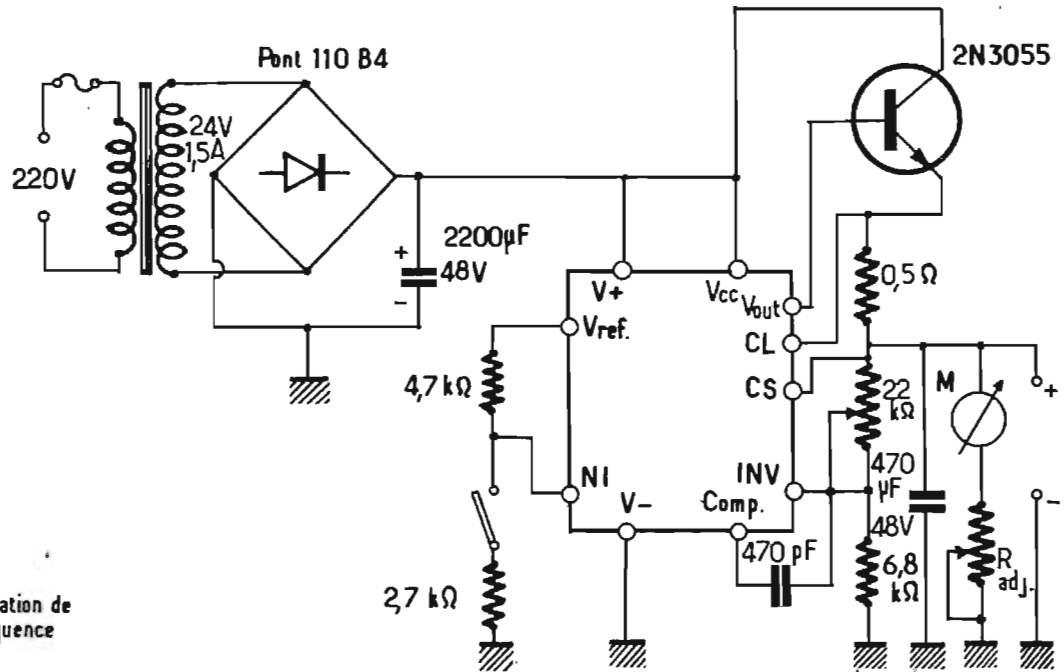


Fig. 6.

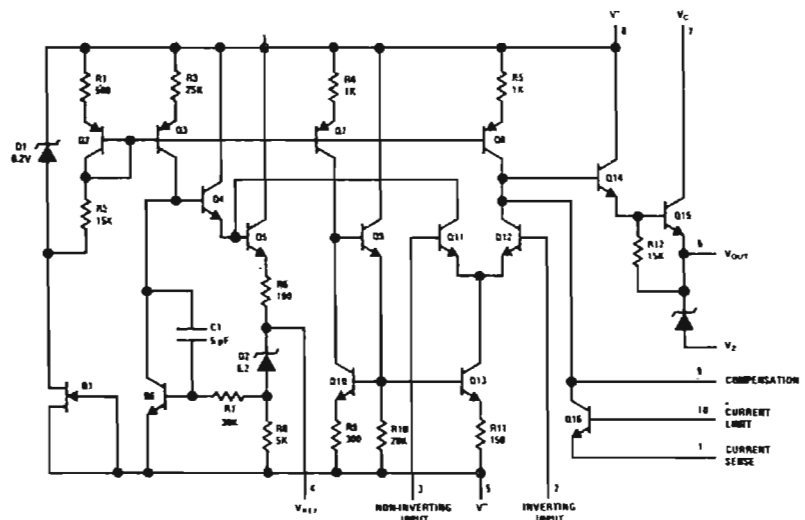
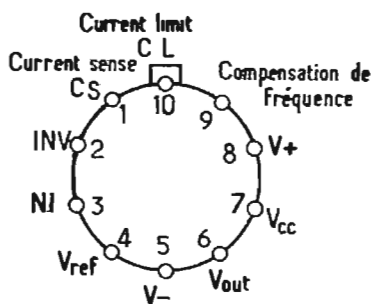


Fig. 5.

modifié. On choisira pour les résistances de 4,7 kΩ et 2,7 kΩ des éléments très stables, couche métallique par exemple dont la dérive est très faible. Proscrire les couches de carbone dans la mesure du possible.

La résistance de 0,5 Ω ( $R_{sc}$  sur les schémas de base) permet de limiter le débit de l'alimentation à une valeur qui préserve les éléments utilisés. Sur le schéma de principe du LM 723 nous voyons que cette résistance est placée entre base et émetteur de  $Q_{16}$  et que la conduction de ce transistor va tendre à bloquer  $Q_{14}$  et  $Q_{15}$ .

On sait que le seuil base-émetteur d'un transistor courant est de l'ordre de 0,6 V; si l'on souhaite une protection à partir de 1,2 A, la valeur de la résistance  $R_{sc}$  doit être de

$$\frac{0,6}{1,2} = 0,5 \Omega$$

Le voltmètre est bien sûr facultatif, il faudra déterminer  $R_{adj}$  afin d'obtenir une déviation totale de l'aiguille pour 30 V.

A l'oscilloscope pour une tension de sortie de 5 V et une charge de 1 A la variation de tension n'est pas visible sur une échelle de

0,5 V/cm et l'ondulation résiduelle est de quelques millivolts crête/crête.

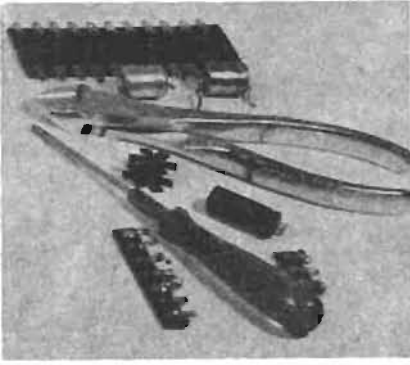
Le transistor 2 N 3055 est monté sur un radiateur de bonnes dimensions afin de ne pas le surchauffer exagérément lorsque la charge est maximale et la tension de sortie minimale. Il ne faut pas oublier, en effet, qu'en tirant 1 A sous 3 V, il y a environ 30 V entre collecteur et émetteur, ce qui implique une puissance à dissiper de 30 W.

On pourrait évidemment changer certains éléments, transformateur, pont de diodes et transistor

pour obtenir un débit supérieur et chacun pourra essayer avec ses propres moyens de construire une alimentation de plus forte puissance à partir du même LM 723. Il ne faut toutefois pas perdre de vue que le débit maximum de ce circuit intégré est de 150 mA et qu'il conviendra de surveiller le courant base du transistor de puissance et d'ajouter éventuellement un deuxième transistor.

J.-Cl. PIAT F2ES

Bibliographie : notice LM 723 National Semiconductor



# ABC de L'ELECTRONIQUE

## APPLICATIONS DES TRANSISTORS UNIJONCTION (UJT)

### INTRODUCTION

**L**e transistor unijonction (UJT) peut être utilisé seul ou en association avec d'autres semi-conducteurs : transistors bipolaires, thyristors, triacs. Des applications des UJT existent dans tous les domaines de l'électronique.

Le symbole schématique de l'UJT est donné à la figure (1). Il comporte trois électrodes : B<sub>1</sub> la base 1, B<sub>2</sub> la base 2, E l'émetteur.

La représentation de l'UJT est proche de celle des transistors à effet de champ, mais la flèche de l'émetteur E est oblique.

Le type représenté à la figure 1 est un PN, flèche de l'émetteur vers l'intérieur. Ce genre de semi-conducteur convient comme temporisateur, trigger, oscillateur, indicateur de tension, commande de dispositifs à triacs etc. Avec un UJT on peut réaliser des montages simples et à grande fiabilité. L'émetteur est du type P et les bases du type N. A la figure (2), on indique le mode de polarisation d'un UJT. La base 1 est au point le plus négatif, par exemple la masse ou ligne négative. La base 2 est à un point positif vers le + alimentation désigné par +V<sub>BB</sub>. L'émetteur E est polarisé positivement par une diode théorique parcourue par I<sub>E</sub> le courant de l'émetteur. Cette électrode est redresseuse, effet dû à la diode.

Lorsque V<sub>BB</sub> reste constante et I<sub>E</sub> augmente, depuis zéro vers une valeur positive, on obtient la caractéristique de la figure (3). Celle-ci a trois régimes, celle de blocage, celle de résistance négative et celle de saturation.

Fig. 1.

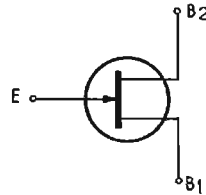


Fig. 2.

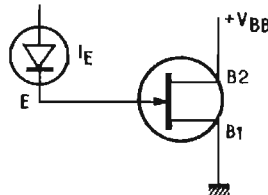
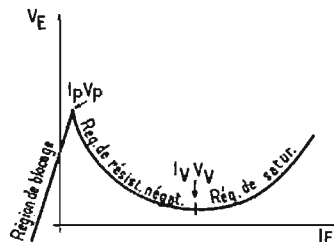


Fig. 3.



tive (courbe tombante) et celle de la région de saturation.

En ordonnées, on a indiqué la tension de l'émetteur et en abscisses, le courant correspondant. La région de résistance négative est celle où la pente de la courbe est négative : une augmentation du courant correspond à une diminution de la tension.

On remarquera deux points : au sommet I<sub>p</sub>, V<sub>p</sub> (pointe), la vallée, I<sub>v</sub>, V<sub>v</sub>, entre la région de résistance négative et celle de saturation.

L'UJT est un dispositif commandé par un courant. Pour chaque valeur de courant d'émetteur, il y a une tension spécifique d'émetteur. Dans la région de blocage (ent-off), l'impédance d'entrée est celle d'une diode polarisée à l'inverse. Cette polarisation inverse provoque un courant de fuite dans la diode et permet d'expliquer l'existence du courant négatif proche de l'origine. Dans la région de blocage, le courant vaut 1 à 10 μA à 25 °C.

La résistance dans la région de résistance négative est due à la pente des caractéristiques comme on l'a mentionné plus haut.

Aux faibles niveaux de courant, la résistance est de l'ordre de -100 kΩ et s'approche de zéro, au point de minimum de tension où la pente change de signe, en passant par zéro (tangente horizontale). La valeur du courant est de 10 μA environ à 30 mA environ selon la position de la courbe considérée.

Dans la région de saturation, la résistance est positive, la pente de la courbe étant positive et la courbe montante. La tension de saturation mesurée entre l'émetteur et la base 1, est de l'ordre de 3 à 5 V, avec un courant d'émetteur de 50 mA.

## CIRCUITS ÉQUIVALENTS

Comme pour d'autres semi-conducteurs, il est possible d'étudier le fonctionnement d'un UJT sur un circuit électrique équivalent, comme par exemple celui de la figure (4). Ce schéma est général et on peut en déduire des schémas particuliers convenant à chaque région de fonctionnement du semi-conducteur.

Indiquons que dans le schéma de la figure 4, E = émetteur, B<sub>1</sub> = base 1, B<sub>2</sub> = base 2, D = une diode parfaite (ou idéale), R<sub>s</sub> = résistance série, R<sub>L</sub> = charge, en parallèle par D + r<sub>s</sub>, V<sub>D</sub> = batterie, avec le + vers émetteur et - vers l'interrupteur. Si V<sub>ie</sub> = voltmètre, r<sub>B2</sub>, r<sub>B1</sub> et r<sub>sat</sub>, résistances en série entre les deux bases B<sub>1</sub> et B<sub>2</sub>.

Le schéma électrique de la figure 5 (A), représente le fonctionnement de l'UJT dans la région de blocage (OFF). Cette zone est indiquée en (B) de la figure 5, en trait plein.

On a supprimé r<sub>s</sub> et r<sub>sat</sub> car la diode est polarisée en sens inverse tandis que r<sub>sat</sub> est petite devant r<sub>B1</sub>. La ligne en trait plein (droite oblique à gauche) contient le point de coordonnées V<sub>p</sub>, I<sub>p</sub> qui est celui à partir duquel la diode de l'émetteur est polarisée en sens direct (passant). On a :

$$V_p = \frac{r_{B1}}{r_{B1} + r_{B2}} V_{BB} + V_D$$

$$= n V_{BB} + V_D \quad (1)$$

en désignant par n le rapport :

$$\frac{r_{B1}}{r_{B1} + r_{B2}}$$

Si l'UJT fonctionne dans la région où sa résistance est négative, c'est-à-dire comme un amplificateur à résistance négative, on devra utiliser le schéma équivalent général. A la figure (6), on indique la partie de la courbe (en trait plein) correspondant à la résistance négative.

Le circuit électrique équivalent pour la région de saturation est représenté à la figure (7-A).

En raison de l'injection de trous de l'émetteur, la résistance de la base B<sub>1</sub> est réduite à r<sub>sat</sub> qui est de l'ordre de 15 à 30 Ω lorsque I<sub>E</sub> = 50 mA. D'autre part, r<sub>L</sub> a été omise car la diode est polarisée en direct, donc sa résistance est très petite.

La courbe de la figure (7-B) donne la caractéristique de la diode constituée par l'émetteur et la base B<sub>1</sub>, lorsque la base B<sub>2</sub> est ouverte (non connectée, en l'air). La tension de saturation de l'UJT,

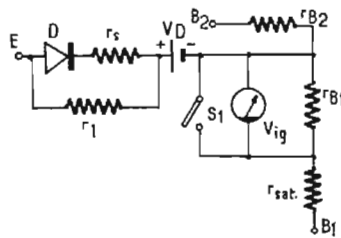


Fig. 4.

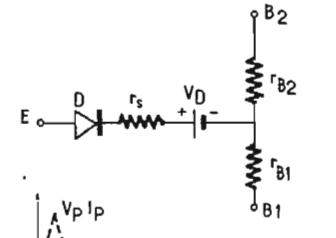


Fig. 7.

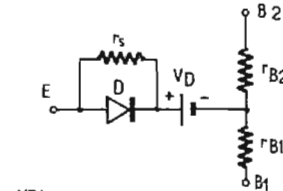
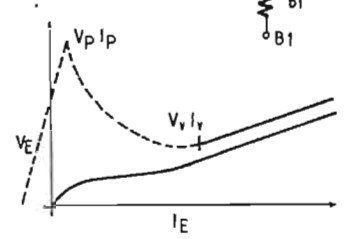


Fig. 5.

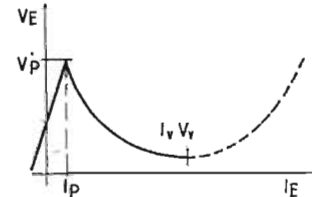
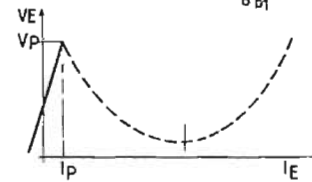


Fig. 6.

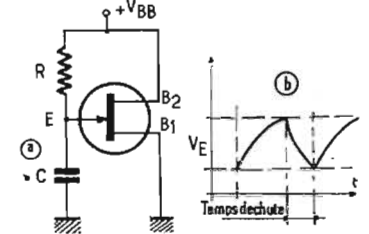


Fig. 8.

ne peut tendre que vers la tension de la courbe inférieure. La différence de tension représentée par les deux courbes est la chute de tension, le long de r<sub>sat</sub>, due au courant additionnel de la base B<sub>2</sub>.

### MONTAGES SIMPLES

Plusieurs applications des UJT, seront données dans cet article. On commencera par un générateur de signaux triangulaires et on analysera ensuite un générateur de tension rampe à pente variable ainsi que quelques autres dispositifs.

Voici à la figure 8, un oscillateur à UJT, dans lequel on a réussi à obtenir un temps de décharge relativement court. Cette possi-

bilité devient intéressante aux fréquences élevées de l'oscillation car à ces fréquences, le temps de chute tend à devenir comparable à celui de montée si le premier reste long. La durée de chute limite la fréquence d'oscillation.

Dans le montage de la figure 8, on a réduit le temps de chute, grâce au mode de fonctionnement suivant : la capacité C se charge à travers R<sub>1</sub> et R<sub>2</sub>, à partir du point V<sub>BE</sub> positif par rapport à la masse. Lorsque la tension de déclenchement de Q<sub>1</sub> est atteinte, la capacité se décharge à travers Q<sub>1</sub>, un transistor bipolaire NPN. La tension qui apparaît alors aux bornes de R<sub>3</sub> a pour effet de rendre Q<sub>1</sub> conducteur, ce qui permet une autre décharge

de C à travers Q<sub>2</sub>. De ce fait, la décharge du condensateur C est plus rapide que dans un montage sans triode Q<sub>2</sub>, comme celui de (a) de la même figure (8).

Le temps de chute est indiqué en (b). Il est réduit de 4 fois. Voici les valeurs des éléments du montage (c) de la figure 8 : R<sub>1</sub> = 50 kΩ, R<sub>2</sub> = 3,6 kΩ, R<sub>3</sub> = 47 Ω, C = 1 μF, Q<sub>1</sub> = 2N494, Q<sub>2</sub> = TI484, V<sub>EE</sub> = V<sub>BB</sub> = 15 V, semi-conducteurs TEXAS-INSTRUMENTS.

### GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX TRIANGULAIRES

Le schéma de ce générateur est représenté à la figure 9. On

y utilise cinq transistors :  $Q_1 = 2N726$  NPN,  $Q_2 = TI485$  NPN,  $Q_3 = TI485$  NPN,  $Q_4 = TI485$  NPN et l'UJT,  $Q_5 = 2N494$ , tous des TEXAS, comme dans tous les montages décrits dans le présent article.

Ce générateur fonctionne de la manière suivante :  $Q_1$  est un générateur de courant qui fournit un courant  $I$ , à la capacité  $C$ . De ce fait, il se produit une charge croissante linéairement. La capacité  $C$  est couplée à l'UJT, à l'aide du transistor  $Q_4$  monté en émetteur-suiveur, c'est-à-dire en collecteur commun. Lorsque la tension  $V_p$  est atteinte,  $Q_5$  est déclenché et, de ce fait,  $Q_3$  et  $Q_2$  deviennent conducteurs.

$Q_2$  est un générateur de courant dont la valeur est  $2I$ , réglable à l'aide de  $R_1$ . Il y a alors décharge de  $C$ , se produisant de la même manière que la charge d'où la forme triangulaire du signal de sortie.

Il faut que  $Q_2$  fournisse un courant  $2I$ , car la moitié de ce courant provient de  $C$  et la moitié de  $Q_1$  en état conducteur.

On peut faire varier la fréquence de l'oscillateur en modifiant  $I$  avec  $R_2$ . En augmentant  $I$ , on augmente la fréquence. En augmentant  $C$ , on diminue la fréquence. La forme du signal triangulaire est donnée à la figure 10 pour une période complète de  $18 \mu s = 9 \mu s$  de montée +  $9 \mu s$  de descente. L'amplitude varie entre 4 et 9 V, donc de 5 V. La pente est de  $5,5 \cdot 10^5$  V/s environ.

Cette période de  $18 \mu s$  correspond aux valeurs des éléments de la figure 9, donc à  $C = 3$  nF et  $R_2 = 1$  k $\Omega$ . Leur produit donne :

$$T = 3 \cdot 10^{-9} \cdot 10^3 = 3 \cdot 10^{-6} S.$$

ou  $T = 3 \mu s$ . Comme  $T_1 = 18 \mu s$ , on peut voir que la période du signal obtenu est de l'ordre de 6 fois celle de  $R_2 C$ .

La symétrie du signal, c'est-à-dire, des montées et des descentes d'égale durée, est réglable avec  $R_1$ .

### GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX RAMPE, A PENTE VARIABLE

On donne le schéma de ce générateur à la figure (11-A) et la forme du signal rampe à la figure (11-B). La particularité de ce générateur réside dans le fait que la pente de la partie oblique montante est variable d'une manière indépendante de la fréquence, ce qui donne à ce signal des formes

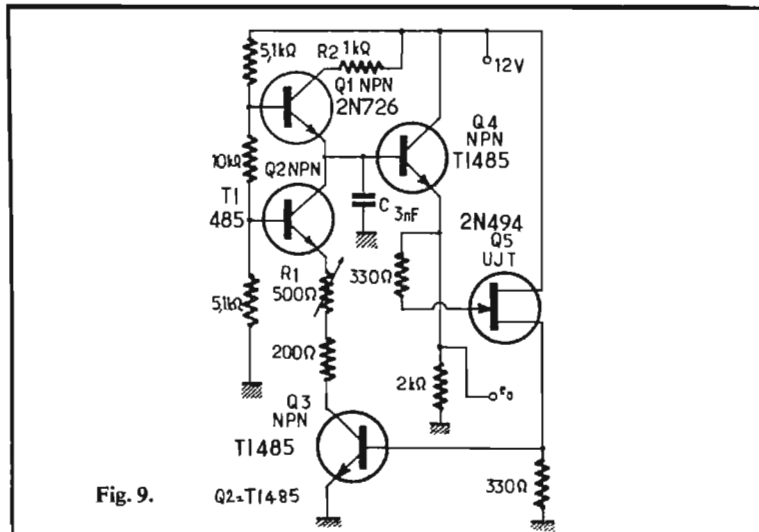


Fig. 9.

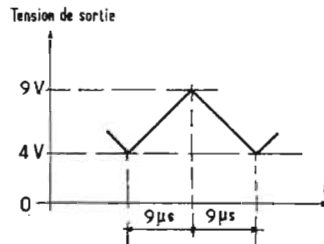


Fig. 10.

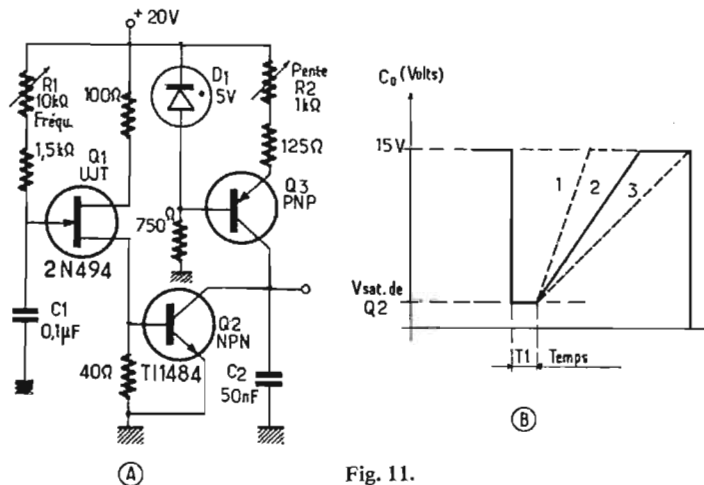


Fig. 11.

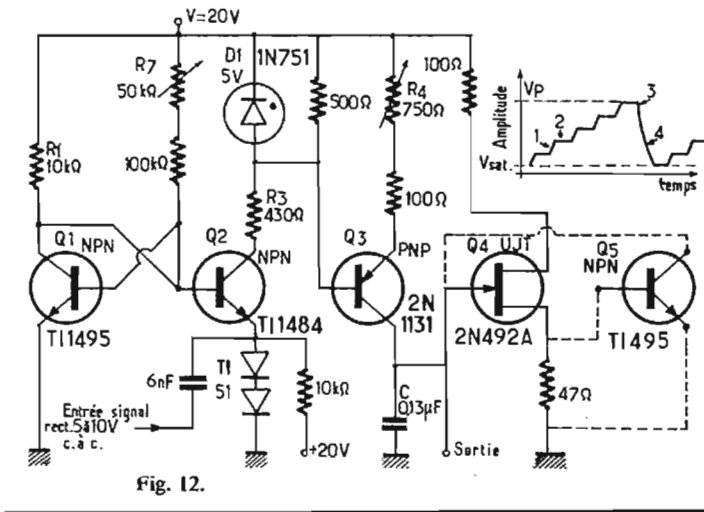


Fig. 12.

différentes de celles des signaux en dents de scie.

D'autre part, le réglage de fréquence est indépendant de celui de la pente.

Le fonctionnement de ce générateur peut s'expliquer de la manière suivante :  $Q_1$  en association avec  $R_1$  et  $C_1$  constituent un oscillateur de relaxation qui commande la fréquence du générateur.

Lorsque  $Q_1$  est déclenché,  $Q_2$  est amené à la conduction et il en résulte que la tension aux bornes de  $C_2$  devient nulle. Lorsque  $Q_1$  cesse de conduire,  $Q_2$  se bloque. Le générateur de courant se compose de  $Q_3$ ,  $D_1$  et  $R_2$  commence à charger  $C_2$  d'une manière constante produisant ainsi, une augmentation linéaire de tension. La forme de ce signal est indiquée en (B) de la figure (11) sur laquelle on a représenté une tension dont la fréquence est constante, mais dont la pente de la partie montante peut varier donnant ainsi diverses parties montantes comme celles désignées par (1), (2) et (3). Dans ce cas, on a  $I_1 = 15 \mu s$  environ, la fréquence est de 800 Hz à 6 kHz, la pente étant de  $7,3 \cdot 10^4$  V/s à  $6,95 \cdot 10^5$  V/s. Pour les signaux de courbes 1 et 2, le niveau maximum est de 15 V parce que  $Q_3$  atteint la saturation avant que  $Q_1$  ait terminé le cycle de fonctionnement. La tension « rampe » peut être supérieure à 15 V en augmentant la tension d'alimentation au-delà de 20 V.

Il y aura alors une amplitude de tension plus grande aux bornes de  $C_2$  avant que  $Q_3$  se sature.

Le temps  $T_1$  indiqué sur la figure (11-B) correspond à celui où  $Q_2$  reste conducteur lorsque  $C_1$  se décharge. On pourra régler  $T_1$  avec  $C_1$ , ils varient dans le même sens.

Remarquons dans ce montage l'emploi d'un UJT, d'un transistor bipolaire PNP, d'un transistor bipolaire NPN et d'une diode Zener  $D_1$  de 5 V type 1N751.

La fréquence dépend de la valeur de  $C_1$ . Dans le montage de la figure (11-A),  $C_1 = 0,1 \mu F$ , ce qui donne avec le réglage de fréquence  $R_1$  de 10 k $\Omega$ , en gamme de fréquence indiquée plus haut.

### GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX EN ÉCHELONS ET COMPTEUR

Le schéma de ce générateur est donné à la figure (12-A) et la forme des échelons, à la figure (12-B).



Ce générateur fournit le signal à échelons sur l'émetteur de  $Q_4$ . Il peut également diviser la fréquence du signal d'entrée dans le rapport désiré.

On notera que ce dispositif peut fonctionner avec entier succès, dans des ambiances de température comprises entre  $0^\circ$  et  $100^\circ\text{C}$ .

Le fonctionnement est assuré même s'il y a des variations importantes de la tension d'alimentation. Il faut, toutefois, pour un comptage précis, que l'alimentation soit réglée.

On peut expliquer le fonctionnement de ce générateur, comme suit : une impulsion négative appliquée à l'entrée par l'intermédiaire du condensateur de  $6\text{ nF}$ , parvient à l'émetteur de  $Q_2$ , un transistor NPN et amène ce semi-conducteur à l'état de conduction pour une période de  $15\ \mu\text{s}$ , obtenue par le réglage invariable de  $R_2$ , une résistance variable de  $50\ \text{k}\Omega$ .

L'impulsion est de forme rectangulaire à amplitude crête à crête de  $5$  à  $10\ \text{V}$ .

On réalise ainsi la commande de la diode Zener  $D_1$  et du transistor PNP,  $Q_3$  qui constituent une source de courant réglable avec  $R_4$ .

Le condensateur  $C$  est chargé à une tension  $E = IT/C$  par cette source de courant. La valeur maximum de chaque montée de tension du condensateur est déterminée par  $R_4$ , une résistance variable de  $750\ \Omega$  montée dans le circuit d'émetteur de  $Q_3$  qui règle le courant afin que la période soit de  $15\ \mu\text{s}$ .

Lorsque la tension aux bornes de  $C$  atteint le potentiel de déclenchement de l'UJT,  $Q_4$ , celui-ci devenant conducteur, il y a décharge de  $C$ , ce qui produit une tension de sortie positive aux bornes de la résistance de  $47\ \Omega$  insérée entre la base  $B_1$  de l'UJT et la masse et ligne négative d'alimentation. Cette dernière est de  $20\ \text{V}$ .

L'impulsion de sortie, obtenue sur l'émetteur de l'UJT peut être supérieure à  $5\ \text{V}$ , avec un temps de montée de  $5\ \mu\text{s}$  approximativement.

Le compteur fonctionne d'une manière satisfaisante avec un signal d'entrée, dont la fréquence peut atteindre  $10\ \text{kHz}$ .

En ajoutant le transistor  $Q_5$ , représenté à droite du schéma avec des connexions en pointillés, on obtient une décharge plus rapide de  $C$ , ce qui permet de doubler la fréquence maximum de fonctionnement du dispositif.

Le fonctionnement aux basses

fréquences est limité par la décharge de  $C$ , due aux résistances de fuite de  $Q_3$ ,  $Q_4$  et  $Q_5$ . A la température de  $25^\circ\text{C}$ , la fréquence de fonctionnement peut être abaissée au-dessous de  $100\ \text{Hz}$ .

A la figure (12-B), on montre la forme du signal, obtenu en ajustant  $R_4$ . La tension totale de sortie varie entre deux valeurs,  $V_{\text{sat}}$  (minimum) et  $V_p$  (maximum).

Différents réglages de  $R_2$  et  $R_4$  permettent un grand choix du nombre d'échelons. Le maximum et le minimum sont ajustables avec  $R_2$ . On peut obtenir  $5$  à  $24$  échelons.

Dans la représentation du signal, de la figure (12-B), on a marqué quelques points intéressants.

l'emploi de  $3$  (ou  $4$  avec  $Q_5$ ) transistors bipolaires, dont seul  $Q_3$  est un PNP, les autres étant des NPN. Il y a aussi, évidemment le transistor unijonction  $Q_4$ . Comme diodes, on notera deux diodes  $T_{151}$  et une diode Zener  $D_1$  de  $5\ \text{V}$  type  $1\text{N}751$ . Le transistor  $Q_5$  s'ajoute très simplement au montage en effectuant les trois connexions indiquées en pointillé : l'émetteur à la masse, la base à la base  $B_1$  de l'UJT et le collecteur à l'émetteur de l'UJT.

### MULTIVIBRATEUR ASTABLE

Ce montage, dit aussi flip-flop, par certains auteurs, est réalisable selon le schéma de la figure 13A.

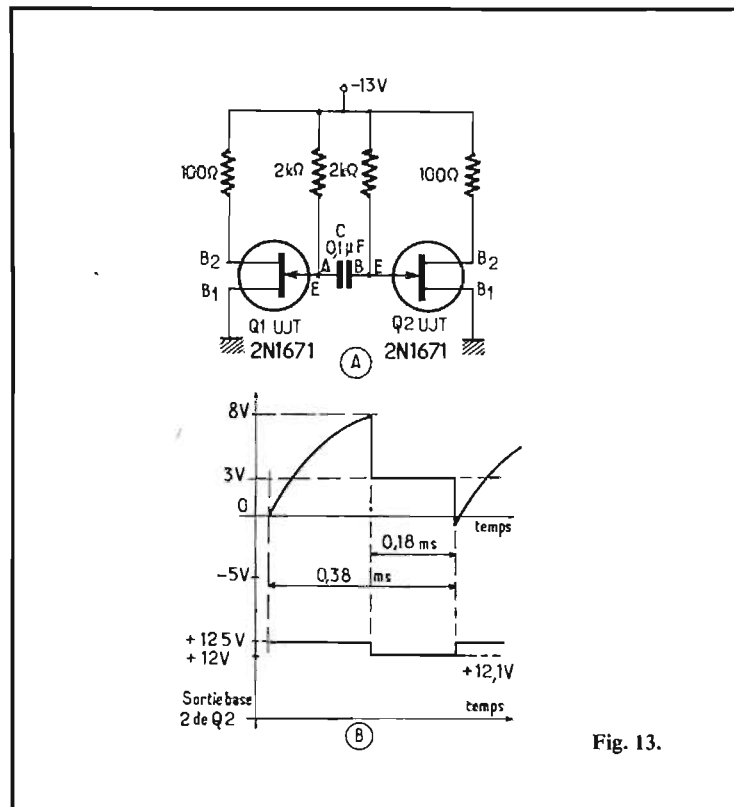


Fig. 13.

Le point 1 montre une partie montante correspondant à une charge de  $15\ \mu\text{s}$  de la période de conduction. Le point 2 indique la décroissance de la tension due aux fuites aux bornes de la capacité. Au point 3, il y a le sommet de la courbe et il correspond à la tension  $V_p$  de déclenchement de l'UJT qui passe de l'état bloqué à l'état conducteur.

Ce point indique la remise à zéro du compteur par décharge du condensateur  $C$ .

Le point 4 indique la durée de la décharge de  $C$  à travers le circuit d'émetteur.

Remarquons dans ce montage

Il nécessite très peu de composants : deux transistors unijonction  $Q_1$  et  $Q_2$ , tous deux du type  $2\text{N}1671$ , quatre résistances, 2 de  $2\ \text{k}\Omega$  et 2 de  $100\ \Omega$  et un condensateur de  $0,1\ \mu\text{F}$ .

On obtient le signal de sortie sur la base  $B_2$  de  $Q_2$ .

Le schéma du multivibrateur est obtenu en reliant les deux émetteurs par le condensateur de  $0,1\ \mu\text{F}$ .

Ce montage utilise une alimentation de  $13\ \text{V}$ , le négatif étant à la masse.

Voici comment fonctionne ce montage. Supposons qu'au moment où le dispositif

commence à fonctionner,  $Q_1$  est à l'état conducteur, ce qui correspond au point A à la tension  $V_{\text{sat}}$ . Le point B sera alors à une tension de charge qui montera jusqu'à  $12\ \text{V}$ . Dès que la tension  $V_p$  est atteinte,  $Q_2$  est au point de déclenchement et le point B est amené à la tension  $V_{\text{sat}}$ . Dans ces conditions, la tension du point de la capacité  $C$  de  $0,1\ \mu\text{F}$  est inversée et  $Q_1$  passe à l'état bloqué. A partir de ce moment, il y a à nouveau charge à travers A, et le cycle recommence.

On montre en B de la figure 13, la forme des tensions au point B (en haut) et à la sortie (en bas). Comme la période du signal est  $T = 0,38\ \text{ms}$ , la fréquence  $f$  est évidemment  $1/T$ , égale à :

$$f = \frac{1000}{0,38} = \frac{100000}{38}$$

ce qui donne  $2\ 630\ \text{Hz}$  environ.

Remarquons que les périodes partielles sont à peu près égales, ce qui est normal étant donné la symétrie du montage et des valeurs des éléments. Des fréquences différentes peuvent être obtenues avec d'autres valeurs du condensateur. Plus  $C$  sera réduit, plus  $f$  sera grande.

La tension de sortie est rectangulaire. Elle varie entre  $+12,5\ \text{V}$  et  $+12,1\ \text{V}$ , donc à une amplitude de  $0,4\ \text{V}$ .

### COMPAREUR

Dans le montage de comparateur représenté par le schéma de la figure 14, on trouve deux oscillateurs RC de relaxation réalisés avec  $Q_2$  et  $Q_3$ , deux transistors unijonction du type  $2\text{N}491$ . Les tensions de déclenchement de  $Q_2$  et  $Q_3$  sont commandées par l'amplificateur différentiel utilisant les transistors  $Q_1$ ,  $Q_4$  et la diode Zener de  $5\ \text{V}$ ,  $D_1$ . Ces tensions servent de référence pour la comparaison avec le signal d'entrée sur la base de  $Q_1$ .

Lorsque  $V_{\text{entree}}$  augmente, la tension sur la base  $B_2$  de  $Q_2$  est diminuée, et celle sur la base  $B_2$  de  $Q_3$  est augmentée.

De ce fait, la tension  $V_p$  de  $Q_2$  est diminuée et ce transistor UJT oscille avant  $Q_3$ . Il en résulte, à la sortie, une série d'impulsions au point 1.

Lorsque  $V_{\text{entree}}$  est diminuée, la base  $B_2$  de  $Q_3$  est à une tension plus faible que la base  $B_2$  de  $Q_2$  et on obtient alors, à la sortie B, une série d'impulsions.

$R_3$  est utilisée pour équilibrer les caractéristiques inégales de  $Q_2$  et  $Q_3$ ;  $R_2$  règle la polarisa-

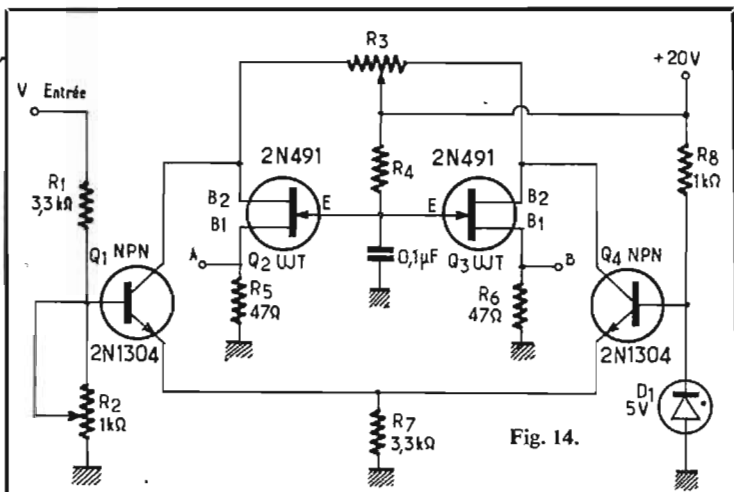


Fig. 14.

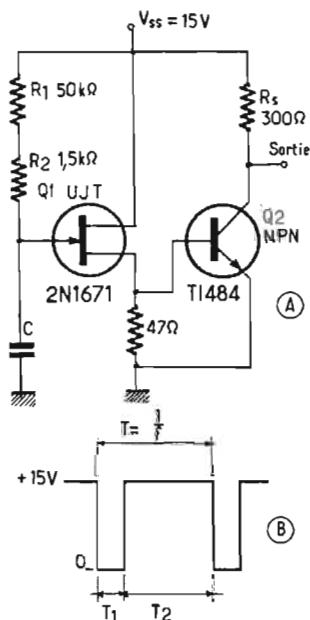


Fig. 15.

tion de  $Q_1$  et  $Q_2$ , afin que des niveaux divers de  $V_{entree}$  puissent être utilisés pour l'enclenchement. Une variation aussi faible que 2 mV sur la base de  $Q_1$  provoque la commutation de la sortie de A à B.

La tension d'alimentation de ce comparateur est de 20 V avec négatif à la masse. La diode Zener est du type 1N751. Certaines valeurs des éléments sont indiquées sur le schéma de la figure 14. Nous n'avons pas celles de  $R_3$  et  $R_4$ .

### GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS

Des impulsions comme celles de la figure (15-B) peuvent être obtenues à la sortie du générateur de la figure (15-A).

En donnant à C différentes valeurs depuis  $0,2 \mu F$  jusqu'à  $1 \mu F$ , on pourra obtenir plusieurs

gammes de fréquences, couvrant la gamme totale de 30 Hz jusqu'à 5 kHz, ce qui peut intéresser les techniciens de la BF, des mesures et ceux de la musico-électronique.

Voici au tableau I ci-après les gammes de fréquence :

TABLEAU I		
C ( $\mu F$ )	Fréquence en Hz	$T_1$ ( $\mu s$ )
0,2	150 à 5 000	18
0,4	70 à 2 500	25
0,6	40 à 1 700	32
0,8	35 à 1 200	40
1	30 à 1 000	50

Remarquons sur la figure (15-B) que  $T_1$  est la durée de l'impulsion négative,  $T_2$  est la durée de la période partielle la plus longue, donc  $T = T_1 + T_2 = 1/f$ .

L'examen du tableau montre que  $T_1$  dépend de la valeur de la capacité C. La gamme choisie pour une valeur donnée de C s'obtiendra en faisant varier  $R_1$ , résistance variable de  $50 k\Omega$ .

Le montage comprend un UJT et un transistor NPN, trois résistances fixes, un potentiomètre monté en résistance et un condensateur C. On peut aussi remplacer C par un commutateur introduisant en circuit les cinq condensateurs du tableau I, ou même des condensateurs d'autres valeurs voisines. Ce montage simple permet, comme on vient de le voir, d'obtenir des impulsions de durée variable et des fréquences variables.

Dans ce dispositif, on trouve deux parties, un oscillateur de relaxation à oscillations libres et un étage de sortie à transistor  $Q_2$ . L'oscillateur utilise un UJT 2N167 et le transistor est un NPN du type TI484.

Normalement  $Q_2$  est à l'état bloqué par la résistance de  $47 \Omega$  montée entre la base et l'émetteur. La chute de tension, le long de cette résistance résultant de  $r_{BB}$  et  $V_{BB}$  est faible et diminue lorsque la température augmente, due à l'augmentation de  $r_{BB}$ .

Lorsque  $V_c$  atteint  $V_p$ ,  $O_1$  se

déclenche et C se décharge. La plus grande partie du courant de décharge passe par la diode base-émetteur de  $Q_2$ , car elle est de faible impédance. De ce fait,  $Q_2$  se sature et le point de sortie est porté de +15 V à 0 V environ.

Dès que le condensateur est suffisamment déchargé,  $Q_1$  et  $Q_2$  passent à l'état bloqué et de ce fait, le point de sortie retrouve le niveau du +15 V.

Avec un UJT sélectionné, le temps de montée et le temps de descente sont de l'ordre de  $1 \mu s$ . Le tableau I indique les fréquences et la période partielle de l'impulsion,  $T_1$ .

On peut compter sur un fonctionnement correct entre  $-25^\circ C$  et  $+60^\circ C$ . Cette gamme peut être élargie jusqu'à  $+125^\circ C$  en augmentant la valeur de  $R_2$  au-dessus de  $3,6 k\Omega$ .

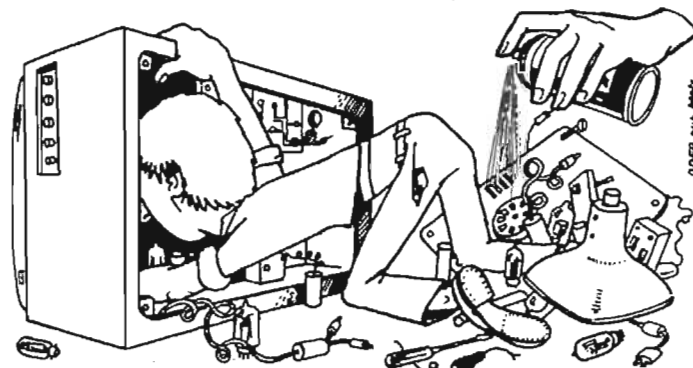
La variation de  $R_1$  agit sur la valeur de la fréquence. C influe à la fois sur  $T_1$  et sur  $f \approx 1/(T_1 + T_2)$ . On pourra monter en série avec l'émetteur de  $Q_1$ , une résistance variable qui fera varier  $T_1$ .

D'autres montages à UJT seront décrits dans le prochain ABC de l'électronique.

F. J.

## détecter une panne thermique en 3 jours ou... en 5 MINUTES ? A VOUS DE CHOISIR

(en pensant à vos clients)



Pensez que dans 52 pays, les techniciens Radio-TV et les électroniciens utilisent à leur plus grande satisfaction

### KALTE SPRAY 75 (sous aérosol)

Une nouvelle spécialité KONTAKT-CHEMIE

Bon pour une documentation gratuite

NOM ou Raison sociale.....

Rue ..... N° .....

Ville ..... Dept. ....

Importateur pour la France

# slora

18, Avenue de Spicheren  
57602 FORBACH

# RADIOCOMMANDE



des modèles réduits

La rubrique  
des F 1000

## RÉALISATION D'UN SERVO- TREUIL PROPORTIONNEL POUR VOILIER

**L**A commande proportionnelle des voiles présente une difficulté en ce sens qu'elle réclame une puissance relativement importante que ne peut lui fournir directement un montage classique d'ampli de servo ditigal. Ceci pour deux raisons : la première est qu'un moteur puissant n'est pas assez sensible pour se recalibrer parfaitement, et occasionne une consommation permanente inacceptable; la seconde est qu'il produit des parasites incompatibles avec le système de radio commande digital.

Il faut donc alimenter séparément le moteur de puissance et n'avoir aucun point commun entre son circuit et le reste de l'électronique. Des relais sont en conséquence utilisés ici comme intermédiaires.

La description qui suit s'adresse aux amateurs disposant d'une télécommande digitale et désirant une commande de puissance proportionnelle simple; c'est-à-dire, qui se passe de moteur intermédiaire, avec ce que cela entraîne (tringlerie, cames et micro-contacts par exemple).

L'électronique employée est celle qui figure dans la description du T.F.6 (« Haut-Parleur » n°s 1351 et 1360) modifiée dans sa partie finale (voir Fig. 1). On pourra ainsi modifier un servo déjà existant, ou en recâbler un autre suivant la figure 4. Le circuit n'a pas été miniaturisé, pour la bonne raison qu'il y a de la place dans un voilier digne de ce nom. Les éléments sont implantés suivant un quadrillage 5 x 5 mm pour une réalisation pas-

sible sur circuit Veroboard. La plaquette pourrait être réduite en montant les éléments verticalement et en remplaçant après mise au point les 3 potentiomètres miniatures par des résistances fixes.

Les relais employés sont des Siemens. 2 RT type TBV 130  $\Omega$  2 600 sp 11/100 (les relais 80  $\Omega$  4 à 12 V de « LEXTRONIC » ont également été essayés avec succès). Ils sont insérés dans les collecteurs de T<sub>7</sub> et T<sub>8</sub> et vont respectivement au + 4,8 et - 4,8. Pour éviter un pompage du moteur, il faut assurer une contre-réaction.

La tension de contre-réaction est donnée positivement par T<sub>7</sub>, D<sub>1</sub> et négativement par T<sub>8</sub>, D<sub>2</sub>, et apparaît sur un diviseur deux fois 47 k $\Omega$  qui voit sa tension pas-

ser par rapport au zéro de + 2 V à - 2 V suivant que T<sub>7</sub> ou T<sub>8</sub> conduit. Le condensateur C<sub>2</sub> intègre cette tension et évite ainsi un « titillage » des relais à l'approche du point de recalage. Une fraction de cette tension va par la 330 k $\Omega$  en série avec 1 mégohm à ajuster, rallonger ou raccourcir le temps de déclenchement du monostable de manière à désexciter le relais qui travaille, à l'approche du point de recalage et non sur celui-ci; chose qui se passe lorsqu'il n'y a pas de C.R. et qui fait qu'alors il y a dépassement, puis pompage.

Le condensateur C<sub>1</sub> = 10  $\mu$ F ici, est à déterminer aux essais, il est essentiellement fonction de la sensibilité et de la rapidité de réponse des relais employés. Les

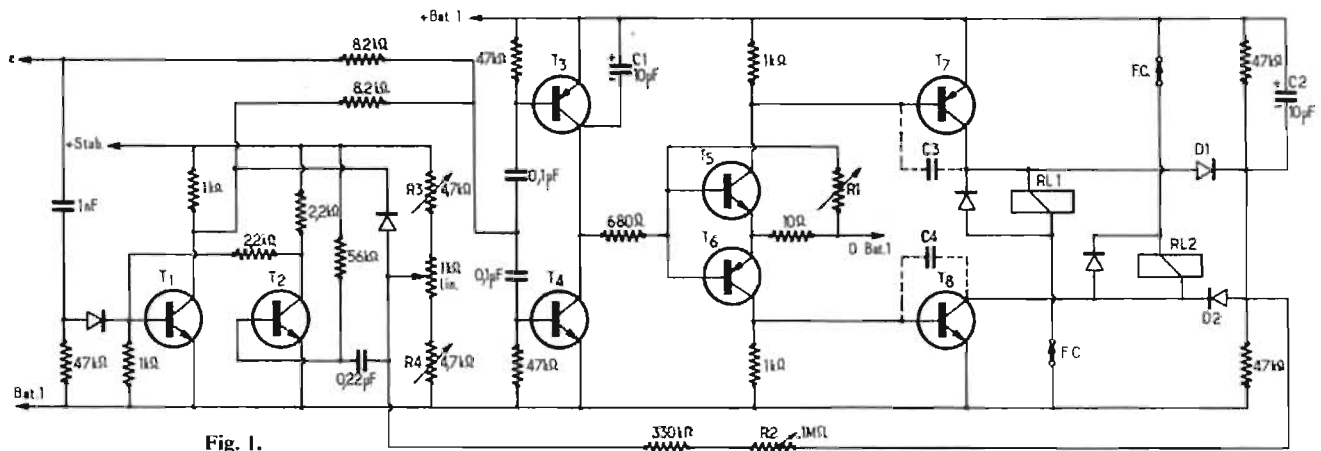


Fig. 1.

Toutes les diodes : OA 200  
tous PNP : 2N2906  
tous NPN : 2N2222

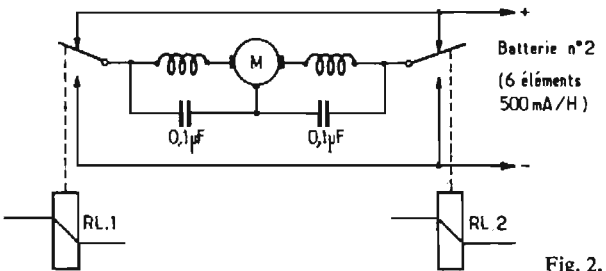


Fig. 2.

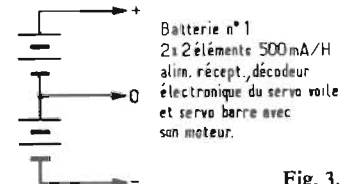


Fig. 3.

Siemens ont un temps de collage de 20 ms et de décollage de 10 ms rallongé ici à 40 ms par la présence des diodes SHUNTANT l'extra courant de rupture atteignant 70 V et risquant de détruire les transistors de sortie.

Pour un servo très rapide, ou ayant une course faible sur le potentiomètre de sortie, il faut pour gagner en temps de réponse, enlever les diodes et mettre un condensateur de quelques dizaines de  $\mu\text{F}$  entre base et collecteur de chaque transistor de sortie ( $C_3$

et  $C_4$  Fig. 1). Ce condensateur fera la rupture de courant moins brutale dans l'enroulement du relais et par la même, la tension inverse apparaissant sur la bobine sera plus faible.

Un condensateur de 22  $\mu\text{F}$  à 0,1  $\mu\text{F}$  ne rallonge pratiquement pas le temps de décollage, et fait tomber de plus de moitié la tension inverse de rupture.

La résistance de 1 k $\Omega$  dans la base de  $T_1$  durcit le monostable vis-à-vis des parasites.

Un condensateur de 0,22  $\mu\text{F}$

dans le monostable remplace celui de 0,1  $\mu\text{F}$  généralement utilisé car il était difficile d'atteindre 2,2 ms. Une résistance de 270  $\Omega$  ne figurant pas sur le schéma est mise en série avec  $R_3$  par sécurité pour  $T_1$ .

Le moteur utilisé est un mono-perm rebobiné de 50 spires de fil émaillé 45/100 par masse polaire, alimenté sous 7,2 V ce qui lui fait tirer de 0,8 à 1,5 A suivant l'effort demandé. Il est survolté sans danger du fait qu'il n'est appelé à fonctionner que par intermittence,

et ce, pendant quelques secondes seulement (2,5" à 3" pour avaler 45 cm d'écoute).

L'antiparasitage du moteur est fait avec deux tores de ferrite taillés à la meule dans un batonnet de  $\varnothing 10$  percé, sur lesquels sont bobinées une vingtaine de spires de 45/100. Ces tores sont collés à l'araldite sur le moteur le plus près possible des sorties (faire sauter les lames d'inversion de marche pour sortir directement des charbons) et câbler court. Deux condensateurs de 0,1  $\mu\text{F}$

**PIECES DETACHEES**

**Accumulateurs au Cadmium-Nickel :**

1,2 V - 225 mA/h	8,60
1,2 V - 500 mA/h	11,40
2,4 V - 500 mA/h	28,00
6 V - 225 mA/h	47,00
6 V - 500 mA/h	62,00
8,4 V - 225 mA/h	86,80
9,6 V - 500 mA/h	98,00
12 V - 225 mA/h	95,80
12 V - 500 mA/h	124,00

Pour autres modèles : voir page 1 de **Egalement batteries :** notre catalogue. **DARY-DRYFIT, SOMMENSCHNEIN, etc.**

**Antennes télescopiques :**

Toutes dimensions, à partir de : **6,00**

**Boîtiers :**

Nous disposons d'un très grand stock de boîtiers pour la réalisation d'émetteurs. **Recharge toutes batteries de 1,2 volt à 12 volts, de 100 mA/h à 10 AH.**

**Multichargeur DARY de récepteurs, etc.**

Débit stabilisé : 20 mA, 2x50 mA, 100 mA, 200 mA et 500 mA.

**Gaine thermorétractable.**

Se rétracte de moitié du  $\varnothing$ , long. : 120 m.  
 $\varnothing 2$  mm transparente ..... 1,20  
 $\varnothing 3$  mm noire ..... 4,80  
 $\varnothing 5$  mm noire ..... 7,50  
 $\varnothing 16$  mm transparente ..... 4,80

**Servo-Scotch**

Auto-collant 2 faces ..... 8,00  
Moteur 2,4 ou 4,8 volts,  $\varnothing 18$  ou 22 mm, seul ..... 29,00

**CONNECTEURS SUBMINIATURES**



Destiné spécialement aux ensembles récepteurs digitaux. Ces connecteurs sont de dimensions très réduites et leurs contacts dorés.  
2 contacts, le jeu M et F ..... 3,50  
3 contacts, le jeu M et F ..... 4,50  
4 contacts, le jeu M et F ..... 6,00  
5 contacts, le jeu M et F ..... 7,50  
Existent également en bloc  
2x3 - 3x3 - 2x4 - 3x4 - 2x5 - 7x4 contacts.

**Filtres BF, 14 x 8 mm.**

Fréquences de 825 à 6 500 Hz ..... 14,00

**Filtres céramiques 455 kHz.**

2 sorties pour découplage ..... 9,00

**Transfilitres 5 sorties.**

Pour liaison entre étages ..... 15,00

**Transfos MF, 455 kHz.**

7 x 7 mm ou 10 x 10 mm, le jeu de 3 ..... 10,50

**Pot « Ferroxcube » pour réalisation de filtres BF**

Self d'arrêt « Ferroxcube » ..... 6,50

**Self d'arrêt « Ferroxcube ».**

Pour 27 ou 72 MHz ..... 1,00

**Inductances moulées miniatures et subminiatures à partir de**

..... 4,50

**Fils souples**

Le rouleau de 3 mètres de 8 couleurs ..... 9,60

Soudure 7/10 60 % ..... 6,00

Les 10 mètres ..... 6,00

**Relais miniatures.**

KACO, 300 ohms, 1 RT ..... 14,00

2 RT ..... 17,00

**Même relais pour C1.**

Contacts 3 A, 80 et 300 ohms ..... 18,00

**Relais à enclenchement mécanique.**

PLP ..... 25,00

**Quartz :**

Fréquences Talky-Walky 27 MHz. 16,00

Fréquences télécommande 27 MHz, tolérance normale ..... 20,00

Tolérance étroite ( $\pm 0,5$  kHz) ..... 39,00

Bande 72 MHz, tolérance normale ..... 43,00

Bande 72 MHz, tolérance étroite ( $\pm 1$  kHz) ..... 68,00

**Vu-mètres.**

Manches de commande. 2 et 4 canaux, à partir de ..... 18,00

Manches proportionnels 1 voie, avec trim et potentiomètre ..... 26,00

Manches proportionnels 2 voies, avec trim et 2 potentiomètres, à partir de ..... 60,00

**En stock les modèles :**

EK - KOWAN - REMCOM - HORIZON, etc.

Manche proportionnel 3 voies avec 3 trims et 3 potentiomètres ..... 99,00

**Mécaniques de servomoteurs digitaux.**

Avec potentiomètre de 1,5 K et moteur de 2,4 volts :

FB-3B ..... 65,00 - RS9 ..... 80,00

EK ..... 75,00 - Micro EK ..... 95,00

LX73 ..... 80,00 - SRC ..... 90,00

Ces servomoteurs peuvent être équipés avec des potentiomètres de 5 K $\Omega$  et des moteurs de 11 $\Omega$ , 4,8 volts (à spécifier).

Potentiomètre de 1,5 k $\Omega$  ou 5 k $\Omega$  pour ces servomoteurs, seul ..... 12,00

**Le "Variocommand 1 B"**

remplace un servomoteur digital pour permettre l'arrêt et la variation proportionnelle des vitesses dans les 2 sens d'un moteur électrique (maximum 60 watts).

La variation est réalisée par découpages cycliques, c'est-à-dire sans perte de puissance à régime réduit.

Dimensions : 70 x 30 x 20 mm, 6 à 12 volts suivant moteur, entrée positive.

Complet en kit ..... 199,00

Monté et testé ..... 260,00

**3 AUTRES MODÈLES DISPONIBLES, nous consulter**

**BON pour un CATALOGUE**

(Veuillez joindre 6 F en T.P.)

NOM .....

Prénom .....

Rue .....

Ville .....

Département .....

**LEXTRONIC - TELECOMMANDE**

25, rue du Docteur-Calmette - 93370 MONTFERMEIL - Téléphone 936-10-01

C.C.P. LA SOURCE 30.576-22

Magasin ouvert tous les jours de 9 h à 12 h et de 13 h à 19 h 30, mais fermé dimanche et lundi

Prière de ne pas se présenter et de ne pas téléphoner en dehors des heures d'ouverture indiquées



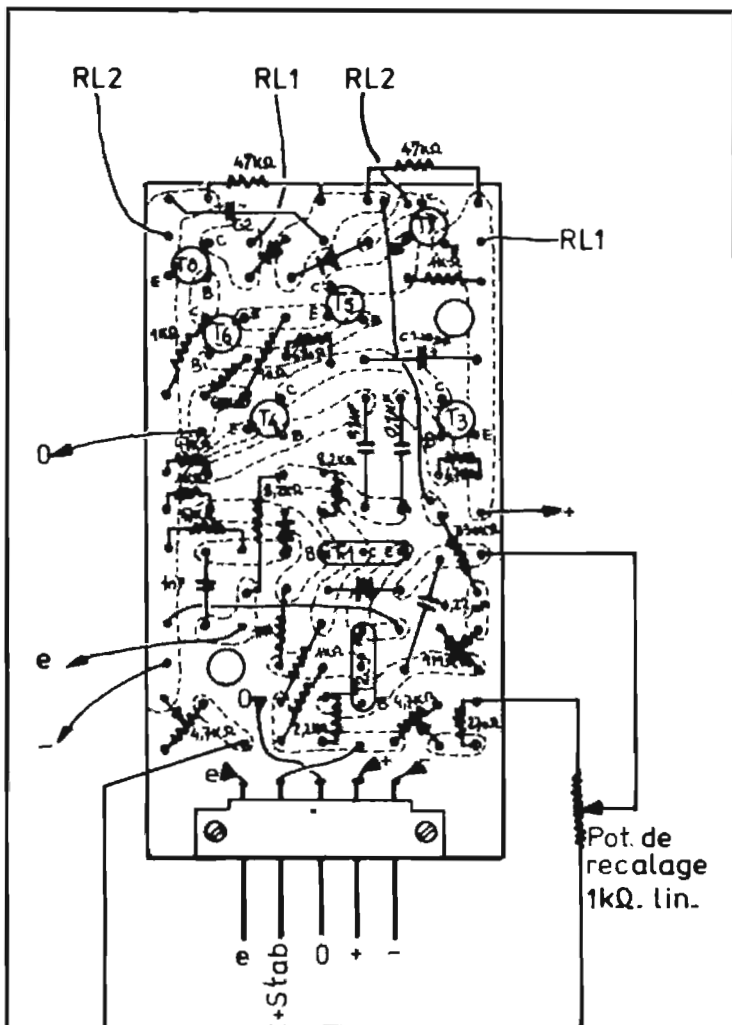


Fig. 4.

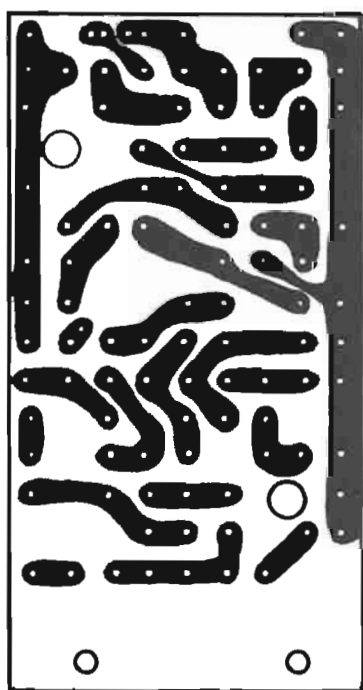


Fig. 5.

terminent les filtres et sont soudés sur le cerclage métallique du moteur.

### DESCRIPTION DE LA PARTIE MÉCANIQUE.

Tout d'abord, le bâti du servo est fait en plexiglass d'épaisseur 3 mm plié en chauffant à l'aide d'une réglette de four à infra rouge suivant les lignes de pliage. Il vaut mieux tracer au crayon feutre plutôt qu'avec une pointe, qui provoque une amorce de rupture. Les forets, pour ne pas faire éclater le plexi, doivent avoir leurs arêtes tranchantes cassées à la meule.

Le treuil se compose ainsi; le tout placé en ligne (voir Fig. 6) : le moteur, un démultiplicateur de 1/125°, le tambour tourné dans du plastique et enfilé sur une tige de 6 mm percée à 4 mm; au bout de laquelle est collé à l'araldite un pignon de 8 dents provenant d'un cadran téléphonique. Ce pignon attaque un pignon 56 dents également de cadran téléphonique dont on a fait sauter la partie rochet et collé à la place un demi-prolongateur d'axe Ø 6 qui entraîne le potentiomètre de sortie.

C'est sur ce pignon 56 dents que l'on colle un bossage qui actionne les fins de course.

Le tambour ayant un Ø de 29 mm, il faut faire 5 tours pour manœuvrer 45 cm d'écoute, ce qui fait d'écrire 258° au potentiomètre.

Il y a 7 à 8 tours de fil sur le tambour; fil de nylon tressé pour la pêche qui a l'avantage d'être souple et peut ainsi être tendu entre le tambour et la poulie de renvoi placée vers l'avant du bateau sans intercaler de ressort de tension.

Pour que ce fil ne glisse pas, et que les manœuvres soient reproductibles, les deux extrémités sont fixées au tambour; le départ par un nœud, l'arrivée également, mais passé dans la fente d'une vis servant pour la tension lors du montage (voir Fig. 7 et 8). Le démultiplicateur est fait avec des pignons de récupération; les axes sont taillés dans une corde à piano de Ø 2 mm et tournent très bien dans des flasques en bakélite. Ils sont arrêtés d'un côté par le bâti en plexi, et de l'autre par la plaque de laiton qui sert également à tenir le moteur (par soudure). Pour fixer un moteur autre que le monoperm, il peut être commode de lui coller à l'araldite une bague de laiton.

Tous les pignons du démulti sont collés à l'araldite encore! sur leurs axes. Pour accélérer le travail de collage, enfourner les pièces qui ne craignent pas la chaleur dans la cuisinière, l'araldite sèche en 10 minutes à 100° et 5 minutes à 150° : ne cherchez pas à gagner davantage, après ça cuit!

Le pignon final du démulti est lui monté sur un axe de 4 mm collé dans la tige de 6 supportant le tambour.

### DESCRIPTION DE LA FIG. 6

- 1 palier (issu de cadran téléphonique)
- 2 pignon 8 dents (cadran téléphonique)
- 3 pignon 56 dents (cadran téléphonique)
- 4 vis pointeau d'arrêt du tambour
- 5 vis de 5 à tête coupée et fendue d'un trait de scie (tension)
- 6 vis de blocage de la vis de tension

### 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 85.00)..... **82,00**

Autre modèle, plus puissant avec 1 jeu de 30 outils. Prix (franco 128.00) ..... **125,00**

Facultatif pour ces deux modèles : Support permettant l'utilisation en perceuse sensitive (position verticale) et touret miniature (position horizontale) ..... 35.00  
Flexible avec mandrin ..... 31.00  
Notice contre enveloppe timbrée

EXCEPTIONNEL : Moteur FUJI, 0,8 cc. (Valeur 65 F) pour ..... **34,90 F**

LES CAHIERS de RADIOMODÉLISME Construction par l'image de A à Z (36 pages) :

D'un avion radiocommandé ..... 10 F  
D'un bateau radiocommandé ..... 10 F  
INITIATION A LA RADIOCOMMANDE ..... 10 F  
L'électricité au service du modélisme (à nouveau dispon.) Tome 1 (fco 17) .. 14 F

Unique en France et à des prix compétitifs : toutes pièces détachées MECCANO et MECCANO-ELEC en stock. (Liste avec prix contre enveloppe timbrée.)

TOUT POUR LE MODÈLE RÉDUIT (Train - Avion - Bateau - Auto - R/C)

Toutes les fournitures : bois, tubes colles, enduits, peintures, vis, écrous, rondelles, etc.

CATALOGUE GÉNÉRAL franco contre 5 F en timbres

RENDEZ-NOUS VISITE CONSULTEZ-NOUS Le meilleur accueil vous sera réservé !

**CENTRAL-TRAIN**

81, rue Réaumur - 75002 PARIS C.C.P. LA SOURCE 31.656.95

En plein centre de Paris, face à «France-Soir» M° Sentier et Réaumur-Sébastopol Tél. : 236-70-37 et 231-31-03

Ouvert du lundi au samedi de 9 à 19 h.

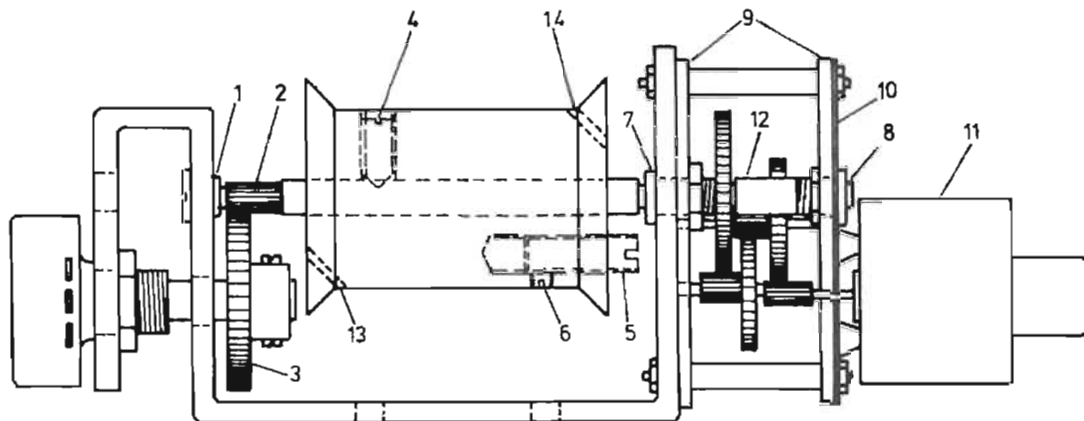


Fig. 7.

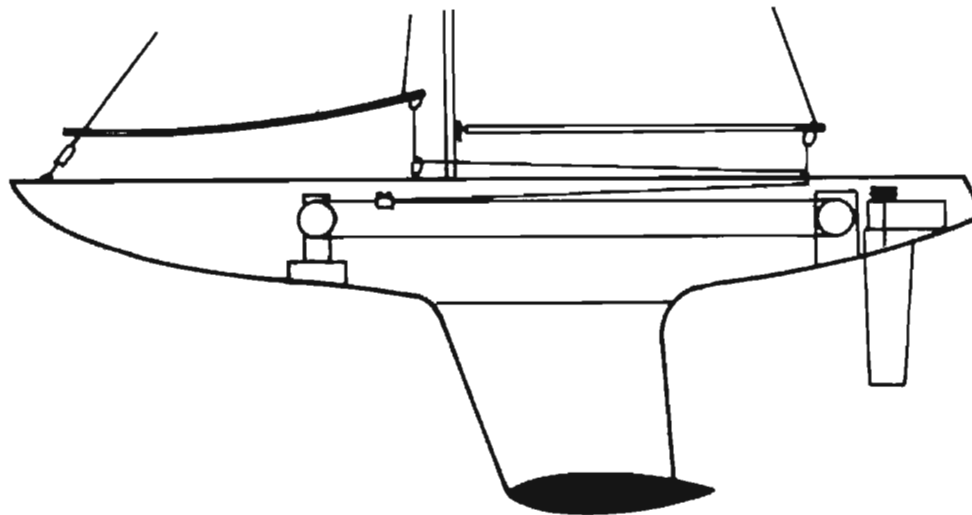


Fig. 6.

7 paliers faits avec des douilles bananes  $\varnothing 4$

8

9 bakélite épaisseur 2 mm

10 plaquette métallique

11 moteur

12 entretoise

13 trou de  $\varnothing 2$  départ du nylon

14 trou de  $\varnothing 2$  arrivée du nylon

Les contacts de fin de course ne sont pas indispensables, mais il est préférable de les mettre pour le cas où il y aurait affolement du servo (par exemple lorsque le récepteur est trop près de l'émetteur) le moteur étant puissant, peut occasionner des dégâts en bordant trop les écoutes. Ils sont connectés en série dans l'excitation des bobines de relais afin de bénéficier de l'auto-freinage du moteur qui se met en court-circuit par les contacts repos des relais. Ils ne figurent pas sur la figure, en fait ils sont montés sur une plaquette rapportée et vissée, et leurs leviers de commande vont jusqu'au bossage du pignon 56 dents.

### MISE AU POINT

Nous indiquons rapidement la mise au point qui est la même que pour un servo classique.

Utiliser un servo-test ou un émetteur dont on est sûr du calage. Si à la mise sous tension le servo part « plein pot » dans un sens ou l'autre pour osciller autour de la coupure de la piste du potentiomètre croiser les 2 fils extrêmes.

Un pompage peut apparaître si la course du servo est trop faible. On peut alors le temps de faire les réglages de la course, sous-alimenter le moteur pour le ralentir.

Si vous n'utilisez pas de résistances ajustables, montez sur un morceau de carton 2 potentiomètres de  $4,7 \text{ k}\Omega$  et un de  $1 \text{ M}\Omega$ . Il sera commode d'utiliser des boutons-flèche et de faire des repères pour régler la course du servo sans s'arracher les cheveux.

Plus les résistances  $R_3$ ,  $R_4$  sont faibles, plus la course est faible. On aura donc intérêt à partir de

valeurs minimum de ces résistances.

Commencer par mettre  $R_2 = 680 \text{ k}\Omega$  environ.

Caler le servo test sur 1,7 ms, ou positionner le manche de commande de l'émetteur au milieu et régler  $R_3$ ,  $R_4$  pour amener le curseur du servo au milieu de sa plage. Augmenter ensuite simultanément  $R_3$ ,  $R_4$  jusqu'à obtention de la course désirée.

La résistance  $R_1$  n'est pas critique;  $47 \text{ k}\Omega$  à  $68 \text{ k}\Omega$  est une bonne valeur.

$R_2$  est à ajuster de manière à ne pas avoir de dépassement du point de recalage. On peut à la rigueur admettre pour de grands recalages un petit dépassement qui disparaît lorsque le treuil est en charge. Il sera nécessaire de retoucher  $R_3$ ,  $R_4$  après avoir déterminé  $R_2$ .

Nous avons constaté en faisant les réglages du servo-test de légères instabilités qui disparaissent en fonctionnement normal. Sans doute est-ce dû au fait que le servo testé au servo-test n'a

pas d'alimentation stabilisée pour son monostable.

$C_1$  pourra faire  $10 \mu\text{F}$  pour commencer. Quand tous les réglages seront terminés, il faudra mettre la capacité minimum compatible avec la stabilité du montage. La précision en dépend. Si elle est trop faible, les relais ont des sursauts aléatoires; si elle est trop forte, on manque de précision.

Les écoutes sont montées comme l'indique la figure 7; ce système dit en circuit fermé donne entière satisfaction. Les écoutes de voiles et foc sont aussi en nylon de ligne à pêche, elles passent par un même trou comportant un passage en téflon. L'une est accrochée à la borne par un émerillon (accessoire de pêche) qui facilite le démontage. L'autre passe par un anneau de renvoi avant de s'accrocher également par un émerillon au foc. Il n'y a pas d'emmêlement possible, la voile et le foc restent rigoureusement parallèles.





PHOTO CII)

MARC FERRET

## TÉLÉTRAITEMENT

ON distingue deux modes principaux de traitement de l'information : le « batch processing », ou traitement de problèmes par lots, et le « real-time processing », ou traitement en temps réel, pour lequel l'ordinateur accepte, à n'importe quel moment, toutes questions relatives à n'importe quelle information dont il a déjà pris connaissance.

En batch-processing, le traitement peut être séquentiel (les informations sont traitées les unes après les autres, en séquence). Si l'accès de l'ordinateur est séquentiel, lorsqu'on lui posera une question, il devra analyser toutes les informations qu'il possède en mémoire, les unes après les autres, jusqu'à ce qu'il trouve la bonne réponse. En somme, il procède exactement de la même façon que lorsque vous recherchez un numéro d'abonné dans un annuaire téléphonique : si l'abonné s'appelle « DUPONT », vous ouvrez l'annuaire à la lettre D (c'est déjà une première recherche séquentielle, relative à la première lettre du nom), puis votre attention se porte sur les noms qui débutent par DU... (seconde recherche séquentielle portant sur la seconde lettre du nom) et ainsi de suite jusqu'à la dernière lettre. Le mode séquentiel est, de par sa nature, long. Il est

possible d'avoir accès plus rapidement à l'information, mais à condition de ne plus consulter toutes les informations une à une : c'est l'accès aléatoire qui donne directement accès à l'enregistrement désiré.

En temps réel, l'information est directement traitée au fur et à mesure de sa naissance, ce mode s'oppose ainsi au traitement par lots, pour lequel les informations sont accumulées pendant un certain temps, puis traitées ensemble. Le traitement en temps réel vise à saisir l'information dès sa création et à traiter chacun des événements saisis sans attendre qu'une collection de données soit rassemblée.

Le temps réel fournit donc en un temps très court la réponse à un problème; il permet aussi de disposer, à tout instant, l'image exacte d'une situation ou d'un processus à contrôler. Un système en temps réel doit être disponible en permanence à l'entrée des informations : il doit pouvoir accepter instantanément une information en entrée qui se manifeste de façon aléatoire, il doit aussi être conscient du temps extérieur pour calquer son comportement sur celui d'un processus extérieur, en cours de déroulement. Il doit enfin, être apte à prendre et envoyer ses informations à distance : en effet, dans le cas d'une

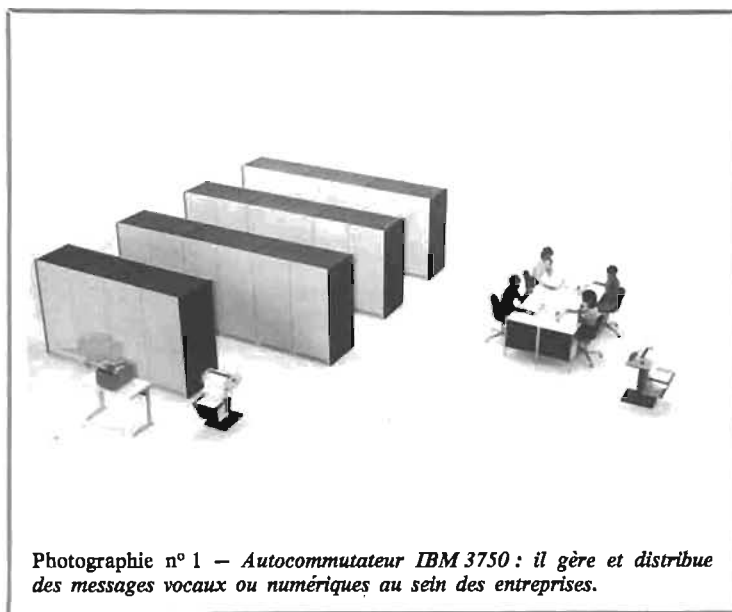
société ayant son siège à Paris et des succursales en province, il est fort probable que des informations vont naître aussi bien à Lyon, Marseille, Toulouse que dans la capitale; l'ordinateur, installé à Bruxelles, doit en prendre connaissance suffisamment rapidement.

## SOFTWARE ET HARDWARE EN TEMPS RÉEL

Pour fonctionner correctement en temps réel, l'ordinateur doit être pourvu d'équipements spéciaux : des mémoires rapides à tambour magnétique (temps moyen d'accès à une information qui s'y trouve stockée : 4,5 milli-secondes) secondent la mémoire centrale, une horloge interne déroule le temps sans arrêt, des circuits obligent l'unité centrale à exécuter en priorité une tâche précise, suite à un événement extérieur.

Il existe aussi des impératifs de software, en temps réel : le software doit pratiquer un certain degré de multiprogrammation et, ainsi, pouvoir passer d'un travail à un autre, suivant les urgences provoquées par l'arrivée, aléatoire, d'événements extérieurs.

Le software doit pouvoir se contrôler lui-même, d'une manière entièrement automatique, étant donné le caractère mouvant et rapide de son action. Le plus souvent, il doit pouvoir contrôler des



Photographie n° 1 - Autocommutateur IBM 3750 : il gère et distribue des messages vocaux ou numériques au sein des entreprises.

travaux « batch » classiques en simultanéité avec la tâche principale en temps réel.

## TRAITEMENT A DISTANCE

Les systèmes en temps réel ont, le plus souvent, à saisir les informations en des points éloignés, mais un système voué au traitement « batch » peut également souhaiter offrir ses services à un utilisateur éloigné et effectuer ainsi du « remote batch ».

Pour l'opérateur, tout doit se passer avec le télétraitement, comme si l'ordinateur était physiquement installé dans les locaux où naissent les informations et où sont exploités les résultats.

Le télétraitement offre la possibilité, inattendue, de renforcer une tendance centralisatrice : on voit se constituer, à l'endroit où se trouve l'ordinateur, de véritables banques d'informations que l'on peut interroger à tout moment de n'importe quel terminal connecté à l'ordinateur, et que l'on peut également compléter à chaque instant. Ainsi, l'information créée à Bordeaux, stockée à Paris, pourra être accessible de tout utilisateur situé à Nantes ou à Nancy, pourvu que celui-ci dispose d'un terminal branché sur le réseau de télétraitement.

L'originalité essentielle d'un tel réseau réside dans le dialogue qui s'instaure avec l'ordinateur lorsque celui-ci travaille en temps réel : demande d'une information, visualisation de celle-ci sur un écran cathodique ou impression sur papier, apport de compléments, renvoi de l'ensemble à l'ordinateur... le caractère conversationnel, ou interactif, est l'aspect le plus marquant du télétraitement.

Le traitement en temps partagé, ou « time sharing », permet à de nombreux utilisateurs de bénéficier de toutes les ressources de l'ordinateur qui leur sont attribuées à tour de rôle, pendant des durées égales et très courtes. Chaque utilisateur a l'impression d'être seul à utiliser, en temps réel, l'ordinateur.

## RÉSEAUX DE TÉLÉTRAITEMENT...

La configuration d'un réseau de télétraitement dépend de plusieurs facteurs : dispersion des utilisateurs, nature de l'application, temps de réponse désiré, sécurité souhaitée, nombre et caractéristiques des lignes nécessaires, etc.

Le réseau le plus simple a une disposition en étoile : chaque terminal est relié directement à l'ordinateur par une ligne propre (Fig. 1). Plus complexe est l'étoile ramifiée (Fig. 2) dans laquelle le terminal est lui-même un multiplexeur, et gère un groupe de lignes d'utilisateurs en reliant tour à tour chacune d'elles à l'unité centrale par un canal unique.

La disposition en « multi-points » ou « party-lines » (Fig. 3) est celle où une même ligne dessert, sur son trajet, une série de terminaux. Comme tous les terminaux sont en contact permanent avec le système central, celui-ci doit appeler tour à tour chacun des postes à l'aide d'un code reconnu par lui seul, pour ainsi, converser avec le poste appelé jusqu'au signal de fin de message. C'est le procédé dit de « polling ».

Enfin, une party-line peut se refermer en une boucle (Fig. 4) ce qui autorise la propagation des informations dans les deux sens, et augmente la sécurité du réseau.

En France, les transmissions par lignes sont régies par un monopole d'État; néanmoins, l'administration des P.T.T. qui est chargée d'en assurer l'exercice, voit son pouvoir limité au seul domaine public. C'est pourquoi il existe deux catégories de réseaux :

- les réseaux privés, constitués par des lignes installées à l'intérieur des propriétés privées et libres de toute contrainte extérieure;

- le réseau public, dont les lignes sont posées et entretenues par les P.T.T. Selon les applications traitées, l'utilisateur a recours aux lignes télégraphiques ou téléphoniques, qui pourront être, soit commutées, soit spécialisées :

- dans le premier cas, ces lignes appartiennent au réseau ordinaire et les différents usagers entrent en relation par l'intermédiaire d'autocommutateurs et par l'émission d'un indicatif d'appel; dans l'autre cas, elles sont louées, et l'utilisateur peut en disposer exclusivement 24 heures sur 24.

## ... ET LEURS COMPOSANTS

La liaison physique de l'ordinateur vers les postes éloignés se compose essentiellement d'un multiplexeur, d'un terminal de ligne, d'une ligne de télécommuni-

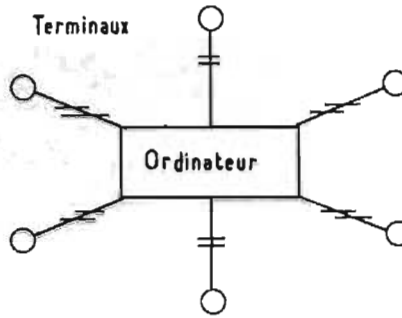


Fig. 1.

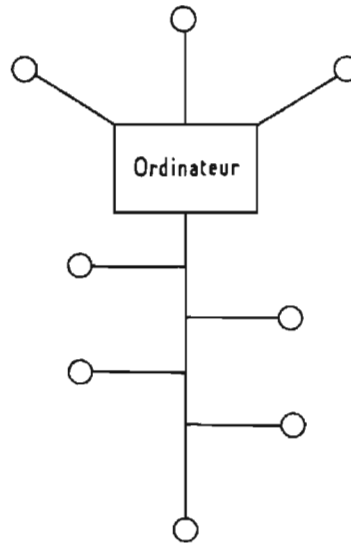


Fig. 2.

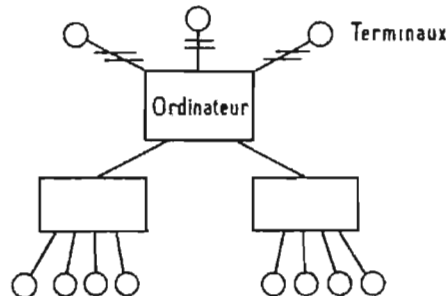


Fig. 3.

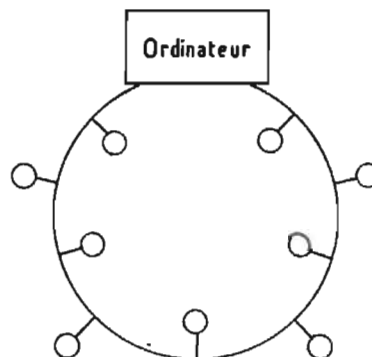


Fig. 4.

TABLEAU I	
LIGNES EXISTANTES	
Lignes télégraphiques	
réseau Télex jusqu'à 50 bauds (5 caractères par seconde)	
réseau Télex jusqu'à 200 bauds	
lignes spécialisées jusqu'à 200 bauds	
Lignes téléphoniques	
lignes commutées 2 fils, jusqu'à 1 200 bps	
lignes louées :	
– lignes normales 2 fils, jusqu'à 1 200 bps	
– lignes normales 4 fils, jusqu'à 1 200 bps	
– lignes de qualité supérieure. 2 ou 4 fils, plus de 1 200 bps	
– lignes « bande de base » (réseau urbain)	
réseau CADUCEE, réservé à la transmission de données : 1 200, 2 400 ou 4 800 bps.	

cation, d'un second modem et enfin l'unité terminale (Fig. 5).

Le multiplexeur (Fig. 6) permet de réaliser une économie de lignes : si plusieurs terminaux sont très dispersés et loin de l'ordinateur, il est plus rentable de les connecter dans un premier temps au multiplexeur, qui sera relié par une seule ligne à l'ordinateur, plutôt que de lui connecter chaque terminal par une ligne indépendante. Le multiplexeur a pour tâche de gérer un groupe de lignes en reliant tour à tour chacune d'elles à l'unité centrale via un canal unique.

Sur chaque ligne est greffé un terminal de ligne, dont la fonction est de préparer convenablement les caractères qui arrivent au multiplexeur.

Enfin le modem (contraction des mots modulateur et démodulateur) transforme le signal binaire en un signal modulé capable d'être véhiculé sur les lignes téléphoniques. Toutefois, les lignes les plus lentes (50 à 200 bits/seconde) n'utilisent pas la modulation : le modem n'est plus, dans ce cas, qu'un simple adaptateur de ligne; la ligne est dite télégraphique.

L'information circule, dans les réseaux, sous forme de caractères codés comportant 5 à 8 bits suivant les codes : le problème se pose d'assurer la synchronisation de l'émetteur et du récepteur, de manière à découper correctement

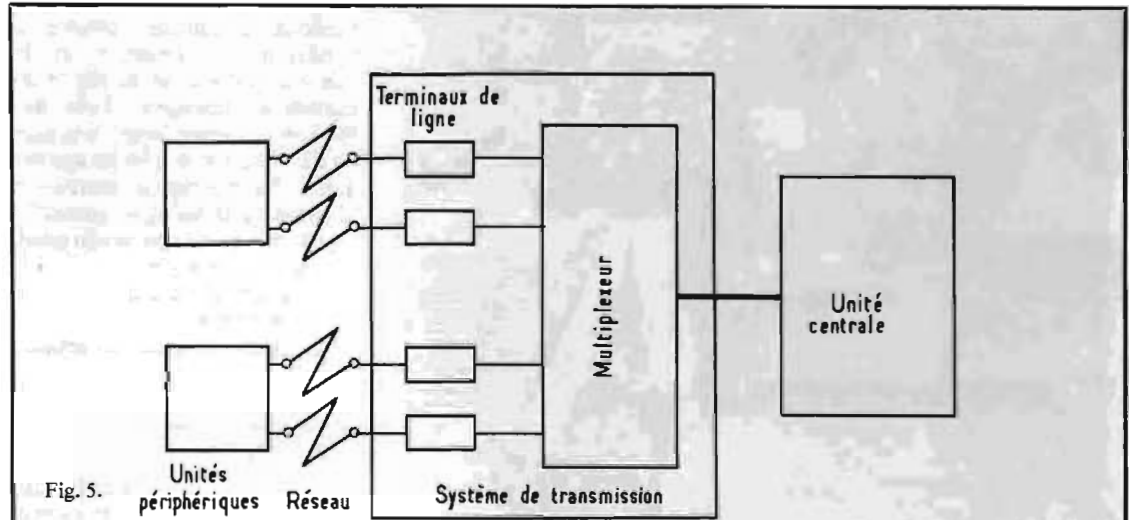


Fig. 5.

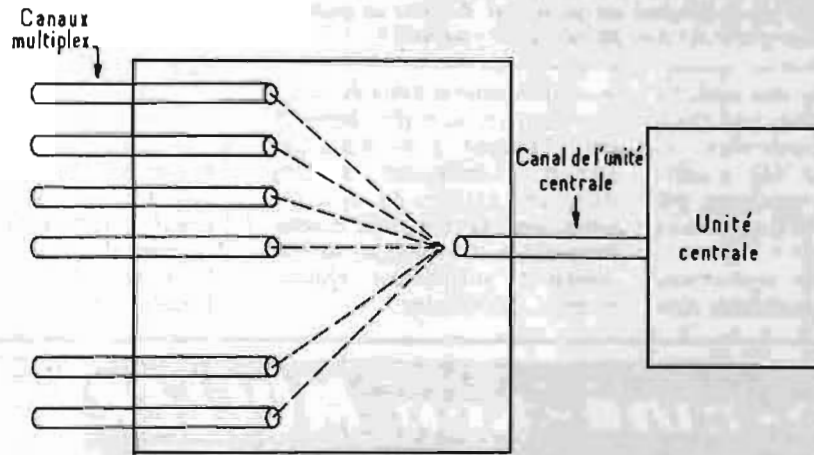


Fig. 6.

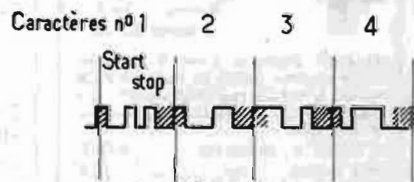


Fig. 7. Transmission de /a/ à l'unité centrale

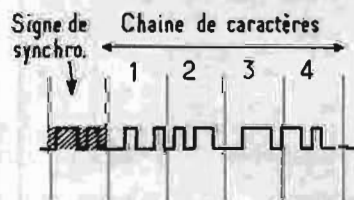


Fig. 8.



Photographie n° 2 — Voici l'UNIVAC 90/70; sa mémoire centrale et ses périphériques forment le « hardware ». Il faut pouvoir utiliser ces éléments pour un usage productif: les moyens (programmes essentiellement) qui permettent d'utiliser un ordinateur, de communiquer avec lui, sont fournis par le « software ».

en caractères, à la réception, la suite ininterrompue de bits. Deux méthodes sont employées: le mode asynchrone (ou « start-stop ») et le mode synchrone (ou BSC: « binary Synchronous Communications »).

Dans la méthode asynchrone, chaque caractère est précédé d'un

bit, qui annonce le début du caractère (start), et suivi d'un autre bit qui en indique la fin (stop). Ces signaux de service ont un temps d'émission supérieur à ceux qui constituent l'information proprement dite. Ces impulsions supplémentaires alourdissent évidemment la transmission.

La première opération de la méthode synchrone consiste à synchroniser l'émetteur et le récepteur au moyen de bits et de caractères spéciaux. Puis des blocs de caractères sont émis, sans bit de service, à la suite les uns des autres. Le message se composera toujours de la manière suivante:

- caractères de synchronisation,
- premier caractère,
- deuxième caractère,
- n° caractère.
- caractère de synchronisation.

Pour assurer une qualité constante de la transmission, on envoie, à intervalles réguliers, un caractère de synchronisation.

L'avantage de cette dernière méthode tient à l'absence de bits de service, ce qui engendre une plus grande rapidité que par le mode « start-stop ».

(à suivre)

Marc FERRETTI

### PETIT DICTIONNAIRE D'INFORMATIQUE

Edit (to): mettre en forme (des données).  
 EDP (Electronic Data Processing): traitement électronique des données.  
 Efficient: performant (programme).  
 Eight-bit byte: octet.  
 Eighty column-card: carte « 80 colonnes ».  
 Electronics: l'électronique.  
 Encode: coder.

End: fin.  
 Enter (to): introduire (des données en mémoire).  
 Erase (to): effacer.  
 Error: erreur.  
 Escape character: caractère de changement de code.  
 Execute (to): exécuter (un programme).  
 Exit: sortie.  
 Expandable: extensible.  
 Exponent: exposant.

# Photo-ciné-son MULLER

14 et 17, rue des Plantes, 75014 Paris — M° Alésia  
 (vente au n° 17) Tél. 306.93 65  
 Magasins fermés le lundi C.C.P. Paris 4638-33  
 — Ouvert de 9 h 30 à 12 h 30 et de 14 h 30 à 19 h 30  
 — Le samedi de 9 h à 12 h 30 et de 14 h 30 à 19 h

## LE « KIT PRESTIGE » DU CINÉASTE AMATEUR

Matériel de très haute qualité comprenant 10 pièces

- 1 PROJECTEUR POWER 8 ET S 8, marche AV. et ARR., arrêt sur image, changement auto., zoom 1.5 de 20 à 32 mm, 110/240 volts Lampe dichroïc 12 V/100 watts.
- 1 CAMÉRA ZEISS IKON M 803, Super 8, avec objectif Vario-Sonnar 1,9 de 12 à 30 mm. La caméra seule 675 F (frs 685 F)
- 1 FILM COULEUR 58
- 1 FILM à projeter noir et blanc, de 15 mètres
- 1 ÉCRAN 1 m x 1 m, perlé, sur trépied
- 1 TORCHE 1 000 watts ● 1 ÉTUI.
- TABLE DE PROJECTION. ● 4 PILES.
- 1 MANUEL « La pratique du S8 ».

**AU COMPTANT ... 1 475 F**  
 participation aux frais de port S.N.C.F. (3 colis) ... 45 F  
**A CRÉDIT**  
 1<sup>er</sup> versement ... 485 F  
 + frais ci-dessus ... 45 F  
 Le solde: en 12 mensualités de 98,90 F

**CADEAU à tout acheteur de cet ensemble:**  
 ● 1 superbe sac de transport pour projecteur, en skaï noir à fermeture à glissière.

## PROMOTION MALIK 302

Projecteur diapo 24 x 36 semi-auto., lampe 24 V/150 W, quartz iode QI ... 260 F

Soldés NEUFS garantis 1 AN  
 10 boîtiers PRAKTIKA LLC. 745 F  
 matériel d'exposition  
 (Franco 755 F)

## UNE CAMÉRA QUI SORT DE L'ORDINAIRE



Seulement: 1 300 F  
 (Franco: 1 310 F)  
 Quantité limitée

NALCOM Super 8, zoom 8 x (8-64) f: 1,8 système fondu au noir, 18-24-36 lm./sec. et vue par vue. Poignée amovible avec câble cde à distance. Mise au point microprisme.

A CRÉDIT, 1<sup>er</sup> versement ... 440 F  
 Frais de port ... 10 F

Solde: 6 x 164,60 ou 12 x 87,70  
 Même modèle, zoom 10 x objectif interchangeable utilisant toutes optiques, diamètre 42 mm à vis.

Prix ... 2 330 F - Franco: 2 340 F  
 Adaptateur 24 x 36 .. 260 F (Fco 265 F)

## UNE AFFAIRE!

1 PRAKTIKA LTL reflex 24 x 36 mesure TTL, obturateur métal à rideau, pose B au 1/1000, visée sur dépoli, microprisme, cellule CdS avec zoom CARENAR 3,8/85 à 205 mm, présélection auto. Très faible encombrement.  
 Livré avec parasoleil et étui.

**AU COMPTANT ... 1 485 F**  
 + frais de port ... 10 F

**A CRÉDIT**  
 1<sup>er</sup> versement ... 495 F  
 + frais de port ... 10 F

Le solde: en 12 mensualités de 98,90 F

PROJECTEUR SILMA sonore super B, 2 valises (franco 1 600) ... 1 575 F

## Nouveaux projecteurs sonores S 8

lecture magnétique seule

Sound Baby .....	583 F	} Port 25 F
Royal Sound 50 .....	761 F	
Royal 75 .....	869 F	

ZOOM « CARENAR », 1: F 3,8 85 à 205 mm	880 F
ZOOM « CARENAR », 3,5-45 : 135, monture YS (sans bague)	1 045 F
ZOOM « KIMURA », Monture interch. F: 4,5 - 70 à 230, sans bague	830 F
OBJECTIF « EYE MIKE », diam. 42 mm à vis, auto. 2,8/35 mm	350 F
2,8/135 mm avec étui	350 F
5/300 mm avec étui	480 F
OBJECTIF auto « YASHIKOR » 2,8/28 mm	540 F
3 5/200 mm	555 F
OBJECTIF auto « YASHINON » 2,8/35 mm	400 F

## FILMS et PELLICULES « ORWO »

Noir et blanc - Péremption 19/5  
 25 NP 15/36 poses ... 99 F  
 25 NP 20/36 poses ... 99 F  
 25 NP 27/36 poses ... 99 F

## FILMS CINÉ « 3M »

5 2 x 8 mm color, pér. 1-74. 90 F  
 5 Super 8 color, pér. 1975 - 115 F

## FILMS 8 MUETS et SONORES

Noir et blanc, et couleur  
 Neufs, soldés à 50 % de leur valeur.  
 Liste et prix sur demande

## DIAPPOSITIVES « ORWO »

(prix développement compris)  
 10 UT 18/36, pérempt. 5-73 : 150 F  
 10 3M Color, pérempt. 1975 : 170 F  
 Port 6 F.

## LE COIN DU BRICOLEUR...

**EN STOCK:**  
 Pièces détachées pour caméras et projecteurs 8, S8, 9,5 et 16 mm: objectifs, lentilles, moteurs, débitteurs, galets, etc.

CRÉDIT SOFINCO Expéditions rapides contre mandat, C.C.P. 3 volets ou chèque bancaire - Contre remboursement (supplément 5 F).

DÉTAXE EXPORTATION — REPRISE possible de votre ancien matériel

## FINS DE SÉRIES NEUVES

(matériel d'exposition, neuf)

**GARANTIE 1 AN**

**8 CAMÉRAS MINOLTA « 8D6 », zoom 6 fois, 2 vitesses. (franco 1 575) 1 565 F**

## AGRANDISSEURS NEUFS SOLDÉS

M3 24 x 36, 6 x 6 couleur, avec 2 objectifs ... 430 F  
 M4 6 x 6 couleur avec Rodenstock 75 mm ... 340 F  
 M5 Color En valise, avec 15 articles ... 310 F

**KROKUS 3 Color 10 x 15 au 6 x 9**  
 Avec objectif ... 560 F

Et toute la gamme

DURST et AHEL.

Documentation sur demande

Supplément expédition: 25 F

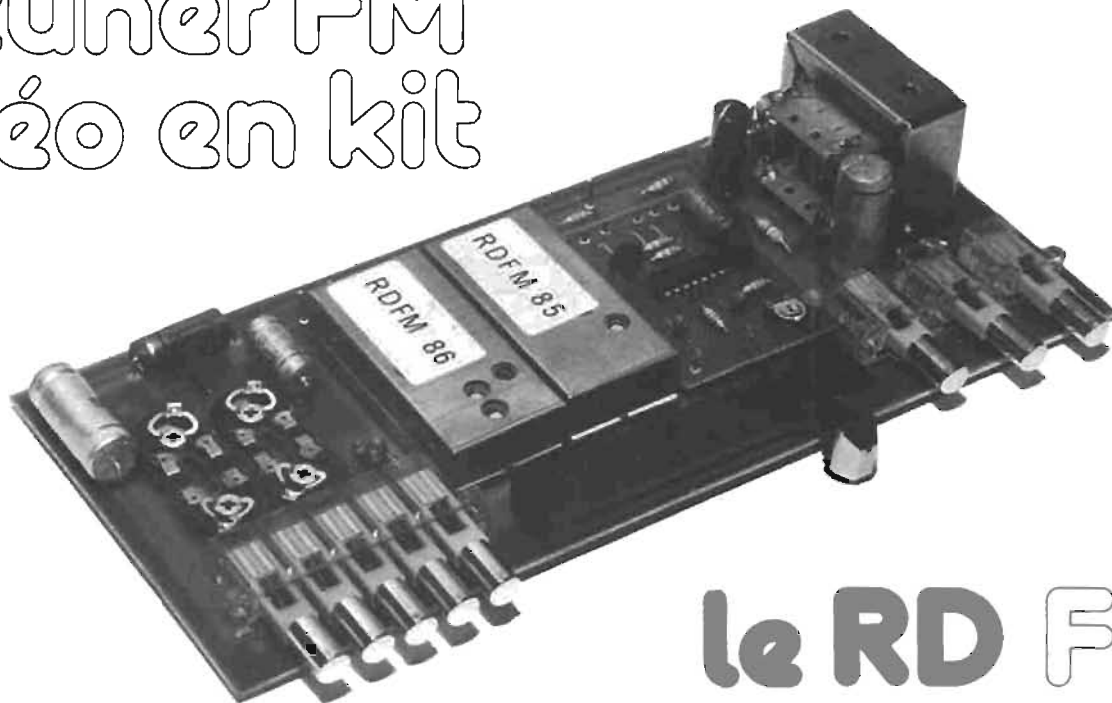
## PROJECTEURS DIAPO

ROLLEI P 35 auto ... 415 F  
 ROLLEI auto-focus ... 595 F  
 LIESEGANG A 30 S (garanti 2 ans) 460 F  
 HANIMEX 1200 E ... 415 F  
 (Port en sus: 20 F)

**Demandez notre PAGE DES AFFAIRES**

**DOCUMENTATION GÉNÉRALE**  
 contre 1 F en timbres

# un tuner FM stéréo en kit



## le RD FM

LES programmes diffusés actuellement par l'O.R.T.F. sur la bande FM présentent une qualité technique qui justifie pleinement l'emploi de ce mode de réception dans les chaînes haute-fidélité.

Toutes les marques présentant du matériel Hi-Fi proposent des « Tuners » FM dont le seul reproche qui peut leur être adressé concerne leur prix d'achat qui n'est pas toujours à la portée de tous les amateurs de bonne musique.

La solution du récepteur en kit si séduisante qu'elle paraisse, pose en réalité de nombreux problèmes dus à la mise au point des étages FI et HF qui nécessite des appareils coûteux tels que générateur FM Multiplex, Wobulateur etc., que l'on trouve rarement dans les laboratoires d'amateurs peu fortunés.

Le RD FM que nous vous présentons ici est le dernier né de la nouvelle série de RD Kit qui s'est spécialisé dans la diffusion de « kits » particulièrement bien étudiés. Ce montage présente la particularité de ne nécessiter aucun réglage; en effet, il est composé de 3 modules déjà réglés en usine, qu'il suffit de monter sur un circuit imprimé avec quelques autres composants pour obtenir un « tuner FM » qui fonctionne dès la dernière soudure faite sans aucune mise au point.

### DESCRIPTION DE L'ENSEMBLE

Le RD FM se présente sous l'aspect d'un module de 102 mm de large sur 230 mm de long. En regardant la photo n°4 on peut remarquer :

1° un contacteur à 5 touches dont les quatre premières permettent le choix entre 4 stations pré-réglées et la cinquième qui autorise une recherche manuelle des stations grâce à un potentiomètre linéaire situé au centre de la plaque;

2° un contacteur à 3 touches dont la première sert à court-circuiter le système AFC; la deuxième touche fait office de « marche-arrêt », quant à la 3° elle permet la réception soit en stéréo, soit en mono;

3° les 3 modules précâblés : le RD FM 86 remplit le rôle d'amplificateur mélangeur HF; le RD FM 85 est utilisé en amplificateur FI, quant au RD FM 84, son rôle consiste à décoder les 2 canaux lors de réception en stéréo.

### ANALYSE DU SCHÉMA

En analysant le schéma de la figure 3, on peut voir que l'alimentation est fournie directement par

le secteur grâce à un transformateur (TR) dont la tension secondaire est redressée et filtrée grâce à  $D_1$  et  $C_1$ ; une diode Zener  $D_4$  permet de stabiliser la tension appliquée aux diodes varicap du RD FM 86, quant à  $D_3$  son rôle consiste à stabiliser la tension d'alimentation des 2 modules RD FM 86 et 85. Le décodeur RD FM 84 est alimenté à travers  $R_2$  et sa tension est stabilisée par  $D_2$ . Comme on a pu s'en apercevoir, les différents étages sont alimentés avec des tensions stables afin de préserver les performances initiales du montage.

Les différentes touches permettent de sélectionner  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$  ou  $P_4$  avec lesquels sont présélectionnées les stations pré-réglées et  $P_5$  commuté par la dernière touche est un potentiomètre linéaire qui peut faire varier la fréquence de réception entre 88 et 108 MHz. Une diode électroluminescente branchée au point 6 du décodeur indique la réception en stéréophonie.

### CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Alimentation : 220 V.  
Gamme de fréquences : 87 à 104 MHz.  
FI : 10,7 MHz.  
Bande FI à - 3 dB : 250 kHz.  
Réjection image : 40 dB.

Séparation des canaux : (50 Hz à 15 kHz) 40 dB.

Niveau de sortie : 300 MV.

Dimensions : 102 x 230 mm.

Indicateur stéréo : automatique par diode électroluminescente.

Choix des stations : 4 touches pré-réglées (ou) réglage manuel linéaire.

AFC : commutable.

### RÉALISATION DE L'ENSEMBLE

Comme tous les « kits » RD, le circuit imprimé est livré percé, découpé et prêt à l'emploi.

D'après le schéma d'implantation de la figure 1 et 2 :

1° Repérer et mettre à leur place respective les modules RD FM 86, RD FM 85 et RD FM 84. Souder et couper les fils au ras du C.I.

2° Placer et souder le contacteur de sélection des stations (5 touches).

3° Placer et souder les 3 contacteurs de droite (AM, Mono-Stéréo, AFC).

4° Mettre en place et souder  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$  et  $P_4$ .

5° Positionner et souder  $D_1$  (attention au sens de la diode!).

6° A l'aide des vis et écrous fournis dans le kit, fixer TR.

7° Positionner correctement (polarités) et souder  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $C_5$ ,  $C_6$  et  $C_7$ .

8° Mettre en place et souder  $C_8$  et  $C_9$ .

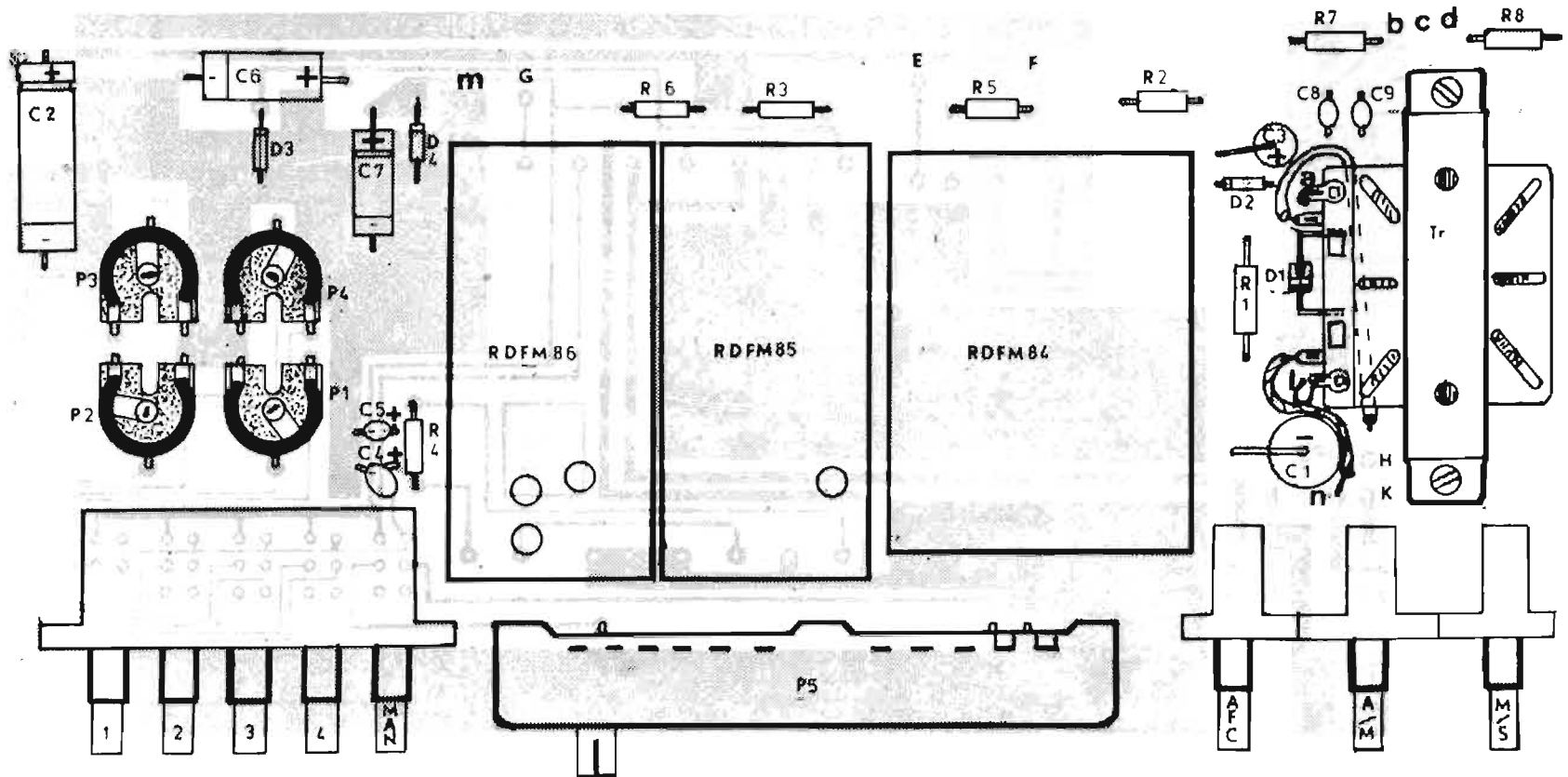


Fig. 1.

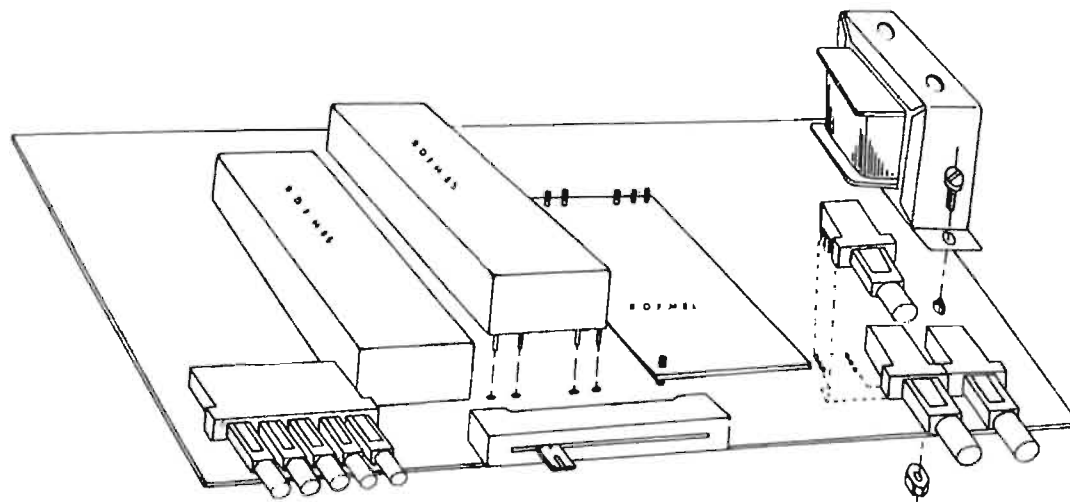


Fig. 2.



9° Placer et souder  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$ ,  $R_6$ ,  $R_7$  et  $R_8$ .

10° En respectant les polarités, placer et souder  $D_2$ ,  $D_3$  et  $D_4$ .

11° Relier les 2 cosses inférieures du transformateur (220 V) au points H et N (fil 8/10) et les 2 cosses supérieures (basse tension) aux 2 points marqués A et L (sur la Fig. 1) (fil de 8/10).

12° Souder 2 plots aux marques H et K, 3 plots aux points marqués BCD et 1 plot au point marqué G (antenne) et M (masse).

13° Placer et souder  $P_5$ ; le fixer définitivement avec une goutte d'adhésif genre « ARALDITE ».

14° A l'aide de 2 fils dont la longueur dépendra de la position définitive de la diode électroluminescente, brancher cette dernière aux points marqués E et F. La connexion la plus large sera connectée au plot E et la plus étroite au plot F.

15° A l'aide de 2 fils blindés dont la masse commune sera reliée au point C et les conducteurs aux points B et D, relier le tuner aux entrées FM de l'ampli utilisé.

Vérifier soigneusement le montage et si aucune erreur n'a été enregistrée, brancher la prise secteur et mettre en marche l'amplificateur utilisé sur la position « tuner ».

Un coaxial de 75 Ohms branché aux points G (antenne) et M (masse) reliera le module à une antenne qui pourra être un simple doublet intérieur dans la plupart des cas.

Appuyer sur la touche « MAN » et rechercher les stations avec  $P_5$ . Si tout est correct, les émissions FM devront être reçues parfaitement. Si la touche M/S est enclenchée la réception se fera en stéréo et la diode électroluminescente s'éclairera si l'émission est effectivement transmise en stéréo et dans le cas contraire, cette diode restera éteinte.

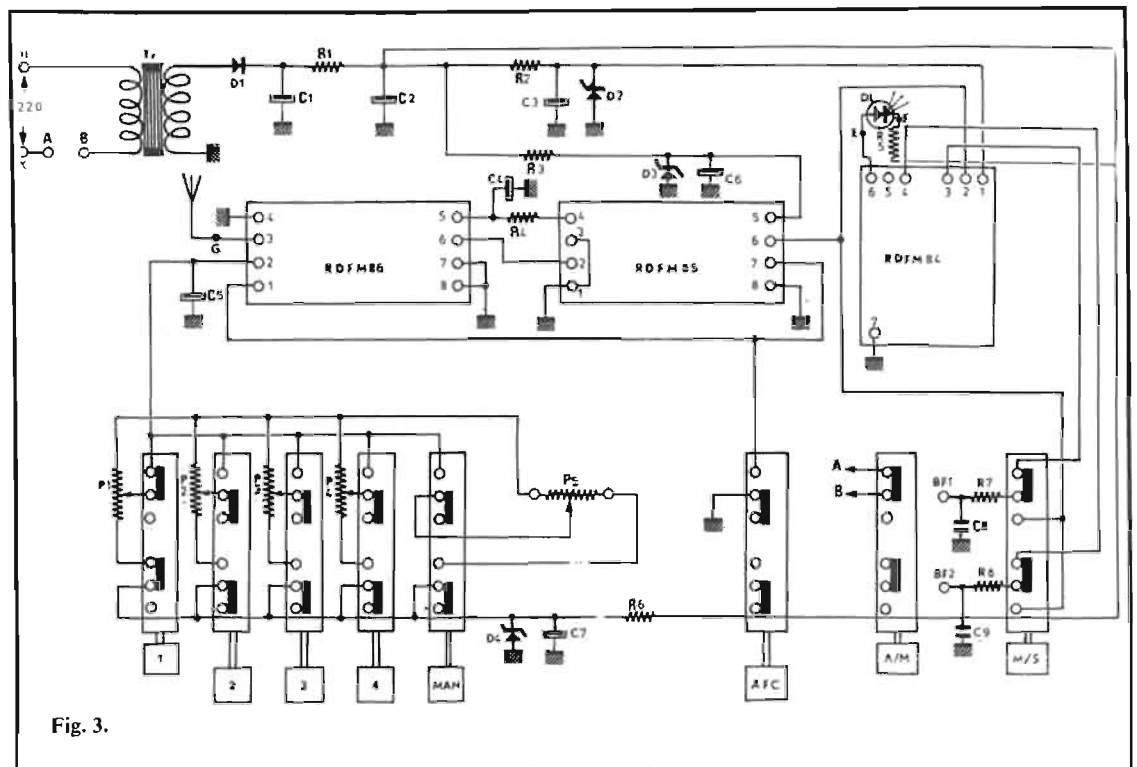


Fig. 3.

L'AFC devra être toujours en fonction et on ne le coupera que pour la recherche de stations faibles, proches des stations puissantes.

Le réglage des stations pré-réglées s'effectuera en agissant sur  $P_1$  lorsque la touche 1 sera enfoncée sur  $P_2$  lorsque la touche 2 sera enfoncée, etc.

Aucun autre réglage ne sera nécessaire, les modules ayant été réglés en usine. Toutefois, dans certains cas, une antenne extérieure, peut être indispensable pour une bonne écoute en stéréo et nous ne saurons trop vous recommander d'adopter cette solution toujours préférable à une antenne intérieure.

#### CONCLUSION

La réalisation de cet ensemble ne présente aucune difficulté pour

quiconque est capable de réaliser correctement une soudure. La facilité de montage, la mise au point nulle, alliées à un rendement exceptionnel font du RD FM un des meilleurs « kit » FM actuellement disponible sur le marché.

C. DIFIORE

#### LISTE DES COMPOSANTS

1 diode électroluminescente.

$R_1$  = 82  $\Omega$  1/2 W.

$R_2$  = 390  $\Omega$  1/4 W.

$R_3$  = 240  $\Omega$  1/4 W.

$R_4$  = 120  $\Omega$  1/4 W.

$R_5$  = 680  $\Omega$  1/4 W.

$R_6$  = 330  $\Omega$  1/4 W.

$R_7$  = 3,9 k $\Omega$  1/4 W.

$R_8$  = 3,9 k $\Omega$  1/4 W.

TR = transfo. 220 V - 16 V.

$D_1$  = 10  $D_1$ .

$D_2$  = Zener 12 V 0,4 W.

$D_3$  = Zener 9,1 V 0,4 W.

$D_4$  = Zener 12 V 0,4 W.

1 contacteur 5 touches.

3 contacteurs 1 touche.

1 module RD FM 86.

1 module RD FM 85.

1 module RD FM 84.

$C_1$  = 470  $\mu$ F 25 V.

$C_2$  = 470  $\mu$ F 25 V.

$C_3$  = 220  $\mu$ F 15 V.

$C_4$  = 22  $\mu$ F 16 V tantale.

$C_5$  = 0,1  $\mu$ F 35 V tantale.

$C_6$  = 100  $\mu$ F 25 V.

$C_7$  = 220  $\mu$ F 16 V.

$C_8$  = 22 nF céram.

$C_9$  = 22 nF céram.

$P_1$  = ajustable 47 k $\Omega$ .

$P_2$  = ajustable 47 k $\Omega$ .

$P_3$  = ajustable 47 k $\Omega$ .

$P_4$  = ajustable 47 k $\Omega$ .

$P_5$  = potentiomètre linéaire 47 k $\Omega$ . 7 picots.

1 cordon secteur.

20 cm fil 8/10.

2 vis de 3 x 10 avec écrous.

Turner FM Stéréo R.D.F.M. : N.C.

Nota — Le prix n'étant pas, en raison des hausses en cours, définitivement arrêté au moment de mettre sous presse, nous vous prions de consulter ci-dessous, la liste de nos revendeurs.

Liste des Revendeurs :

PARIS : KIT-CENTER, 131-133, boulevard Voltaire

75011 PARIS

REGION PARISIENNE :

J.E.M.S., 8, place du 11 novembre - REPRESENTANT

92240 MALAKOFF

PROVINCE :

BERGIER ELECTRONIQUE, 21, rue Bergier

63000 CLERMONT-Fd

CHARVET ELECTRONIQUE, 8, rue René-Camphin

38600 FONTAINE

RADIO COMPTOIR DE L'OUEST, 24, rue Noémie-Hamard

53000 LAVAL

RADIO-TELE-SON, boulevard Etienne-d'Orves

72000 LE MANS

CERUTTI & Cie, 201, 203, boulevard Victor-Hugo

59000 LILLE

ERATEC, 47, rue G. Dumas

87000 LIMOGES

TOUT POUR LA RADIO, 66, cours La Fayette

69003 LYON

CORAMA, 100, cours Vitton

69006 LYON

ANSELME, 8, rue d'Italie

13000 MARSEILLE

MIROIR DES ONDES, 11, cours Lieutaud

13000 MARSEILLE

TELABO, 30 à 40, rue Antoine-Ré

13000 MARSEILLE

ELECTRO-COMPTOIR DE L'OUEST, 20, rue Clovis-Hugues

13000 MARSEILLE

FACHOT ELECTRONIQUE, 44, rue Haute-Seille

57000 METZ

TOUTE L'ELECTRONIQUE, 12, rue Castillon

34000 MONTPELLIER

FERNAND HENTZ, 21, rue Louis-Pasteur

68100 MULHOUSE

S.M.D., 60, rue Dalray

06000 NICE

J. PIERRE, Z.I. Ouest, 2, rue André-Huet

51100 REIMS

O.D.A.G., 150, rue de Martainville

76000 ROUEN

RADIO-COMPTOIR, 61, rue Ganterre

76000 ROUEN

R.D. ELECTRONIQUE, 4, rue A. Fourtanier

31000 TOULOUSE

OMNIX RADIO, 5, rue du Président-Merville

37000 TOURS

**R.D. ELECTRONIQUE**

31000 TOULOUSE 4, rue A. Fourtanier

Allo ! 21-04-92

**A NICE**  
**JEAN COUDERT**  
vous présente  
le plus grand choix  
aux meilleurs prix...

TOUS LES MATÉRIELS

**HI-FI**

ainsi que les **KITS**  
accessoires, haut-  
parleurs, etc.

Service après-vente

INSTALLATION GRATUITE - CRÉDIT

**JEAN COUDERT**

85, bd de la Madeleine  
06-NICE - Tél. : 87-58-39

# L'amplificateur stéréophonique



## GP AS 216

**N**OUS avons eu l'occasion de décrire et d'apprécier la qualité d'écoute de l'amplificateur GP AS 230 dans notre numéro 1437 du « Haut-Parleur », aussi n'hésitons-nous pas à vous présenter une autre version de l'appareil : le GP AS 216.

Ce dernier, en fait ne se différencie de l'AS 230 ( $2 \times 18$  W eff.) que par une puissance de sortie inférieure. Il comporte en conséquence le même préamplificateur correcteur, seuls les étages de puissance équipés d'autres transistors sont modifiés et délivrent une puissance de  $2 \times 12$  W eff.

Il faut prendre l'amplificateur GP AS 216 comme l'élément principal d'une chaîne Hi-Fi de budget raisonnable, permettant à tout le monde d'accéder aux plaisirs de la Haute-Fidélité, l'appareil satisfaisant néanmoins les normes précitées.

### PRÉSENTATION

La présentation de l'appareil est très réussie : la face avant en aluminium satiné noir ou blanc, le capot est noir et les flasques en noyer. L'association bois-métal reste très agréable et plaisante.

Qui plus est, les commandes principales de mono/stéréo, contrôle physiologique et monitor s'effectuent à l'aide de commutateurs à clef du plus bel aspect.

Sur la face avant, sont judicieusement regroupées toutes les fonctions et réglages utiles :

- commutateur marche/arrêt,
- réglage balance,
- réglage niveau,
- réglage des aigus,
- réglage des graves,
- commutateur de fonctions,
- commutateur Mono-Stéréo,
- filtre « Loudness »,
- « Monitor »,
- prise de casque.

La face arrière perd en revanche, la prise d'attaque pour cellule céramique que possédait l'AS 230.

- Prise magnétophone (Monitor).

- Tuner.
- Auxiliaire.
- Phono (cellule magnétique 4 mV).
- H P droit.
- H P gauche.
- Fusible AC.
- Répartiteur de tension 110/220 V.

D'une technologie classique, le montage des circuits imprimés est très soigné et le choix de composants de grande qualité permet

d'obtenir des résultats d'écoute très satisfaisants.

Les circuits imprimés sont en verre époxy et tous les transistors des modèles silicium.

Une recherche toute particulière a été faite au niveau de la protection qui est un problème essentiel pour une parfaite fiabilité.

C'est ainsi que le préamplificateur est muni d'une protection spéciale (contrôle de surtension et court-circuit). La protection de l'alimentation est assurée par un fusible rapide, accessible sur la face arrière. Les étages de sortie font également l'objet d'une sécurité par fusible.

### CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

- Puissance :  $2 \times 12$  W eff. sur  $8 \Omega$ .
- Bande passante : 20 Hz à 30 000 Hz à  $\pm 1$  dB.
- Rapport signal-bruit : 70 dB.
- Distorsion harmonique à la puissance nominale  $\leq 0,5$  %.
- Facteur d'amortissement à 1 000 Hz sur  $8 \Omega$  : 35 dB.
- Correcteurs de tonalité : GRAVES  $\pm 16$  dB à 50 Hz; AIGUS  $\pm 13$  dB à 12 000 Hz.

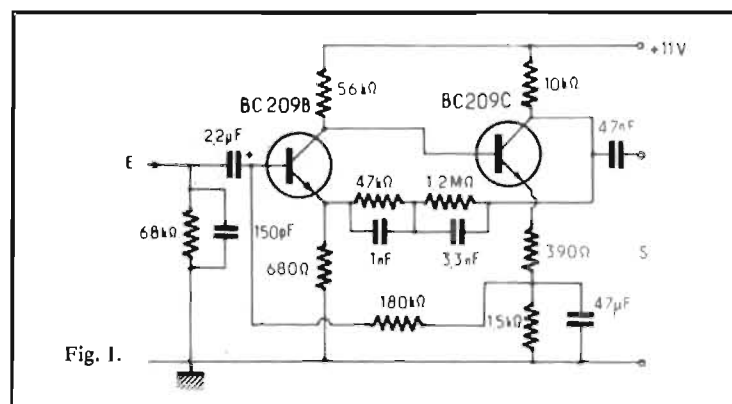


Fig. 1.

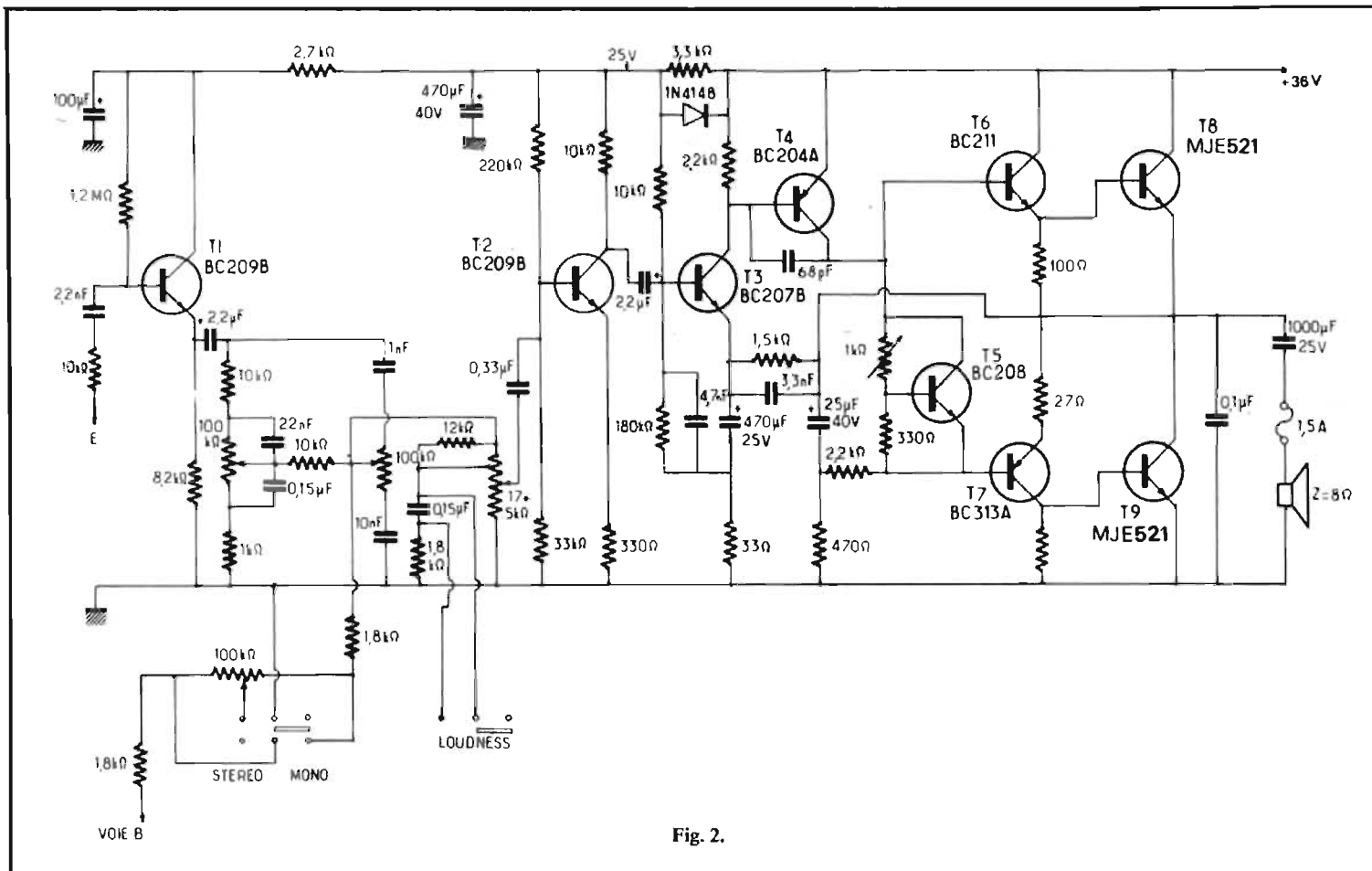


Fig. 2.

- Filtre physiologique.
- Sensibilités et impédances d'entrées — NORMES DIN.
- Phono magnétique 4 mV/47 kΩ
- Auxi. 100 mV/100 kΩ
- Tuner 100 mV/100 kΩ
- Monitoring commutable à l'avant par entrée indépendante 280 mV/500 kΩ.
- Prise de casque 8 Ω à 600 Ω
- Dimensions L 383 × P 262 mm × H 105.

### LE SCHÉMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe de l'amplificateur peut être scindé en plusieurs parties distinctes. A cet effet la figure 1 présente le préamplificateur d'entrée.

Suivant la position du commutateur de fonctions le préamplificateur pour cellules magnétiques est inséré. Les tensions de quelques millivolts issues de la cellule magnétique sont appliquées aux bornes d'une résistance de 68 kΩ afin de satisfaire les conditions d'impédances. Cette dernière résistance est shuntée par un condensateur de 150 pF. Ces tensions sont injectées sur la base du transistor d'entrée BC 209 B à grand gain et faible souffle.

Le préamplificateur fait appel à deux de ces transistors couplés en continu afin d'améliorer les performances de l'appareil.

Une résistance de 180 kΩ permet d'obtenir une contre-réaction propre à assurer la stabilité du montage.

La résistance de 56 kΩ est commune aux deux transistors. La polarisation de base du deuxième transistor est en conséquence provoquée par la différence de potentiel existant aux bornes de cette résistance de 56 kΩ.

Le circuit émetteur de chaque transistor comporte une résistance

afin de soumettre l'ensemble du montage à d'autres contre-réactions.

Une contre-réaction sélective permet de jouer sur la modelé de la courbe de réponse et sur la sensibilité de l'appareil afin de satisfaire aux normes RIAA. C'est précisément le rôle des composants 47 kΩ, 1,2 MΩ, 1 nF et 3,3 nF disposés entre l'émetteur du premier transistor et le collecteur du suivant.

Le deuxième transistor possède une résistance de charge collecteur de 10 kΩ qui permet à l'aide d'un condensateur de 47 μF de prélever

les tensions BF préamplifiées qui sont alors d'un niveau suffisant pour être appliquées au préamplificateur général d'entrée.

La figure 2 propose le schéma général de l'amplificateur en question, une seule voie a été reproduite.

Le transistor T<sub>1</sub> travaille en adaptateur d'impédance et pour ce faire le constructeur a adopté un montage collecteur commun. Dans ces conditions on retrouve la résistance de charge côté émetteur tandis que l'entrée s'effectue au niveau de la base par l'intermédiaire de cellules RC adéquates et différentes suivant la position du sélecteur de fonctions (Aux., tuner).

Une résistance de 1,2 MΩ polarise l'étage. Les tensions BF adaptées en impédance peuvent alors être injectées aux circuits correcteurs de tonalité. Il s'agit en fait d'un classique, mais très efficace correcteur baxandall.

En sortie, apparaît la commande de niveau dotée d'une prise intermédiaire destinée à la mise en service du filtre Loudness ou correcteur physiologique dont le but est de relever les fréquences basses à faible niveau d'écoute afin que l'audition soit plus contrastée.

CE MATÉRIEL EST NOTAMMENT EN VENTE :

### AMPLI STEREO G.P ELECTRONIC

2 x 12 watts RMS

bande passante 20 à 30 000 Hz  
Dimensions : 383 x 262 x 105

PRIX : 680 F (prt 30,00)

L'ENSEMBLE :

avec 2 enceintes BOSTON 15 watts  
avec 1 platine BSR-P128  
Socle, couvercle, cellule ADC

PRIX : 1 295 F (port 50,00)

**AUDIOCLUB**

7, rue Taylor, PARIS-X<sup>e</sup>  
Tél. 208.63.00  
607.05.09 - 607.83.90

Ouverture le lundi de 14 à 19 h et du mardi au samedi de 10 à 19 h

Parking : 34, rue des Vinaigriers - C.C.P. 31.830-95 La Source

L'affaiblissement apporté par les circuits correcteurs de tonalité, nécessite l'emploi d'un étage préamplificateur en l'occurrence  $T_2$ . Ce dernier apporte un gain important en montage émetteur commun. La polarisation de base est obtenue par un pont de résistances, et l'émetteur comporte une résistance de  $330 \Omega$  introduisant une contre-réaction.

Les tensions BF sont disponibles sur le collecteur de  $T_2$  et dirigées par l'intermédiaire d'un condensateur de  $2,2 \mu F$  vers l'amplificateur de puissance proprement dit.

Cet amplificateur de puissance emploie 6 transistors tous couplés en continu. Le transistor  $T_3$  fait office de pré-driver. De sa polarisation de base dépend le point de fonctionnement de l'ensemble du montage en raison des liaisons directes.

Ce montage comporte dans son circuit collecteur les bases des transistors  $T_6$  et  $T_7$  qui assurent le déphasage nécessaire à l'attaque des transistors de puissance  $T_8$  et  $T_9$ . On est en conséquence en présence d'un montage quasi-complémentaire.

La résistance variable de  $1 k\Omega$  permet de minimiser la distorsion de croisement tandis que le transistor  $T_5$  permet de rattraper les dérives en température et d'assurer par là-même la stabilité du fonctionnement.

Un condensateur de  $1000 \mu F$  coupe la composante continue du push-pull série. Sa valeur élevée permet de restituer les fréquences très basses sans atténuation.

En sortie, les transistors de puissance sont des modèles MJE 521 en boîtier Époxy qui, alimentés sous  $36 V$  de tension permettent de délivrer  $12 W$  eff. par canal.

## CONCLUSION

En dépit d'une puissance de sortie inférieure au modèle AS 230, cet amplificateur peut répondre aux exigences d'un très grand nombre d'amateurs, dont l'environnement acoustique ne nécessite pas de grandes puissances.

Dans ces conditions, le rapport qualité/prix de l'appareil devient très intéressant, sans pour autant porter atteinte à sa fiabilité. On ne peut que souhaiter à l'amplificateur AS 216 une très large diffusion auprès des amateurs de musique.

# La chaîne compacte

## DUAL

## KA 12

**L**A gamme de matériels Hi-Fi Dual, bien que très étendue, n'offrirait pas d'ensemble compact de bas de gamme. Depuis la mise sur le marché de la KA 12, cette lacune est comblée. Cet ensemble réunit une platine 1211, un amplificateur stéréo, un récepteur à quatre gammes d'ondes, et deux enceintes de volume réduit.

Bien que cette compacte ne puisse être classée en catégorie Hi-Fi, elle n'est pas dénuée de qualités et permet à une large catégorie d'utilisateurs de goûter aux plaisirs musicaux pour une dépense modique.

## PRÉSENTATION

La ligne de l'appareil est celle que Dual a standardisée pour ses différentes fabrications, fixée de façon immuable pour sa clientèle nationale. On peut qualifier la présentation d'une sobriété neutre, à l'opposé des productions japonaises, voulant à tout prix accrocher l'œil. L'encombrement est très réduit, ce qui facilite l'installation, et les enceintes sont de taille autorisant leur disposition aussi bien au sol que dans des éléments ou bibliothèques.

La figure 1 détaille les fonctions et les dispositions des différentes commandes. La platine est analogue au type 1214 que nous avons analysé dans le « Haut-Parleur » N° 1392. De type trois vitesses à changeur automatique, elle est munie d'un moteur asynchrone à

deux pôles, avec un bras équipé d'une bonne cellule céramique CDS 650, à pointe diamant. Comme toutes les platines Dual, le fonctionnement peut être manuel ou automatique, un ajustage de la vitesse sur une plage de  $\pm 3\%$  est prévu. L'entraînement est assuré par un galet caoutchouté, entraînant le plateau à partir d'un axe moteur conique à portées adaptées aux différentes vitesses. L'adaptation au réseau 50 ou 60 Hz s'effectue par échange de l'axe moteur.

Le bras comporte un réglage de la force d'appui entre 0 et 5,5 g, le constructeur préconise pour la cellule CDS 650, une pression de l'ordre de 2,5 g au minimum.

Le récepteur est conçu pour la réception de quatre gammes : FM, PO, GO, OC. La conception des circuits est moderne, la technologie fait appel à une tête HF équipée de transistors Fet en FM, de filtres céramiques en AM et en FM, et d'une chaîne FI commune AM-FM, utilisant des circuits intégrés. L'accord des têtes HF, AM et FM est assuré par des condensateurs variables; un AFC commutable contrôle la stabilité de l'oscillateur local FM. Les amplificateurs basse fréquence sont classiques, leur correcteur de tonalité est un Baxendall, et la commande de volume comporte une correction physiologique non commutable.

Pour sacrifier à la mode actuelle, un raccordement vers deux paires d'enceintes est prévu, permettant d'obtenir une pseudo quadrastéréo, si l'on dispose une

paire d'enceintes derrière la zone d'écoute, le repérage est déterminé par les indications « FRONT » et « REAR » (avant et arrière).

## CARACTÉRISTIQUES

Platine Dual 1211, à changeur automatique 33 - 45 tours.  
3 vitesses, 33 - 45 - 78 tours.  
Moteur asynchrone deux pôles.  
Cellule : CDS 650 pointe diamant.

Récepteur 4 gammes; FM 87 - 108 MHz, GO 140 - 360 kHz, PO 500 - 1 650 kHz, OC 5,85 - 10,3 MHz.

Fréquence intermédiaire : 10,7 MHz, 455 kHz.

Sensibilité : en FM, pour 26 dB de rapport signal + bruit/bruit et 22,5 kHz d'excursion,  $< 3,5 \mu V$  antenne en mono,  $< 18 \mu V$  en stéréo.

En AM,  $40 \mu V$  en GO,  $30 \mu V$  en PO,  $10 \mu V$  en OC, pour un rapport signal + bruit/bruit de 16 dB.

Seuil de limitation FM :  $4 \mu V$ .

Seuil de commutation automatique stéréo-mono :  $< 20 \mu V$ .

Antenne :  $240 \Omega$  symétrique en FM, cadre ferrite non orientable PO-GO, extérieure en OC.

Amplificateurs. Puissance de sortie :  $2 \times 6 W$  sur  $4 \Omega$ .

Distorsion harmonique :  $\leq 1\%$  à la puissance maximale.

Bande passante : 20 Hz - 20 kHz  $\pm 3$  dB.

Correcteurs de tonalité :  $\pm 12$  dB à 100 Hz;  $\pm 12$  dB à 10 kHz.

Entrée magnétophone : 400 mV/470 k $\Omega$ .

Sorties : 2 paires d'enceintes 4  $\Omega$ , enregistrement magnétique, jack casque stéréo.

Alimentation : 110 - 130 - 150 - 220 - 240 V, avec une consommation maximale d'environ 30 VA.

Encombrement de la chaîne avec capot : 355 x 180 x 325 mm, pour un poids de 9,6 kg.

Enceintes. Coloris bois, encombrement 195 x 300 x 105. Blanc 195 x 300 x 130 mm, pour un poids de 1,7 kg, à deux voies HP basse médium et tweeter.

## DESCRIPTION DES CIRCUITS

Le schéma figure 2 donne l'architecture de ceux-ci. Bien que le constructeur ait simplifié la repré-

sentation en interrompant des liaisons repérées par les lettres de A à N, la clarté du schéma n'en est pas facilitée pour autant. En FM, nous sommes en présence d'une tête HF à trois étages, comportant un amplificateur Fet accordé T<sub>101</sub> soumis à l'action d'un signal de CAG sur sa porte. Le mélangeur Fet T<sub>102</sub> reçoit sur sa porte le signal incident et sur son drain le signal local, le mélange étant réalisé, le signal FI est recueilli aux bornes du filtre céramique F<sub>100</sub>, disposé dans la source de cet étage. L'oscillateur local T<sub>103</sub> comporte le circuit accordé dans le collecteur, la réaction est assurée par C<sub>115</sub> sur l'émetteur.

Le signal de correction automatique de fréquence est appliqué aux bornes de la diode varicap D<sub>101</sub>, élaboré dans le circuit intégré TBA<sub>102</sub>, et aboutissant au point B.

La chaîne FI comporte deux

amplificateurs intégrés TAA991 et TBA120, suivis du décodeur TBA450 et d'un préamplificateur basse fréquence sur chaque canal (les transistors T<sub>401</sub> - T<sub>402</sub>). Deux étages sont utilisés comme circuits annexes, recevant leurs informations à travers le circuit accordé L<sub>302</sub> disposé en sortie du circuit intégré TAA991. Ils contrôlent respectivement le CAG (T<sub>301</sub>) et le galvanomètre d'accord (T<sub>302</sub>). On peut noter que la démodulation est réalisée dans le circuit intégré TBA120, ainsi que la commutation stéréo-mono automatique, lorsque le niveau du signal est trop faible pour permettre la réception stéréo dans de bonnes conditions.

A signaler également qu'en présence d'une émission faible il est recommandé dans les régions frontalières où de nombreuses émissions sont captables, de déconnecter l'AFC, afin que le récepteur ne s'accorde tout seul

sur une émission voisine d'un niveau plus élevé. En effet, en FM, si deux stations sont reçues sur des fréquences voisines ou identiques, la plus puissante est seule reçue, rejetant l'autre. En déconnectant l'AFC, on peut donc tenter de conserver l'écoute d'une station faible située près d'une émission plus puissante si l'écart est de quelques dizaines de kilohertz.

En AM, les circuits HF comportent un changeur de fréquence T<sub>201</sub> et un oscillateur local T<sub>202</sub>. Le signal FI est recueilli dans le transformateur accordé L<sub>209</sub>, suivi par le filtre céramique F<sub>200</sub>.

Pour la réception des OC, une antenne extérieure est nécessaire, et le raccordement à une prise de terre améliore grandement les résultats d'écoute sur cette gamme.

En sortie du mélangeur, après passage dans L<sub>209</sub> - F<sub>200</sub> et

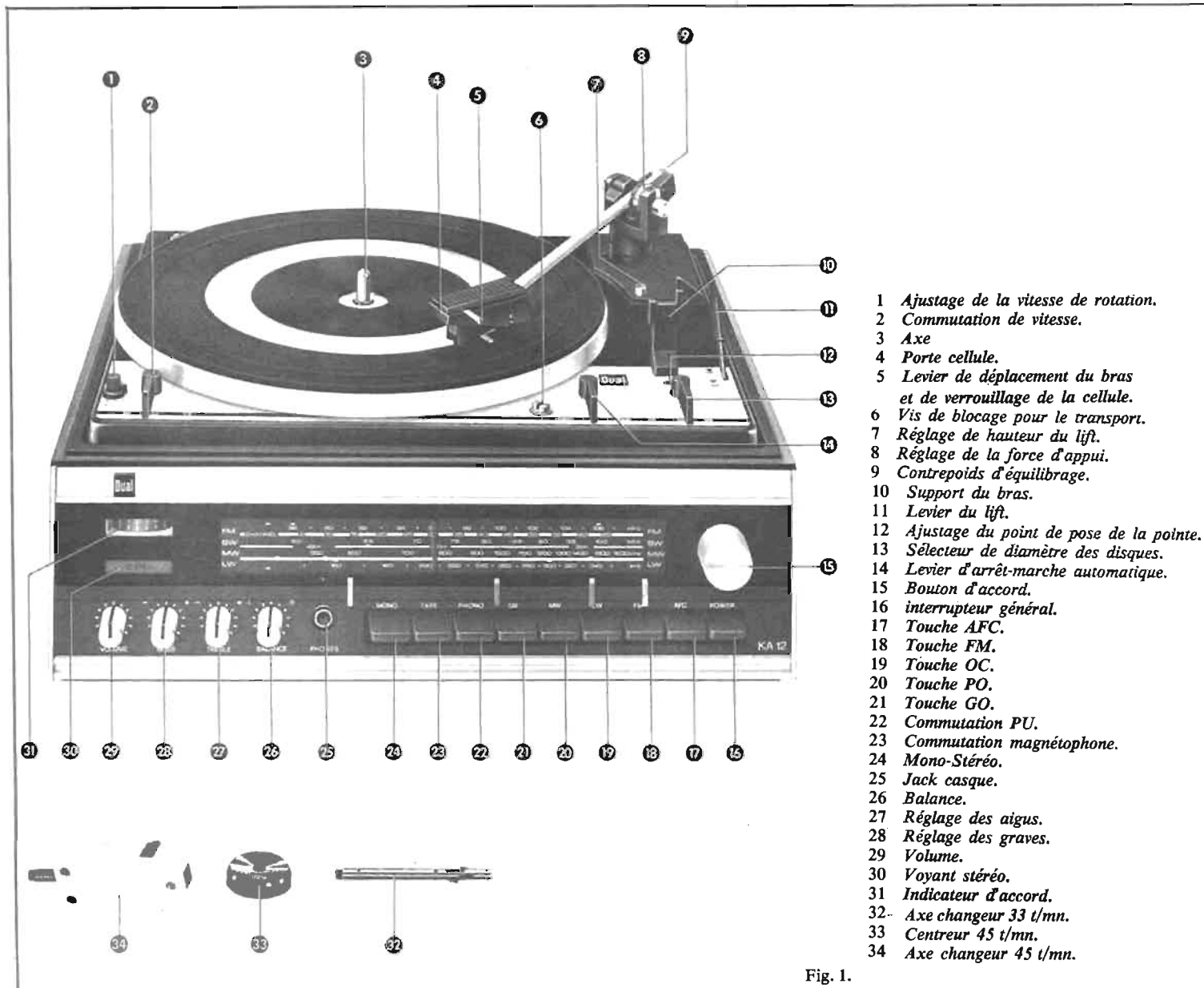


Fig. 1.

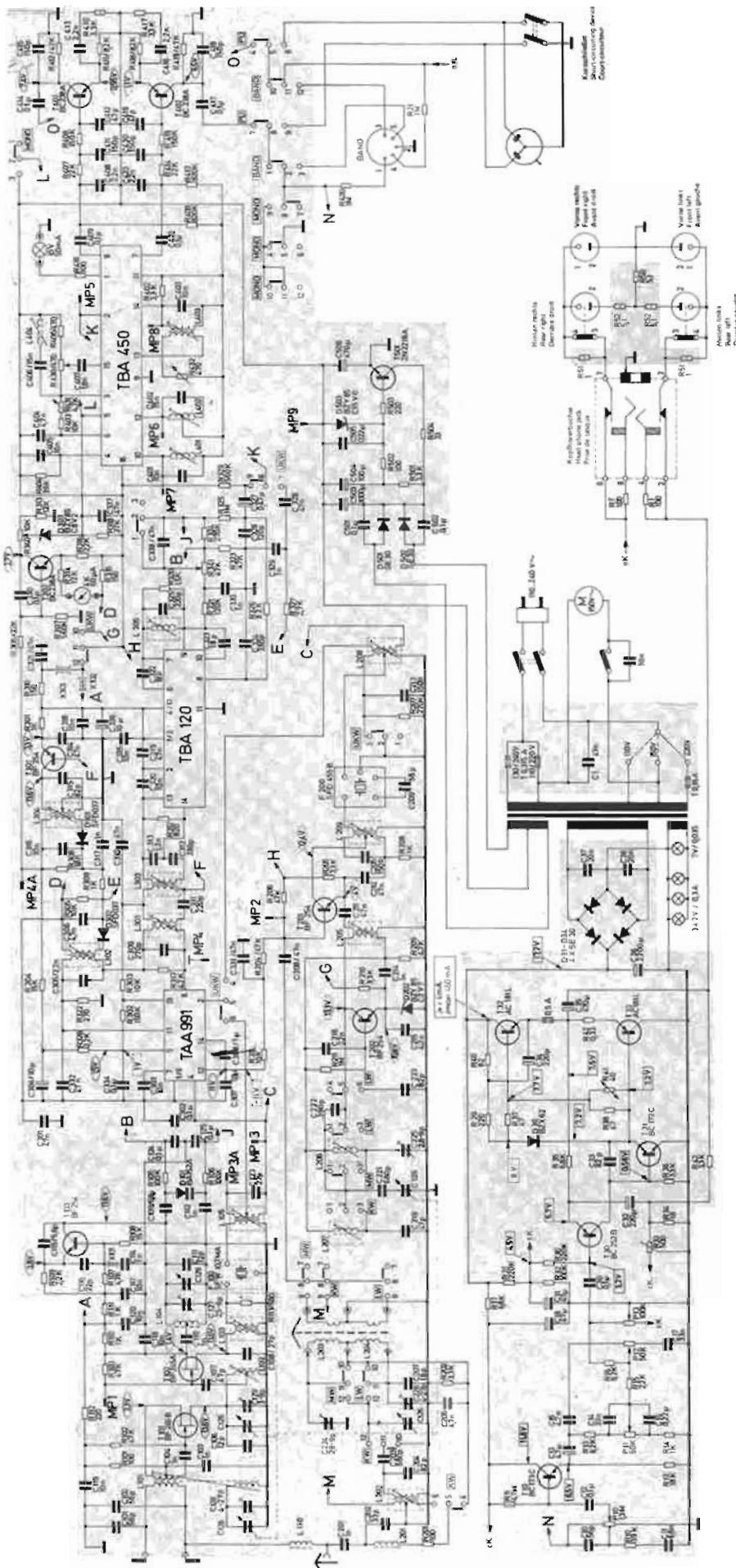


Fig. 2.

$L_{208}$ , les signaux FI AM sont amplifiés par TAA991 et TBA120, puis dirigés après détection sur les amplificateurs basse fréquence.

Tous les circuits du récepteur sont alimentés par une tension filtrée électroniquement à l'aide du transistor  $T_{501}$ , en outre l'émetteur de l'oscillateur local  $T_{202}$  a sa tension verrouillée par la diode Zener  $D_{202}$ , disposition particulièrement utile pour la stabilité en OC.

Le bloc basse fréquence reçoit au point N, le signal issu de l'une des sources sélectionnée : tuner, magnétophone. Ce signal est appliqué au potentiomètre de volume  $P_{10}$  associé à la cellule de correction physiologique  $C_{10} - R_{10} - C_{11}$ , puis il est injecté sur le transistor  $T_{10}$ , monté en émetteur follower. Cette disposition est adoptée afin d'éviter la réaction amenée par les circuits correcteurs de tonalité pouvant perturber les étages précédents ou le signal délivré par la cellule de lecture.

Le transistor  $T_{30}$  assure l'amplification des signaux, il reçoit sur son circuit d'émetteur le signal de contre-réaction globale. Le driver  $T_{31}$  porte ensuite le niveau des signaux à une valeur suffisante pour exciter l'étage complémentaire final ( $T_{32} - T_{33}$ ).

La protection des étages de sortie est assurée par un fusible, ce qui est suffisant pour un amplificateur de ce type, comportant un condensateur de liaison aux enceintes, qui élimine les risques de catastrophe, en cas de court-circuit accidentel, et évite en cas de court-circuit interne de l'un des transistors de sortie le passage d'un courant continu de forte intensité dans la bobine mobile, pouvant provoquer la destruction d'un haut-parleur.

## CONCLUSION

Bien que cette chaîne compacte soit située en bas de gamme, elle est dotée de bonnes performances et ses éléments sont homogènes. La puissance de  $2 \times 4,5$  W eff. permet une sonorisation agréable, et le tuner offre, lui aussi de grandes possibilités, que ce soit en FM ou en AM.

La construction est soignée, la technique et la technologie sont bonnes, excellentes mêmes, compte tenu de la classification de ce matériel.

J. B.



# L'ENSEMBLE AIWA

## TPR 4001



**A** côté des chaînes dont la source principale est constituée par une platine tourne-disque, les constructeurs japonais présentent des variantes qui comportent un magnétocassette incorporé et même des enregistreurs lecteurs de cartouches 8 pistes comme le TPR 4001.

La formule exploitée ici constitue une chaîne complète qui permet de composer son programme de cartouches, ce qui présente un grand intérêt, si l'on dispose d'un auto-radio à lecteur de cartouches.

### PRÉSENTATION

Cette chaîne est constituée par un amplificateur, un tuner deux gammes AM/FM, et un enregistreur lecteur de cartouches. Le tuner assure la réception de la FM et des petites ondes. Sa constitution est moderne, la technique fait appel à un amplificateur HF, utilisant un FET, des circuits FI munis de filtres céramique, et son décodeur est intégré.

Le circuit indicateur d'accord est constitué par un dispositif qui illumine l'aiguille du cadran lorsque la réception d'une station est assurée. L'amplificateur est de petite puissance, il peut assurer l'exploitation de toutes les sources internes ou externes.

L'enregistreur lecteur de cartouches est très élaboré, il comporte une fonction de défilement rapide, un programmeur à mémoire, permettant la lecture du nombre de voies choisies, et l'éjection de la cartouche à la fin de la séquence.

La présentation est agréable, les différentes commandes sont disposées en vue d'assurer une exploitation facile.

A droite, le bloc ampli-tuner et ses commandes sont nettement séparés, il comporte un cadran offrant une bonne lisibilité.

Au lieu d'un galvanomètre d'accord, l'aiguille s'illumine proportionnellement au champ reçu lorsqu'elle passe sur une émission, et les 2 vu-mètres sont excités au rythme de la modulation. Leur rôle est l'ajustage à l'enregistrement des niveaux sur les deux voies.

Les commandes, à part celles de l'accord commun à l'AM/FM, sont situées en ligne sous le cadran et mises en œuvre à l'aide de boutons-poussoirs et de potentiomètres. Les entrées microphone sont mixables avec l'une des sources exploitées.

A gauche, le bloc destiné à la cartouche comporte un certain nombre de dispositifs annexes fort utiles. A l'introduction de la cartouche, si celle-ci présente un défaut, un voyant s'allume, indiquant qu'elle ne peut être jouée. Le programmeur à mémoire permet en lecture, soit le passage successif des quatre programmes en défilement sans fin, soit à l'aide de la mémoire de sélectionner le nombre de programmes à lire, 1, 2, 3 ou 4, avec éjection de la cartouche à la fin du cycle de lecture, soit encore la répétition des programmes de la voie 1 et 2, si ceux-ci sont programmés.

A l'enregistrement, on peut programmer 1, 2, 3 ou 4 voies, à la fin de celle-ci la cartouche sera éjectée.

A l'arrière de l'appareil, sont installées les prises destinées aux raccordements de platines tourne-disques, à cellule magnétique et céramique, au magnétophone avec

possibilité de monitoring, doublées par une prise DIN, et les jacks des microphones. Les câbles reliés aux enceintes sont raccordés à des bornes à vis, ainsi que les prises antenne.

### SPÉCIFICATIONS

#### Récepteur

Deux gammes, FM 87,5 - 108 MHz, AM 525 - 1 605 kHz.  
Sensibilité : 4  $\mu$ V en FM.  
180  $\mu$ V/m en AM.

Courbe de réponse : 50 - 15 000 Hz.

Rapport signal/bruit : 60 dB.  
Distorsion harmonique : < 0,5 %.

Antenne : 75 et 300  $\Omega$  en FM, cadre ferrite ou extérieure en AM.  
Séparation des canaux : 38 dB à 1 kHz.

#### Amplificateur

Puissance de sortie : 2 x 12 W eff. pour 5 % de distorsion harmonique.

Distorsion harmonique : à 2 x 10 W eff. < 0,3 % à 1 kHz.

Bande passante : 30 Hz - 50 kHz.

Correcteur de tonalité :  $\pm$  10 dB à 100 Hz,  $\pm$  10 dB à 10 kHz.

Entrées : P.U. magnétique, 5 mV / 50 k $\Omega$ ; P.U. céramique; microphone, 1,8 mV / 10 k $\Omega$ ; AUX, 300 mV / 50 k $\Omega$ ; DIN, 500 mV / 100 k $\Omega$ .

Sorties : enceintes 4 - 16  $\Omega$ ; casque 8  $\Omega$ ; ligne 400 mV/10 k $\Omega$ ; DIN 30 mV/80 k $\Omega$ .

Facteur d'amortissement : 30 pour 8  $\Omega$ .

Bruit résiduel : < 1,5 mV sur charge 8  $\Omega$ .

#### Enregistreur

Pour cartouches 8 pistes standard.

Vitesse : 9,5 cm/s.

Pleurage et scintillement : 0,2 % eff. à la lecture.

Bande passante : 30 Hz - 12 kHz + 3 - 6 dB.

Rapport signal/bruit :  $\approx$  45 dB.

Fréquence de prémagnétisation : 60 kHz.

Entraînement : par moteur à courant continu régulé électronique.

Alimentation : 110/220 V, 50-60 Hz, consommation maximale 85 W.

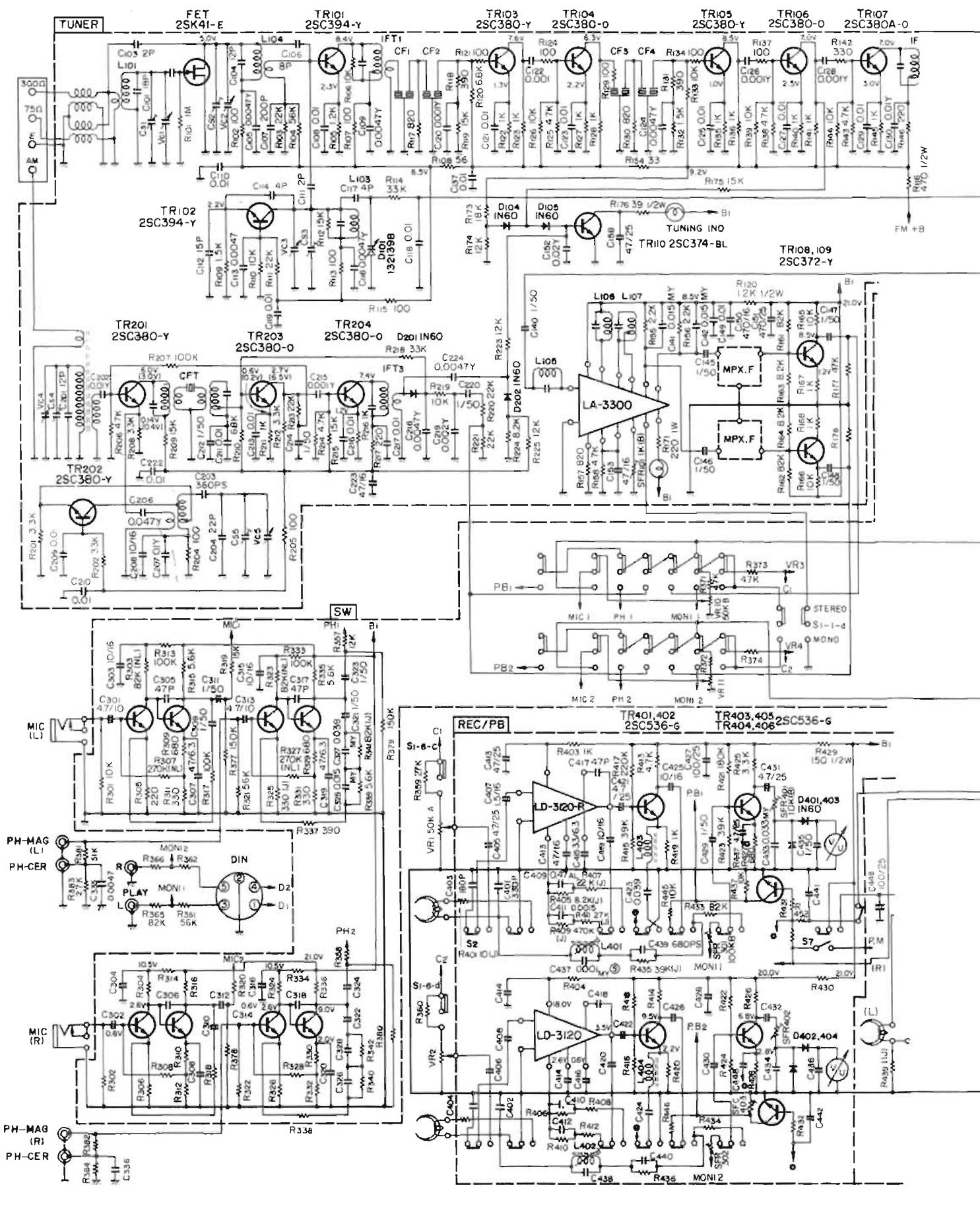
Encombrement : 490 x 120 x 285 mm, pour un poids de 10,5 kg.

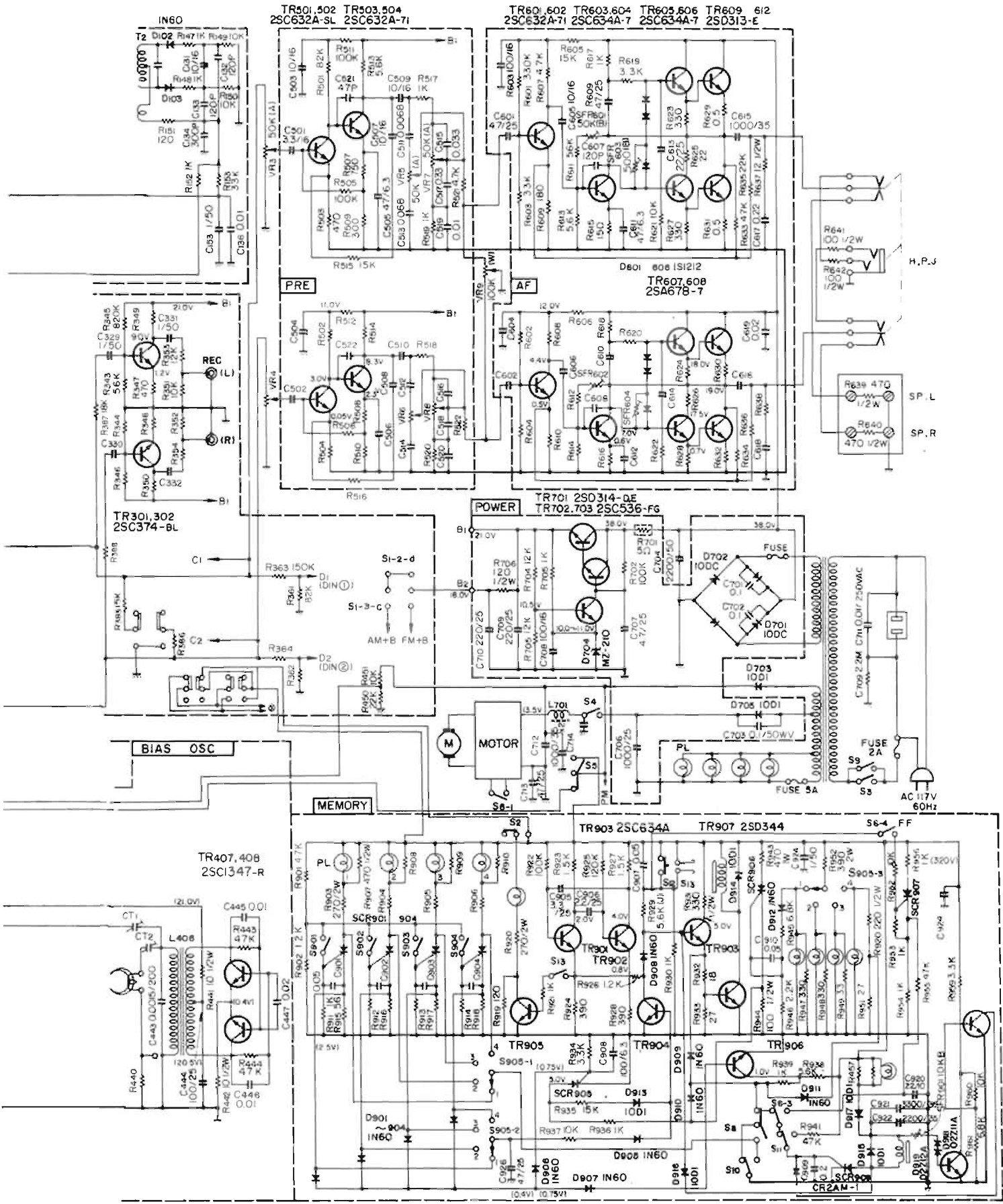
### EXAMEN DES CIRCUITS (schéma Fig. 1)

Les circuits haute fréquence sont agencés de façon séparée pour l'AM et la FM, ce qui est toujours préférable pour assurer une bonne séparation des fonctions. En FM, nous rencontrons une tête HF consistant en un transistor FET monté en source commune, un mélangeur TR<sub>101</sub> et l'oscillateur local TR<sub>102</sub>. L'accord est assuré à l'aide de condensateurs variables à 3 sections.

Un signal d'AFC non commutable asservit l'oscillateur par l'intermédiaire de la diode varicap D<sub>101</sub>, fourni par la détection.

En sortie du mélangeur, deux filtres céramique permettent d'obtenir la sélectivité FI, suivis de quatre étages aperiodyques, TR<sub>103</sub> - TR<sub>104</sub> et TR<sub>105</sub> -





TR<sub>106</sub>. Un second jeu de deux filtres céramiques CF<sub>3</sub>/CF<sub>4</sub> est inséré dans la chaîne FI.

Le limiteur TR<sub>107</sub> élimine les dernières traces de modulation d'amplitude, subsistant en sortie de la chaîne FI, puis les signaux sont démodulés dans un détecteur de rapport.

Le transistor TR<sub>110</sub> est un amplificateur continu dont la base reçoit un signal proportionnel à celui de l'antenne, délivré après amplification par le dernier étage FI, TR<sub>106</sub>. La charge de TR<sub>110</sub> est un voyant qui est disposé sur l'aiguille du cadran, et qui s'illumine plus ou moins en fonction du signal reçu sur l'antenne.

Le décodeur est un circuit intégré LA 3300, nécessitant trois filtres extérieurs. A sa sortie, un filtrage est assuré sur chaque voie pour éviter des battements parasites entre les résidus de 19 et 38 kHz et l'oscillateur de préamplification des enregistreurs, puis les signaux gauche et droite sont amplifiés sur chaque voie par les transistors TR<sub>301</sub> - TR<sub>302</sub>.

En AM, les signaux incidents sont reçus sur la base du changeur de fréquence TR<sub>201</sub>, attaqué sur son émetteur par le signal local délivré par l'oscillateur TR<sub>202</sub>. Les signaux de fréquence intermédiaire sont recueillis au niveau du collecteur de TR<sub>201</sub> dans un ensemble de transformateurs accordés et de filtre céramique. L'amplification FI fait appel à deux étages TR<sub>203</sub> - TR<sub>204</sub>. Un signal d'AGC est délivré par TR<sub>203</sub> pour être appliqué sur la base de TR<sub>201</sub>. Après détection, une fraction du signal est ensuite dirigée vers le transistor TR<sub>110</sub>, pour servir d'indication d'accord.

### Amplificateurs

Le circuit correcteur RIAA est classique, deux étages à couplage continu-bouclés par le réseau de correction approprié sont employés.

Lorsqu'une cellule de lecture céramique est employée, elle attaque après atténuation l'entrée de ce circuit.

Après passage dans les divers circuits de commutation, les signaux basse fréquence sont injectés sur les circuits correcteurs de tonalité, précédés de deux étages couplés en continu TR<sub>501</sub> - TR<sub>502</sub>. Amplification par le bloc de puissance ensuite, conçu en configuration quasi complémentaire et utilisant quatre étages TR<sub>601</sub>, TR<sub>603</sub> en préamplificateurs, TR<sub>605</sub> - TR<sub>606</sub> en

driver et TR<sub>609</sub> - TR<sub>612</sub> en sortie, dont les circuits ont été maintes fois détaillés dans nos colonnes.

L'enregistreur de cartouches comporte les circuits classiques commutés à la lecture et à l'enregistrement. Le préamplificateur est un circuit intégré LD 3120 bouclé par les réseaux d'égalisation commutés. Il est suivi d'un étage amplificateur TR<sub>401</sub>, délivrant des signaux BF d'un niveau suffisant pour être injectés sur la tête magnétique à l'enregistrement après mélange avec le signal HF délivré par l'oscillateur symétrique (transistors TR<sub>407</sub> - TR<sub>408</sub>). Un étage TR<sub>404</sub> assure une amplification supplémentaire en fonction monitoring; sa sortie est bouclée sur le circuit de vu-mètre.

Le moteur comporte une régulation de vitesse électronique qui ne figure pas sur le schéma. Celle-ci est du type série, le moteur étant inséré dans un pont, que l'on déséquilibre à l'aide de la touche d'avance rapide pour obtenir celle-ci.

Le bloc de programme à mémoire met en service divers amplificateurs à courant continu, agissant sur le moteur pas à pas, déplaçant le bloc à têtes magnétiques et assurant l'allumage des voyants signalant les programmes lus. Un thyristor est déclenché pour assurer l'éjection de la cartouche.

L'alimentation des circuits bas niveaux, basse fréquence et HF est stabilisée électroniquement par trois étages, dont les caractéristiques permettent de bénéficier d'un bon taux de régulation, voisin de 0,1 %.

### CONCLUSION

Le TPR 4001 constitue une chaîne compacte aux caractéristiques intéressantes permettant, grâce à ses multiples configurations de fonctionnement d'exploiter toutes les sources de modulation.

La réalisation est convenable, la présentation soignée. Bien que la puissance soit de 2 x 10 W, elle suffit à sonoriser agréablement un intérieur dans de bonnes conditions.

J. B.

# show home

## la lumière musicale

des flashes lumineux de couleurs vives sur un rythme pop, des nuances douces sur un blues, recréez chez vous l'ambiance des night club à la mode par le simple branchement d'un Show Home sur votre amplificateur, mini-cassette ou électrophone.

### le coffret comprend :



un spot design.



une lampe de couleur 220 V.

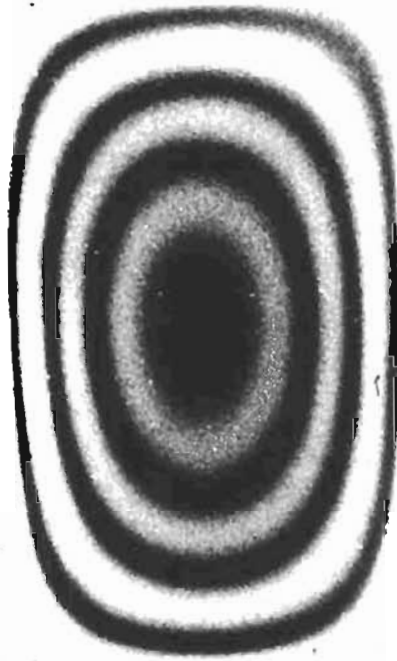


un modulateur de lumière deux canaux,

(canal normal 600 W + canal inversé 200 W)

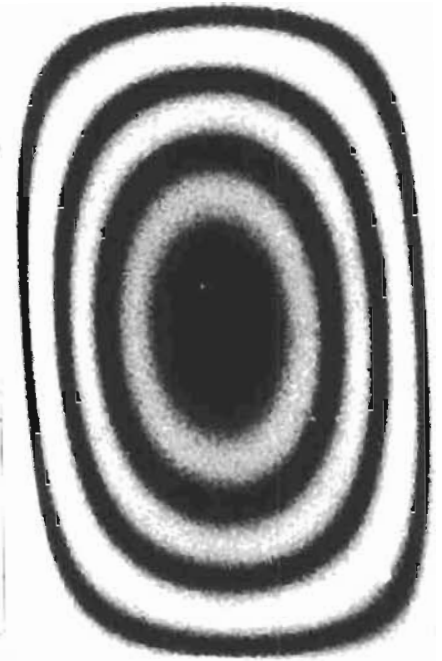
Production **aec**

J. Collyns System  
41, rue Pasteur impasse Rohrie 94800 Villejuif 726 64 21



# LES LASERS

Marc FERRETTI



## ILS PERCENT, SOUDENT, DÉCOUPENT.

**P**OUR la communauté internationale, l'année 1973 marquera le début d'une ère de crise de l'énergie; pour la communauté des « laseristes », cette même année marquera l'éclosion d'un nouveau marché potentiel : celui de l'énergie, justement. C'est en effet dans le secteur de l'énergie, que les ventes de lasers font les progrès les plus rapides : alors qu'en 1972, les investissements, pour la fusion thermonucléaire déclenchés par laser, et pour la séparation, par laser, d'isotopes fissiles, s'élevaient à 10 mégadollars, en 1973, ces investissements ont été presque quadruplés (37 mégadollars); en 1974, ils dépasseront 48 mégadollars, soit près de 18,7 % de l'ensemble des dépenses en lasers, produits annexes et services associés.

Le taux d'expansion de toute l'industrie des lasers, en 1973, a atteint un niveau record puisqu'il a été de 22,8 % (total des ventes : 220,3 mégadollars). Selon la revue américaine « LASER FOCUS », le taux devrait être ramené, en 1974, à 16,4 % (soit un montant de ventes voisin de 256,6 mégadollars), l'industrie des lasers parvenant à maturité.

Dans un tel contexte, le secteur industriel paraît avoir un taux



Photo 1 a.

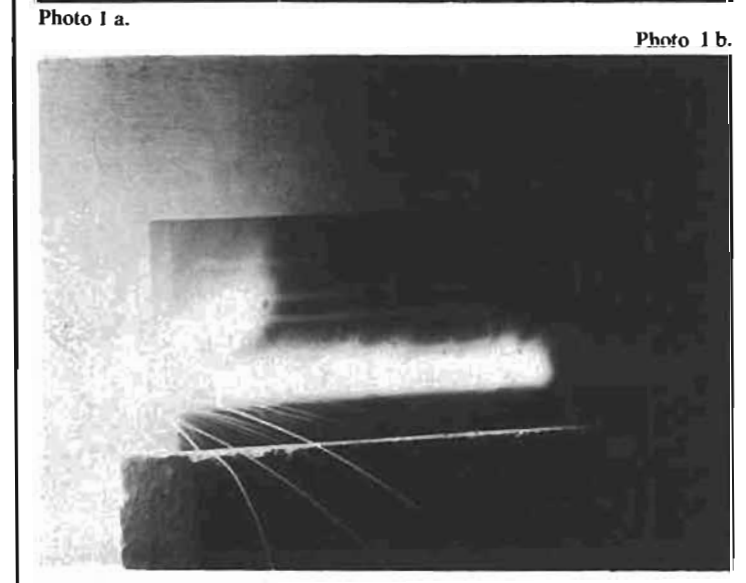


Photo 1 b.

d'expansion relativement faible, puisqu'il n'atteindra, en 1974, que 11,1 %. Au sein de ce secteur, l'expansion des ventes en matériels à lasers destinés au travail des matériaux est relativement élevée : elle s'élèvera, cette année, à 13,5 %.

## LE LASER PENETRE EN USINE

Les progrès depuis quelques années, dans la mise au point des systèmes à lasers et la recherche de performances accrues, rendent possibles leurs utilisations industrielles, pour le travail des matériaux : soudage et coupage des métaux, perçage de pierres et de matériaux réfractaires, coupage de matières plastiques, bois, tissus, matériaux composites.

Le laser s'impose en effet, dans ces diverses applications : par des conditions particulières (par exemple, lorsque l'on ne peut pas avoir d'accès électriques aux pièces à souder, ou quand il faut travailler à l'air libre);

— par l'absence de pression mécanique exercée sur les pièces,  
— par la densité de puissance et la précision de l'impact : on peut ainsi disposer de 1 000 kW/mm<sup>2</sup>, sur un diamètre d'impact de quelques dizaines de microns;

— enfin, par l'absence de tensions ou de déformations dans le



matériau usiné (la pièce chauffe peu).

Chacune des applications envisagées, fait appel à un type donné de laser, en fonction de ses performances et de certains critères économiques. En ne considérant que l'aspect technique, le choix sera établi à partir de diverses caractéristiques, telles que régime de fonctionnement (continu ou pulsé), mode d'excitation (lampes flash ou décharges électriques), longueur d'onde émise (sans tenir compte de la manière dont les matériaux absorbent les radiations), puissance (dans le cas de lasers continus) ou énergie (cas de lasers pulsés) à laquelle doit être associée la cadence des répétitions des tirs et la durée des impulsions.

Il existe deux classes de lasers utilisés pour le travail des matériaux : ce sont les lasers solides et les lasers à gaz.

Une source laser solide comprend un barreau cylindrique usiné dans une matrice neutre, supportant les ions actifs qui constituent le dopant; le barreau est soumis au rayonnement lumineux d'une lampe en régime d'arc, étroitement couplée, optiquement, avec le barreau. Sous l'effet du rayonnement, les ions actifs subissent un pompage optique. Si l'émission de la lampe excitant le barreau est continue, et suffisamment intense, l'émission du laser est continue; cependant, différentes conditions sont nécessaires pour la réalisation de lasers solides, travaillant en régime continu : la puissance nécessaire pour maintenir « l'inversion de population », doit être compatible avec la puissance des lampes, disponibles actuellement; la dépense d'énergie doit être économiquement acceptable; enfin, la matrice doit pouvoir évacuer rapidement les calories libérées par la lampe de pompage. Ces diverses conditions éliminent la possibilité d'obtenir industriellement, l'émission continue à partir des lampes à rubis (alumine dopée au chrome), et ses lasers à verre dopé au néodyme. Seuls les lasers utilisant une matrice en grenat d'yttrium-aluminium, dopée au néodyme, peuvent fonctionner en régime continu, ces derniers sont souvent désignés par l'acronyme YAG, abréviations de leur dénomination anglaise (yttrium-aluminium garnet).

Schématiquement, le laser d'usage, à solide, est constitué par un barreau de 10 mm, environ, de diamètre, de longueur voisine de 200 mm, placé dans une cavité optique résonante. Le faisceau lumineux parallèle émis est foca-

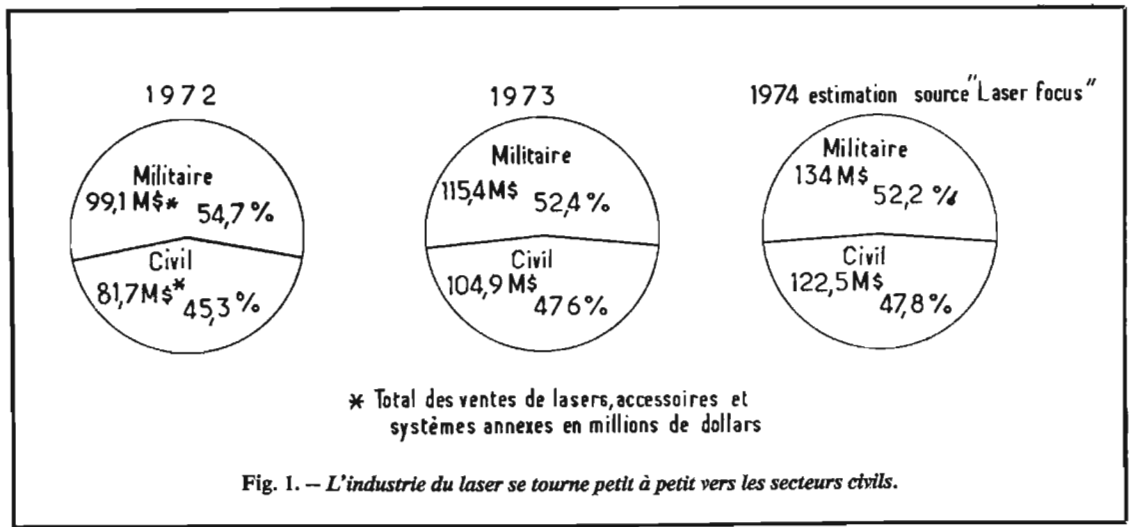


Fig. 1. — L'industrie du laser se tourne petit à petit vers les secteurs civils.

lisé, de manière à obtenir une grande concentration d'énergie, sur des surfaces extrêmement faibles (diamètre limité à quelques microns). Ce type de lasers sera préféré pour des travaux ponctuels ou de très faible longueur :

- soudage bord à bord, ou par recouvrement de pièces fines (de 10 microns à 2 millimètres d'épaisseur) : containers nucléaires, capsules diverses,
- soudage de composants électroniques (éléments de relais, capots de transistors, cadres de galvanomètres),
- soudage des fils fins et des fils émaillés, sans décapage préalable entre eux (sur broches, bobines, etc.),
- soudage, en horlogerie, de ressorts spiraux,
- perçage de pierres (rubis, diamant, céramique) : trous de 10 microns à 0,8 mm de diamètre, sur 1 à 4 mm d'épaisseur,
- perçage de métaux (gicleurs, fente de spectrographe...) : trous de 10 microns à 0,8 mm sur 1 à 2 mm d'épaisseur,
- ajustage de résistances,
- trempe localisée;
- enlèvement de matière (pour équilibrage de pièces en rotation).

A l'Université de Munich, Gunther NATH a eu l'idée d'associer un laser YAG fonctionnant par impulsions et un faisceau de fibres optiques. Ces fibres optiques ont la propriété de conduire la lumière, d'une extrémité vers l'autre extrémité, sans qu'il y ait de pertes lumineuses latéralement. Ainsi, avec un faisceau de 1,4 m, et de diamètre égal à 10 mm, NATH a pu conduire les impulsions lumineuses émises par le laser YAG, vers une lentille optique de 2,5 cm de distance focale. Au foyer de la lentille, le spot lumineux avait un diamètre de 0,3 mm; avec deux (telles) lentilles optiques, on peut atteindre un dia-

mètre de 50 microns. Ce système pourrait avoir des applications autres qu'industrielles : en médecine par exemple, il servira de scalpel électronique.

#### LE LASER A GAZ MOLECULAIRE : VERS LES FORTES PUISSANCES

La technologie est ici différente de celle des émetteurs précédents. Un laser à gaz moléculaire est constitué par un tube contenant un mélange d'anhydride carbonique (CO<sub>2</sub>), d'azote et d'hélium, sous pression réduite (quelques millimètres de mercure). On établit une différence de potentiel de plusieurs kilovolts entre les extrémités du tube au moyen d'électrodes annulaires, entretenant ainsi une décharge électrique, analogue à celles réalisées à l'intérieur des tubes d'éclairage au néon. Les molécules d'azote sont d'abord excitées par collision avec les élec-

trons mis en mouvement par le champ électrique; les molécules de CO<sub>2</sub> possédant un état excité dont le niveau énergétique est voisin de celui des molécules d'azote, un mécanisme analogue à celui qui régit les phénomènes de résonance entraîne un transfert d'énergie des molécules d'azote vers les molécules de CO<sub>2</sub>; ces dernières se trouvent alors excitées et lors de leur désexcitation, se produit l'effet laser. L'hélium sert d'intermédiaire dans les phénomènes d'excitation.

La focalisation d'un faisceau lumineux est fonction de la longueur d'onde, la dimension limite de la tache focale, fixée par les lois de la diffraction, est d'environ 1,2 fois la longueur d'onde : un faisceau optique émis par un laser dopé au néodyme, dont la longueur d'onde est de 1,06 micron, pourra être localisé sur un diamètre dix fois plus petit que le faisceau d'un laser à CO<sub>2</sub>, dont la longueur d'onde est de 10,6 microns. A puissance égale,



Photo 2.



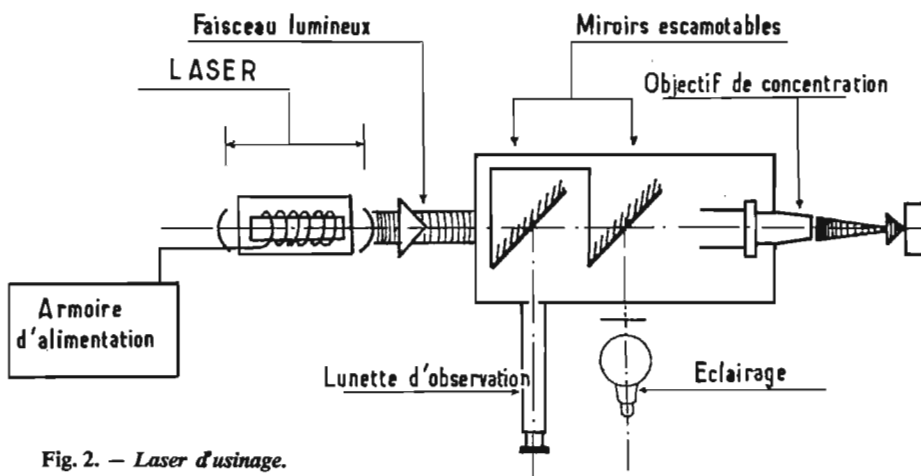


Fig. 2. — Laser d'usinage.

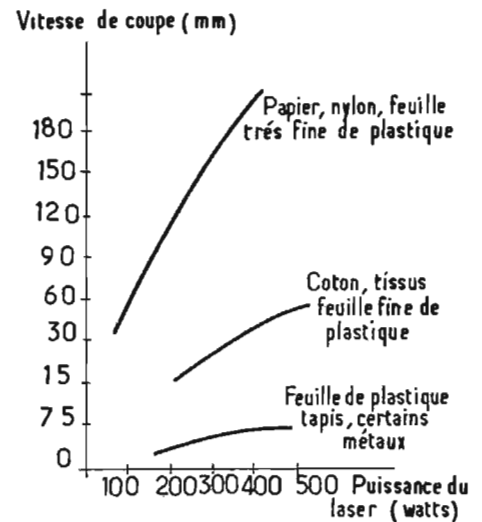


Fig. 3. — La vitesse de coupe est fonction de la puissance du laser et de la nature du matériau à découper.

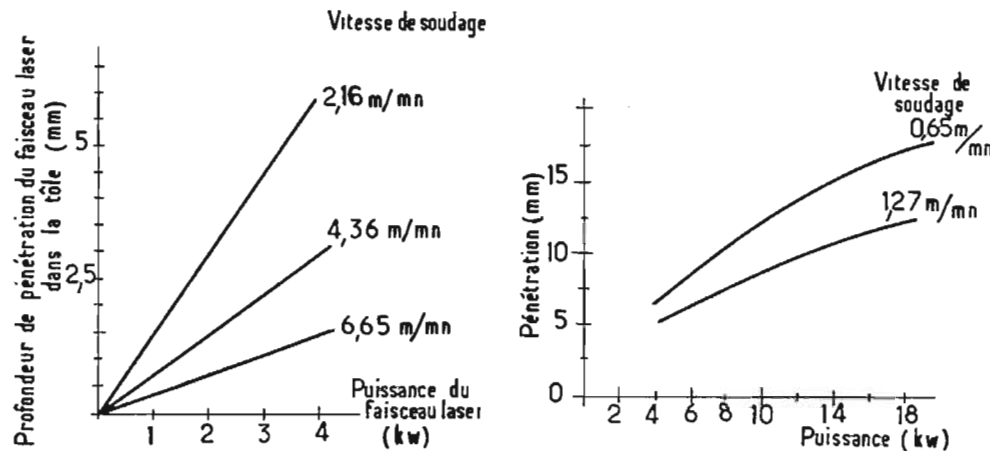


Fig. 4. — Le soudage par lasers de tôles d'acier. — a. aux moyennes puissances. — b. aux grandes puissances.

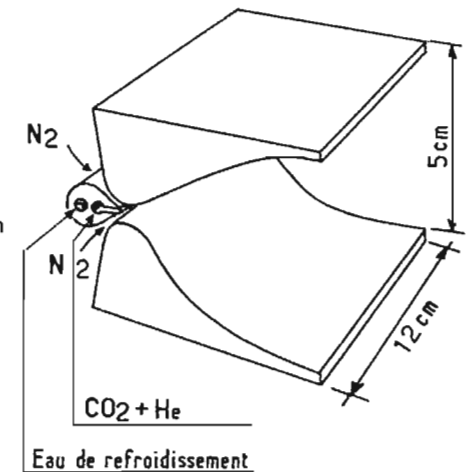


Fig. 5. — Le laser thermique de l'ONERA. On injecte un mélange gaz carbonique-hélium au col de la tuyère alimentée en azote chauffé (2 000 à 4 000 °K) et sous pression (10 Atmosphères).

la densité d'énergie, par unité de surface, est dans le rapport 100 : pour disposer de fortes densités d'énergie, on doit réaliser des lasers à gaz de grande puissance.

En outre, si l'on peut espérer obtenir une saignée de largeur comprise entre 2 et 5 microns dans une couche mince avec un laser YAG, il est exclu d'obtenir une saignée de longueur inférieure à 20, voire 50 microns, sur le même matériau avec un laser à CO<sub>2</sub>, en raison de la différence des longueurs d'onde (donc de focalisation).

La puissance recueillie, avec un tel laser, peut atteindre plusieurs centaines de watts, avec un rendement (environ 20 %) très supérieur à celui des lasers solides. Elle est proportionnelle à la longueur du

tube à décharge, qui peut être replié sur lui-même pour donner à l'ensemble, des dimensions plus réduites, et compatibles avec les besoins industriels.

Les applications les plus développées relèvent, pour la plupart, du coupage des matériaux. Dans le cas des métaux, le coupage s'effectuant en présence d'un jet d'oxygène qui altère la surface du métal, l'inconvénient du pouvoir réflecteur des métaux à la longueur d'onde du laser (10,6 microns) ne se fait pas sentir, cette même longueur d'onde devient un avantage pour le travail sur les matériaux non métalliques : verre, plexiglass, qui sont parfaitement absorbants pour 10,6 microns, alors qu'ils transmettent, sans le moindre échauffe-

ment, les longueurs d'ondes plus courtes. Il est évident que le caractère continu des lasers à CO<sub>2</sub> les destine tout naturellement au travail en continu des matériaux : usinage, soudage, coupage de matériaux très divers. Ainsi, avec un laser de 250 W, on peut couper :

- du bois, à la vitesse de 5 m/mn, sur une épaisseur de 18 mm ;
- du plexiglass, à des vitesses pouvant atteindre 5 m/mn, sur une épaisseur de 30 mm ;
- des aciers, vitesse : 3 m/mn, épaisseur : 4 mm ;
- des textiles, vitesse : 5 m/mn, épaisseur : 10 mm.

L'évolution actuelle, dans le domaine des lasers industriels à gaz carbonique, consiste à accroître les puissances installées. Deux

constructeurs américains d'automobiles ont d'ores et déjà, introduit de tels lasers sur leurs chaînes de production : Général Motors équipe ses chaînes d'un laser de 1 200 W, construit par Photon Sources Inc., tandis que Ford Motor Company a commandé, auprès de la division Hamilton Standard, de l'United Aircraft Corp., un laser de 4 à 5 000 W pour le soudage de tôles métalliques destinées aux châssis d'automobiles.

Chez Avco Everett Research Laboratory, on a mis au point un laser électrique de 10 kW, dénommé HPL-10, dont le premier modèle a été installé chez Caterpillar Tractor Co.

L'intérêt des grandes puissances optiques a été analysé par le labo-



ratoire d'AVCO, qui, dans ses recherches expérimentales, a fait appel à un laser thermique pour des puissances supérieures à 14 kW. Dans un tel laser, on uti-

lise la détente hors d'équilibre d'un mélange azote-gaz carbonique-hélium dans une tuyère. En France, l'ONERA a étudié un laser semblable sous contrat de la

DRME, une amélioration de la technique, proposée par l'ONERA, consiste à chauffer l'azote seul, puis à effectuer le mélange légèrement en aval du col de la tuyère. De cette manière, les pertes de déséxcitation sont fortement réduites, il est alors possible d'augmenter la température des gaz arrivant à la tuyère (elle est de 1 500 °C, environ dans les lasers thermiques à gaz pré-mélangés), donc d'accroître le rendement (on obtient alors des rendements qui sont 3 à 4 fois supérieurs à ceux réalisés par les lasers pré-mélangés).

Marc FERRETTI

• « Applications des lasers au travail des matériaux »  
par J. BASTIEN  
Communication faite aux journées d'études des applications matérielles des lasers (novembre 1970)

• « L'usinage au laser »  
par P. RAVASSIN  
La Machine Moderne (février 1973).

• « Applications du laser en soudage et en usinage »  
par J. BASTIEN  
Soudage Technique Connexes, n° 11/12 (nov.-déc. 1971).

• « Applications du laser CO<sub>2</sub> en soudage »  
par M. BECHE  
Communication présentée à la Société des Ingénieurs Soudeurs (janvier 1971).

ON LIRA AVEC INTERET...

• « Le travail aux faisceaux »  
par Eric CATIER  
Traitements de surface, n° 122 (mai 1973).

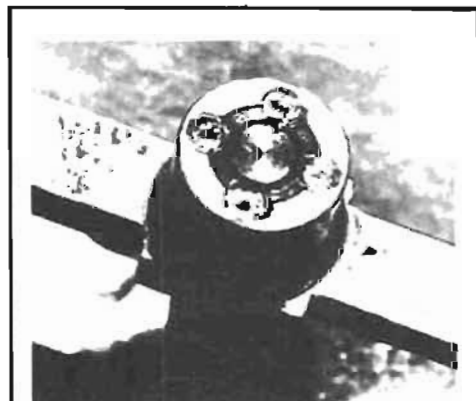


Photo 3 a. — Soudure par 4 points sur servo-valve équilibrée.  
Palette Fer doux.  
Ressort Bronze au Beryllium.  
Durée des impulsions : 8 millisecondes —  
W : 54 joules.  
(N'affecte pas l'élasticité du ressort).



Photo 3 b. — Soudure de ressorts spiraux.  
Ressort en Bronze au Beryllium.  
Virole en laiton.

TABLEAU I— LES LASERS INDUSTRIELS POUR LE TRAVAIL DES MATERIAUX

Type de lasers	Mode de fonctionnement	Matériaux constitutifs	Source d'excitation	Longueur d'onde (microns)
gaz	continu	CO <sub>2</sub>	décharge	10,6
	pulsé	CO <sub>2</sub>	décharge	10,6
	continu	YAG	arc au krypton	10,6
Solides	pulsé	YAG	flash	10,6
		verre	flash	1,06
		rubis	flash	0,6943
Puissance maximale (watts)	Energie maximale (joules)	Durée de impulsions (millisecondes)	Cadence maximale (Hz)	
plusieurs kilowatts	10	10	10	
		2	7	
		0,2	0,5	0,3
		0,5	1	3
			20	0,5 à 10
			30	1 à 10

**TABLEAU II— LES EMPLOIS DES LASERS A SOLIDE EN REGIME PULSE**

Industrie horlogère	Industrie électronique
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Soudage de ressorts spiraux sur leur moyeu.</li> <li>• Perçage de rubis de montres.</li> <li>• Equilibrage de balanciers de montres.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Soudage de fils sur pièces massives :                             <ul style="list-style-type: none"> <li>— fils de cuivre émaillé sur contacts massifs en bronze ou laiton. Le laser permet de ne pas décaper l'émail avant soudage,</li> <li>— réalisation d'un pont résistif en fil de nickel-chrome entre deux broches en bronze.</li> </ul> </li> <li>• Soudage de fils entre eux :                             <ul style="list-style-type: none"> <li>— soudage de thermocouples,</li> <li>— soudage de fils bout à bout, ou en croix.</li> </ul> </li> <li>• Usinage de couches minces ou épaisses (circuits hybrides) :                             <ul style="list-style-type: none"> <li>— ajustage de résistances déposées par sérigraphie (épaisseur des couches : 10 à 20 microns).</li> <li>— Ajustage de résistances déposées sous vide (épaisseur des films : 0,05 micron).</li> </ul> </li> </ul>
Micro-mécanique	
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Soudage d'aimants en Ticonal sur des pièces en fer, pour constituer des microrelais.</li> <li>• Perçage de filières en diamant, en céramique, en carbure...</li> <li>• Assemblage par cordon étanche d'un feuillard métallique (épaisseur : 0,05 à 0,5 mm) sur une pièce massive.</li> <li>• Equilibrage de rotors.</li> </ul>	

**TABLEAU III— LES LASERS A CO<sub>2</sub> DE GRANDE PUISSANCE**

Ils permettent de souder ou de découper rapidement des tôles épaisses

Emploi	Classe de puissance des lasers	Matériaux	Epaisseur (mm)	Vitesse d'usinage (m/mn)
Découpage	37,5	Béton	8 000 W	0,05
	25	Plexiglass		1,5
	12,5	Aluminium	15 000 W	2,25
	8	Composite epoxy-bore		1,6
	4,7	Acier inoxydable		1,25
	Soudage	12,5	Epoxy armé de fibres de verre	20 000 W
9,5		Verre		1,5
1 à 2			4 000	5 à 10
8,75		Acier inoxydable	8 000	0,75
12,5			20 000	2,5
	20			1,25

Photo 3 c. — Perçage de rubis (pivots de montre).  
Épaisseur : 0,7 mm.  
Perçage en 2 tirs.  
Diamètres variants de 50 à 100.

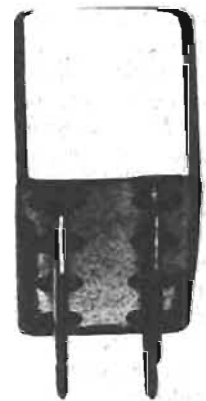


Photo 3 d. — Soudure étanche sur relais hermétique.  
Embase ferronickel 52 % — 48 %.  
Capot Cupronickel 50 % — 50 %.  
Temps : 8 millisecondes — W : 55 joules.  
Pas : 0,2 mm.

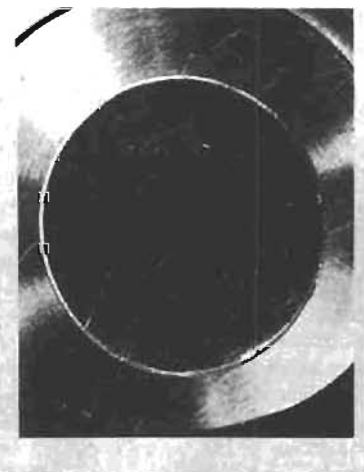


Photo 3 e. — Soudure étanche, sans déformation, avec recuit minimum, d'une membrane d'acier inoxydable d'épaisseur 0,07 mm sur une douille massive du même matériau.  
Énergie : 0,8 joule. Durée des impulsions : 8 millisecondes.  
Pas : 0,15 mm.

# L'HORLOGE DIGITALE AMTRON UK 820

L'HORLOGE digitale permet la lecture immédiate des heures, des minutes et des secondes, tout en évitant quelque erreur d'évaluation. La précision est garantie par la constance de la fréquence du secteur électrique. Le circuit utilise les modernes circuits intégrés pour le traitement des informations en logique binaire commandant l'affichage des chiffres constituant l'heure. Les tubes indicateurs sont du type à décharge en gaz rare (Nixie).

La précision est très élevée (de l'ordre de quelques secondes par mois), précision qui ne peut être obtenue avec les horloges traditionnelles à balancier.

## CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Alimentation : secteur 117 ou 234 V  $\pm$  10 %.

Puissance absorbée : 10 W.

Tensions d'alimentation : + 5 V pour les circuits intégrés, + 200 V pour la tension d'amorçage des tubes Nixie. 180 V alternatif pour le générateur d'impulsions.

Circuits intégrés : 5  $\times$  7441  $\div$  7  $\times$  7490 - 2  $\times$  7400 - 1  $\times$  7473.

Transistors : 2  $\times$  BSF99 - BC107.

Régulateur de tension : L005T1.

Diodes : 2  $\times$  1N914 - 10D4.

Pont redresseur : W005.

Tubes Nixie : 6  $\times$  2M1334K.

Indications : Heures, minutes, secondes.

Dimensions : 90  $\times$  177  $\times$  163 mm.

Amtron est heureux d'ouvrir, avec cette horloge électronique digitale, la présentation d'une nouvelle série de boîtes de montage utilisant les plus modernes dispositifs électroniques : les circuits intégrés digitaux ou de logique binaire.

A l'UK820, en effet, succéderont d'autres modèles d'horloges et réveils digitaux, fréquence-mètres et voltmètres digitaux, pour arriver à la réalisation plus complexe d'un petit calculateur, capable d'effectuer les quatre opérations avec des nombres entiers et décimaux de huit chiffres.

Au moment de rédiger cette notice descriptive, se pose un problème difficile à résoudre. Il convient de choisir entre deux solutions possibles. Tout d'abord, expliquer en quoi consiste la logique binaire et quelles sont ses lois, et décrire ensuite le fonctionnement des différents types de circuits intégrés utilisés dans le circuit, ou bien opter pour une autre méthode d'origine américaine, appelée « black box » ou « boîte noire ». Si l'on considère que le premier système nécessiterait une centaine de pages, même en se limitant aux notions essentielles, nous avons, par la force des choses, opté pour le second qui, plus simplement, considère les opérations logiques effectuées par différents blocs, en ignorant comment ceux-ci sont constitués intérieurement et quel est leur fonctionnement. D'où le nom de « black box » pour indiquer des blocs fermés, comportant seulement une entrée,

et une sortie, sur laquelle on recueille un signal modifié par rapport au signal d'entrée, conformément à la fonction logique effectuée par le circuit.

Etudions tout d'abord le schéma synoptique de la figure 1 et examinons les opérations effectuées par les différentes parties.

Le premier bloc est constitué par l'alimentation qui fournit les tensions nécessaires au fonctionnement du circuit et aussi les impulsions à 50 Hz qui commandent toute l'horloge.

En ce qui concerne les tensions continues exigées par le circuit, notons que les 200 V nécessaires aux tubes Nixie sont fournis par un circuit redresseur demi-onde traditionnel, comme on peut le voir sur le circuit électrique de la figure 2.

Par contre, pour obtenir la tension stabilisée 5 V nécessaire pour alimenter tous les circuits intégrés, nous avons utilisé un circuit stabilisateur récent, également intégré : le type L005T1, de la S.G.S. qui, dans un boîtier TO3, regroupe tous les composants d'un circuit stabilisateur de tension de haute précision. L'utilisation de ce circuit a permis de simplifier au maximum, la section alimentation basse tension qui, en plus du L005T1 déjà cité, ne comporte seulement que

le redresseur à pont BRW005, les condensateurs électrolytiques C<sub>30</sub> et C<sub>35</sub>, et le condensateur céramique C<sub>40</sub> qui a été disposé dans le circuit pour éviter les oscillations haute fréquence qui pourraient commander les compteurs.

Toujours pour écarter ce danger, des filtres constitués par les impédances Z<sub>1</sub> et Z<sub>2</sub>, et par les condensateurs C<sub>5</sub>, C<sub>10</sub>, C<sub>15</sub>, C<sub>20</sub> ont été disposés, à l'entrée du transformateur T<sub>1</sub>, afin d'empêcher que d'éventuels parasites du secteur provoqués par le fonctionnement des moteurs ou par l'action des interrupteurs, parviennent jusqu'aux compteurs.

Enfin, sur le secondaire 180 V du transformateur, on prélève les impulsions à 50 Hz, nécessaires, comme nous l'avons déjà dit pour commander le fonctionnement de l'horloge, et leur mise en forme est assurée par le circuit Tr<sub>3</sub> - Tr<sub>4</sub>.

Le bloc diviseur par 50 est constitué par deux circuits intégrés du type 7490, dits décades de comptage dont la fonction logique est de diviser par 10 la fréquence des signaux d'entrée. Ces décades sont constituées, en fait, d'un diviseur par 5 et d'un diviseur par 2, ce qui, au total, se traduit précisément par une division par 10.

Il est cependant possible que ces deux diviseurs travaillent indépendamment si cela est nécessaire, comme dans notre cas, et d'obtenir une division par 5. En effet, sur le schéma électrique de la figure 2, nous remarquons que IC<sub>14</sub> est utilisé comme diviseur par 5.

La sortie de ce diviseur est prélevée à la cosse 11 et ensuite dirigée sur le circuit IC<sub>15</sub>. Nous disposerons ainsi sur IC<sub>14</sub> d'un signal 10 Hz (50 : 5 = 10 Hz) tandis que la section du diviseur par 2 restera inutilisée.

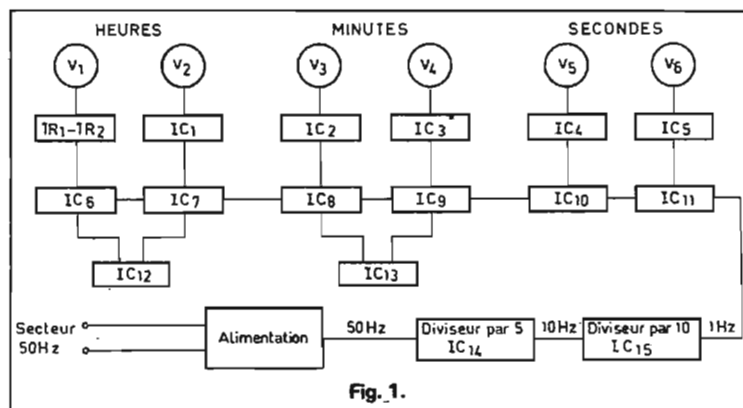


Fig. 1.

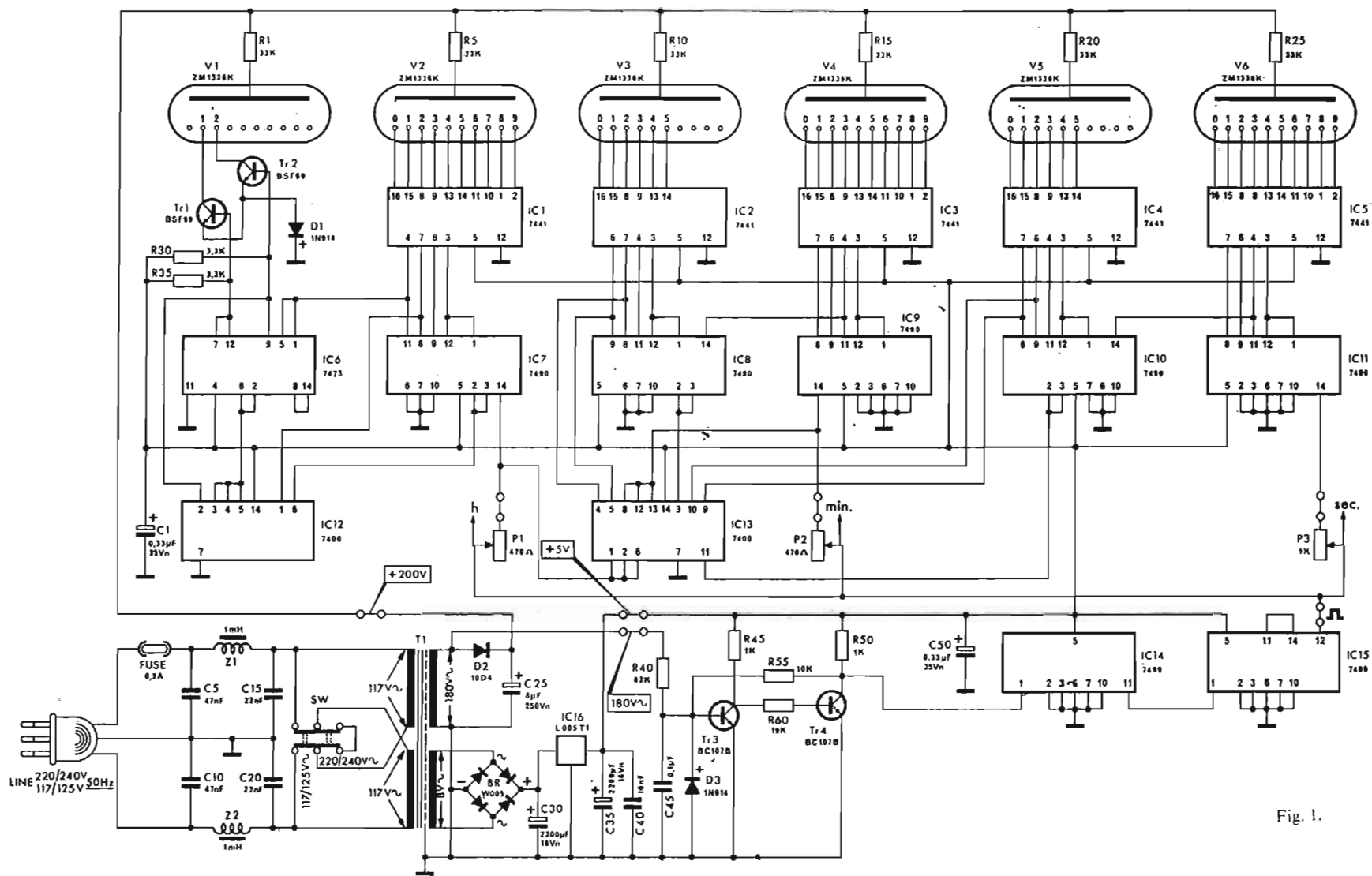


Fig. 1.

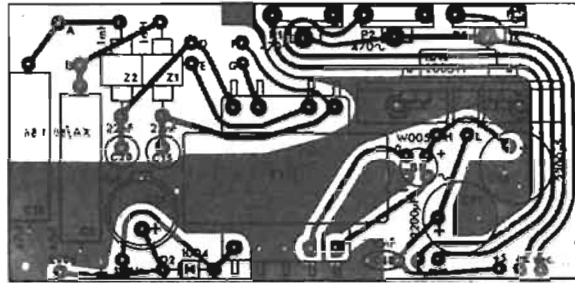


Fig. 3.

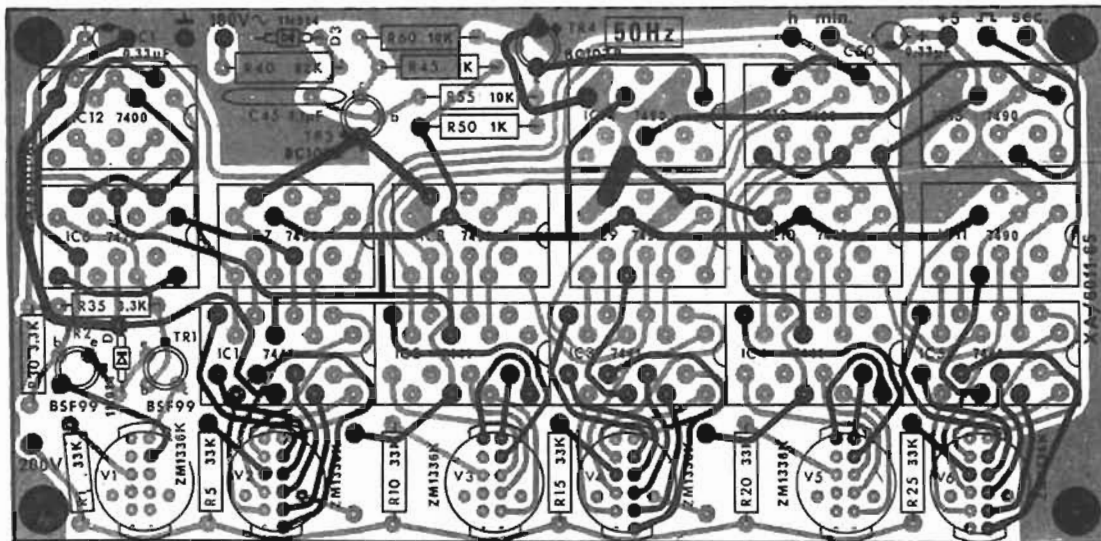


Fig. 4.

Le circuit intégré IC<sub>15</sub>, au contraire, est entièrement utilisé du fait qu'il est nécessaire d'effectuer une division par 10 ( $10 : 10 = 1 \text{ Hz}$ ) pour obtenir finalement le signal 1 Hz. Pour cette raison, la cosse 11 est connectée extérieurement à la cosse 14, tandis que la sortie s'effectue dans ce cas, sur la cosse 12 qui est reliée au circuit compteur proprement dit.

Les filtres d'entrée, le transformateur T<sub>1</sub>, les alimentations de basse et haute tension sont contenus sur une seule plaquette, comme on le voit sur la représentation sérigraphique de la figure 3.

Le circuit de mise en forme, les diviseurs par 50, les échelles de comptage et les tubes Nixie de visualisation sont au contraire contenus sur une seule plaquette de circuit imprimé à double face, ce qui permet de rassembler sur un espace vraiment réduit, comme on peut le voir à la figure 4, 15 circuits intégrés, 4 transistors et 6 lampes Nixie.

Avant de passer à l'examen

du circuit de comptage, nous allons expliquer brièvement le mécanisme d'avancement des chiffres, ce qui nous permettra de mieux comprendre les opérations logiques effectuées par les différents circuits intégrés. Il faut tout d'abord observer que notre horloge doit être capable de compter les heures, minutes et secondes jusqu'à 23 h 59 mn 59 s. pour passer à 00.00.00 à la vingt-quatrième heure, et reprendre à nouveau le comptage. Nous avons donc besoin de 6 compteurs en tout pour que tous les chiffres soient représentés. Considérons en particulier, pour le moment, les deux chiffres des secondes; nous avons besoin d'un compteur ou diviseur par 10, pour le chiffre des unités, et d'un compteur ou diviseur par 6 pour le chiffre des dizaines.

Ces compteurs sont constitués par les circuits intégrés IC<sub>11</sub> et IC<sub>10</sub>; leur fonctionnement est facilement explicable. Considérons tout d'abord la succession

des chiffres des secondes dans une horloge normale. En partant de la position 00 seconde, à la première impulsion du balancier (ou de la base de temps dans notre cas), l'horloge marquera 01 seconde, et ainsi de suite jusqu'à 09, puis le chiffre des unités passe à zéro, tandis que celui des dizaines marque 1.

Nous sommes ainsi à 10 secondes et nous obtiendrons de même 20, 30, 40, 50 secondes, jusqu'au moment où de 59 secondes, on passe à 1 minute et 00 seconde. Lorsque les chiffres des secondes sont tous deux zéro, ils fournissent simultanément une impulsion d'avancement au chiffre des unités des minutes.

Ces remarques nous permettent de comprendre facilement le fonctionnement de cette première partie du circuit, qui, comme nous le verrons, est tout à fait identique à celui relatif aux minutes.

Le circuit constitué de IC<sub>10</sub> et IC<sub>11</sub> doit, en pratique, être un diviseur par 60; IC<sub>11</sub> est, en

réalité, un diviseur par 10 capable de compter les unités des secondes de 0 à 9, tandis que IC<sub>10</sub> est un diviseur par 6 qui compte les impulsions fournies par IC<sub>11</sub> toutes les dix secondes.

Sur le schéma électrique on remarque, en effet, que IC<sub>11</sub> est connecté comme IC<sub>15</sub>; la seule différence réside dans le fait qu'on a préféré opérer d'abord la division par 2 et ensuite celle par 5.

Une autre différence entre IC<sub>11</sub> et IC<sub>15</sub> consiste dans la présence de 4 sorties sur les cosse 8, 9, 11, 12 qui sont reliées à IC<sub>5</sub>. Ces branchements rendent possible la visualisation du comptage qui est effectué à l'intérieur du circuit intégré.

Sur IC<sub>14</sub> et IC<sub>15</sub>, ces sorties restent inutilisées du fait qu'il n'est pas intéressant de visualiser les dixièmes et les cinquantièmes de seconde, tandis que dans les heures, minutes et secondes, ces cosse de visualisation sont reliées aux circuits intégrés 7441 dits « décodeurs ».



Ceux-ci remplissent la fonction de décodage des impulsions recueillies, de code binaire en code décimal, et ensuite commandent les tubes Nixie.

En définition, au fur et à mesure qu'à la cosse 14 de IC<sub>11</sub>, parviennent les impulsions à 1 Hz, celui-ci les compte et simultanément sur le tube V<sub>6</sub> défilent les chiffres de 0 à 9. Quand la dixième impulsion est appliquée, ce tube Nixie revient à zéro simultanément avec la mise à zéro du IC<sub>11</sub>, tandis que sur l'entrée de IC<sub>10</sub>, on enregistre une impulsion de report et V<sub>5</sub> marque le chiffre 1; en définitive, après 9, on lit le nombre 10.

Le comptage de IC<sub>10</sub> sera identique à celui de IC<sub>11</sub>, sauf par le fait que dans celui-ci on s'arrêtera à 5, de manière à lire au maximum 59 secondes pour passer ensuite, toujours sous l'action des impulsions de report, à 01 minute et 00 seconde.

Pour obtenir cette situation, on utilise les deux autres cosses du circuit intégré, dites de « reset » au moyen desquelles il est possible de reporter le compteur à zéro et de faire recommencer le comptage.

Il s'agit des cosses 2 et 3; pour obtenir cette condition, il suffit que celles-ci, normalement reliées à la masse durant le comptage, soient, même pour un instant, « coupées » de la masse, c'est-à-dire reliées au + 5 V. Cette opération est confiée à une des « portes logiques » contenues dans IC<sub>13</sub>. Comme on le voit sur le schéma électrique, en effet, les cosses 9 et 10 de IC<sub>13</sub> sont reliées aux cosses 8 et 9 de IC<sub>10</sub>, tandis que la sortie 11 est reliée aux cosses 2 et 3, réunies entre elles. Sans expliquer en détail le fonctionnement de ces portes, voyons comment s'effectue une telle opération de remise à zéro. A la sixième impulsion de report appliquée à son entrée, le circuit intégré IC<sub>10</sub> devrait emmagasiner et transmettre à IC<sub>4</sub> les impulsions de visualisation, de manière à lire sur V<sub>5</sub> et V<sub>6</sub>, le nombre 60, après 59. En réalité, on lira 00.

Si l'on considère qu'en correspondance du nombre 6, les impulsions de visualisation sont présentes sur les cosses 8 et 9 de IC<sub>10</sub>, la porte logique de IC<sub>13</sub> est alors connectée de manière que, au moment où l'on devrait lire le nombre 60, s'effectue la mise à zéro de IC<sub>10</sub> qui simultanément envoie une impulsion à IC<sub>9</sub>, et nous lisons précisément 01 minute 00 seconde,

comme nous le désirons. Le fonctionnement des échelles de comptage des minutes est identique à celui des secondes, puisque là encore il faut compter jusqu'à 59. A 59 minutes et 59 secondes, on a simultanément la mise à zéro de IC<sub>8</sub> et IC<sub>10</sub> et une impulsion de report à l'entrée de IC<sub>7</sub>, et nous lisons 01 heure, 00 minute, 00 seconde.

Remarquons, au sujet de IC<sub>6</sub>, que le comptage des dizaines d'heures devant être nécessairement limité aux chiffres 1 et 2, nous avons, pour des raisons d'économie, utilisé un compteur à 2, et pour la même raison, nous avons préféré utiliser un décodeur à transistors, constitué de TR<sub>1</sub>, TR<sub>2</sub> et des composants qui leur sont associés.

Donc, le comptage s'effectuera normalement jusqu'à 23 heures, 59 minutes et 59 secondes. A cet instant, si celui-ci continuait normalement, nous aurions l'indication erronée 24 heures, ensuite 25 et ainsi de suite jusqu'à 29 avant que le diviseur par 2 des dizaines revienne à zéro. Il est clair, au contraire, que le compteur doit revenir à zéro, à minuit, pour reprendre avec les heures 01, 02, et ainsi de suite.

Pour obtenir cette situation, nous avons utilisé une autre porte logique IC<sub>12</sub> qui, à l'heure dite, assure la mise à zéro de IC<sub>6</sub> et IC<sub>7</sub>, à travers les bornes de reset, tandis que pour la mise à zéro de IC<sub>8</sub> et IC<sub>10</sub>, on utilise les portes logiques de IC<sub>13</sub>.

Dans ces conditions, après 23 h 59 mn 59 s, nous obtenons 00 h 00 mn 00 s à minuit, et le comptage des heures du jour suivant commence.

Pour terminer l'analyse du schéma, voyons la fonction des potentiomètres, montés en résistances variables P<sub>1</sub>, P<sub>2</sub>, P<sub>3</sub>. Ceux-ci servent simplement à la mise à l'heure de l'horloge; au moyen de ceux-ci, en effet, il est possible d'envoyer les impulsions à 1 Hz, non seulement à IC<sub>11</sub>, comme dans le fonctionnement normal, mais aussi à IC<sub>9</sub> et IC<sub>7</sub>, ce qui se traduit par une avance respective de 1 mn et de 1 h à chaque impulsion, c'est-à-dire, à chaque seconde.

Ces opérations de mise à l'heure seront exposées ultérieurement.

F. HURE,  
d'après notice Amtron.

**J. COLLYNS**

**LIGHT SHOW 150**

**le seul projecteur polyvalant**

diapositives et light-show

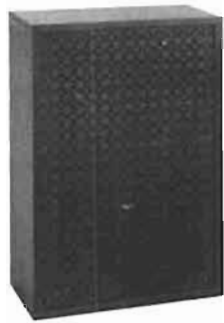
possibilité de visions indépendantes ou simultanées :

- de diapositives traditionnelles ou polarisantes, avec marche avant, arrière et mise au point par télécommande
- et de cassettes light-show effet olio par huile colorée géométrique kaleidoscope.

Production: **aec** J. Collyns System  
41, rue Pasteur impasse Rohrie 94800 Villejuif 726 64 21

Studio 4

# SÉLECTION DE CHAINES HIFI



## CHAINES VOXSON HR313

### CHAINE VOXSON HR213 - A

Cette chaîne comprend : un ampli-tuner Voxson HR313, une platine Lenco B55 ou une platine Garrard SP25, deux enceintes Siare PX20 ou Scientelec Eole 180.

Le tuner-amplificateur VOXSON HR313. — Ampli. Puissance efficace :  $2 \times 20$  W sous  $8 \Omega$ . — Puissance musicale :  $2 \times 28$  W sous  $8 \Omega$ . — Courbe de réponse :  $\pm 1$  dB de 20 à 20 000 Hz. Correcteur de tonalité aigus :  $\pm 15$  dB à 15 kHz, graves :  $\pm 15$  dB à 40 Hz. — Distorsion harmonique inférieure à 0,3 %. — Ampli différentiel sans condensateur de sortie. — Disjoncteur thermique sur le transformateur. — Rapport signal/bruit : 65 dB. — Entrée PU Mag 2,5 mV sur 47 K — PU Cristal — Tuner 250 mV 330 K — Tape 250 mV 330 k $\Omega$ . — Aux. : 250 mV 330 k $\Omega$ . — Magnéto Monitoring. Tuner : FM stéréo. — Gammes de fréquence : 87 à 108 MHz. — Sensibilité pour 35 dB de rapport signal/bruit : 2  $\mu$ V. — Séparation stéréo : 35 dB. — Muting déconnectable. — AFC déconnectable.

table. — Tuner FM à noyau plongeur. — Indicateur stéréo lumineux. — Particularités : toutes les prises, entrée et sortie double Din et Cinch. — Prise antenne FM : 75 et 300  $\Omega$ . — Prise d'alimentation asservie européenne et américaine. Dimensions : 395  $\times$  105  $\times$  200 mm.

La platine Lenco B55. — Vitesses ajustables de manière continue entre 30 et 86 tr/mn. Encoches repères pour 4 vitesses fixes : 16 2/3, 33 1/3, 45 et 78 tr/mn. — Pleurage et scintillation évalués selon normes DIN 45507 :  $\pm 1,2$  %. — Rumble : (0 dB-100 Hz = 1,4 cm/s) — 37 dB. — Rapport signal/bruit (référence 6 mV) : 44 dB. — Variation de la vitesse pour une variation de la tension du sec.  $\pm 10$  %. +2,5 -3 %. — Erreur de lecture tangentielle pour diamètre de 120-20 mm,  $\pm 0,8^\circ$ . — Dimensions : platine de montage en acier de 2 mm, 375  $\times$  300 mm. — Diamètre de plateau : 300 mm.

La platine Garrard SP 25. — Tourne-disque 3 vitesses : 33, 45 et 78 tours. Moteur asynchrone tétrapolaire. Bras de lecture aluminium à système à contrepois,

tête amovible à glissière. Mécanisme de commande à distance du bras. Réglage de la force d'application. Correcteur de poussée latérale. Pose automatique du bras. Plateau de 26,7 cm de diamètre. Pleurage et scintillement inférieurs à 0,14 %. Vibration inférieure à -46 dB en 1,4 cm/s à 100 Hz. Alimentation secteur : 110/220 V. Dimensions : 383  $\times$  317 mm.

L'enceinte acoustique Eole 180. — Système à 2 voies (2 H.P.) 1 haut-parleur 21 cm, fréquence de résonance : 30 Hz (Champ dans l'entrefer 15 000 G). — 1 tweeter (23 kHz + 3 dB). — Bande passante : 25 Hz à 20 kHz. — Recommandée pour ampli de 15 à 35 W par canal. — Impédance : 4-8  $\Omega$ . — Dimensions : 423  $\times$  293  $\times$  240. — Volume interne : 19 litres. — Poids : 10 kg.

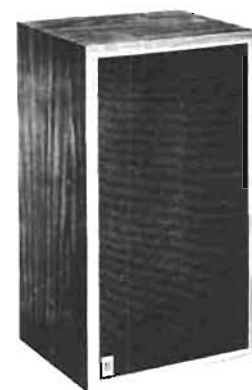
### CHAINE VOXSON HR313 - B

Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Voxson HR 313, une platine Pioneer PL 12 ou une platine Thorens TD 165, deux enceintes acoustiques AR 7 ou Scott S 17.

La platine Pioneer PL 12. — Tourne-disque 2 vitesses : 33 tours 1/3 et 45 tours, moteur synchrone à 4 pôles, diamètre du plateau : 30 cm. Rapport signal/bruit :  $\geq 45$  dB. — Fluctuations :  $\leq 0,12$  %. — Alimentation : 110/220 V, 50 ou 60 Hz. — Consommation : 12 W. — Dimensions : 431  $\times$  153  $\times$  341 mm. — Poids : 6 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 — 43 dB — pondéré — 65 dB. — Alimentation : 110/220 V. — Poids : 8 kg. — Dimensions : 440  $\times$  340  $\times$  140 mm. Cette platine est équipée d'un bras TP 11 de 230 mm.

L'enceinte acoustique AR 7. — Enceinte à deux voies. HP graves :  $\varnothing$  203 mm. Tweeter :  $\varnothing$  28 mm. — Filtre d'aiguillage : 2 000 Hz avec réglage de niveau à deux positions. — Puissance minimale : 15 W. — Puissance pointe : 100 W. — Dimensions : 240  $\times$  400  $\times$  160 mm.



## CHAINES MARANTZ 4230

L'enceinte Scott S 17. — Puissance : 35 W. — Diamètre du HP graves : 200 mm. — Diamètre du tweeter : 75 mm. — Impédance : 8  $\Omega$ . — Bande passante : 40 à 2 000 Hz. — Dimensions : 267  $\times$  457  $\times$  216 mm. — Poids : 7,5 kg.

### CHAINE VOXSON HR313 — C

Cette chaîne comprend un tuner-amplificateur Voxson HR313, une des platines décrite plus haut, deux enceintes acoustiques Teral 300 ou Cabasse Dinghy 1 ou Siare C3X.

L'enceinte acoustique Teral T300. — Enceinte 3 voies : 4/8  $\Omega$ . — Puissance N : 20 W. — Puissance Ma. : 25 W. — Comprenant : 2 haut-parleurs de 12 cm à fréquence de résonance décalée. L'un spécialisé dans le bas du registre et l'autre transmettant le médium — aigu — un tweeter séparé par un filtre à 3 dB par octave complète le jeu de haut-

parleur. Cette petite enceinte bien équilibrée peut être accompagnée d'amplificateurs de 8 à 25 W.

L'enceinte acoustique Cabasse Dinghy 1. — L'équipement : 1 haut-parleur 24B25C. — Système : labyrinthe à événements freinés. — Puissance admissible : 25 W. — Poids brut : 10 kg. — Poids net : 8 kg. — Dimensions : 28  $\times$  60  $\times$  23,6 cm. — Impédances standards 4, 8 ou 16  $\Omega$ . — Courbe de réponse : 50 - 18 000 Hz.

L'enceinte acoustique Siare C3X. — Puissance nominale : 35 W. — Puissance crête : 45 W. — Impédance : 4 à 8  $\Omega$ . — Bande passante : 30 à 22 000 Hz. — Équipement : 3 haut-parleurs — H.P. grave : diamètre 21 cm à membrane spéciale — H.P. médium : diamètre 21 cm — 15 000 gauss. — Tweeter : diamètre 8 cm, 13 000 gauss. — Dimensions : 540  $\times$  300  $\times$  240 mm. — Poids : 9 kg. — Présentation : noyer d'Amérique.

### CHAINES MARANTZ 4230

Ces chaînes comprennent : un tuner-amplificateur Marantz 4230, une platine Thorens TD 165 ou Pioneer PL 12D ou Sansui SR 212, deux enceintes acoustiques 3 A Allegretto ou Marantz Impérial 5 ou KLH 17 ou Martin Super Max ou Siare Fugue 50.

Le tuner-amplificateur MARANTZ 4230. — Partie tuner : gamme : 88 à 108 MHz. — Sensibilité FM : 2,8  $\mu$ V. — Partie BF : courbe de réponse : 20 Hz à 20 kHz  $\pm$  dB. — Puissance : 4  $\times$  12 W ou 2  $\times$  40 W. — Distorsion harmonique totale : 0,5 %. — Rapport signal/bruit : 93 dB. — Impédance de sortie 4 à 8  $\Omega$ . — Cet appareil est équipé d'un dispositif Dolby.

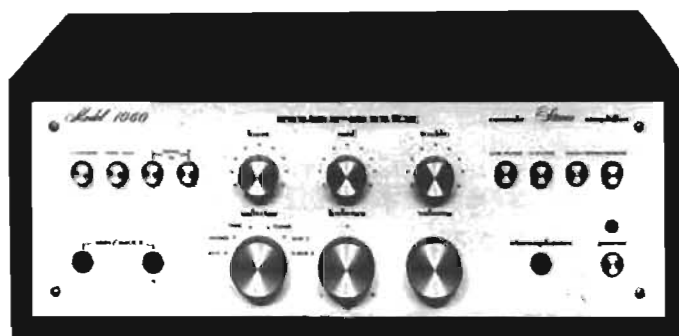
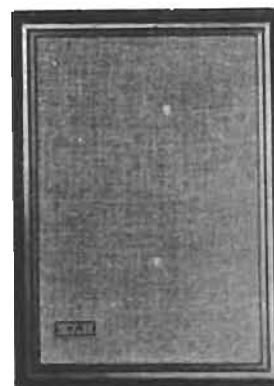
L'enceinte acoustique KLH 17. — Suspension acoustique : 1 HP

grave 21 cm, 1 HP aigu 5 cm. — Puissance minimale ampli : 10 W. — Puissance maximale ampli : 40 W. — Coffret en noyer huilé, impédance : 8  $\Omega$ , dimensions : 49,2  $\times$  27,6  $\times$  18 cm.

L'enceinte acoustique Martin Super Max. — Haut-parleurs :

Boomer de 25 cm à suspension pneumatique. — Tweeter de 6 cm. — Puissance max. : 50 W. — Bande passante : 36 à 18 000 Hz. — Impédance : 8  $\Omega$ . — Potentiomètre de réglage d'aigus. — Dimensions : 54  $\times$  31  $\times$  25 cm. — Poids : 12 kg.

Fugue 50. — Enceinte acoustique. Puissance nominale : 35 W. — Puissance de crête : 40 W. — Impédance : 4  $\Omega$  à 8  $\Omega$ . — Raccordement plaquette à vis. Coffret bois noyer. Hauteur : 600 mm. Largeur : 390 mm. Profondeur : 285 mm. — Poids : 16 kg. — Bande passante : 20 à 25 000 Hz. — Fréquence de coupure : 8 000 Hz.



# CHAINES MARANTZ 1060

## CHAINES MARANTZ 1060

Ces chaînes comprennent : un amplificateur Marantz 1060, une platine Thorens TD 165 ou une platine Pioneer PL 12, deux enceintes acoustiques Siare C3X ou 3 A Allegretto ou Marantz Impérial 5 ou KLH 17 ou Siare Fugue 50.

## L'amplificateur Marantz 1060.

— Amplificateur stéréophonique : 2 x 30 W. — Courbe de réponse : 20 à 20 000 Hz ± 1 dB. — Distorsion harmonique : 0,3 %. — Rapport signal/bruit : 96 dB. — Réglage de tonalité : basses : ± 12 dB à 50 Hz — aigus : ± 12 dB à 10 kHz. — Niveau des entrées : PU magnétique : 1,8 mV. — Tuner : 180 mV. — Magnétophone : 1 V.

## L'enceinte acoustique Siare C3X.

— Enceinte compacte. — Puissance nominale : 30 W. — Puissance de crête : 40 W. — Impédance : 4 à 8 Ω. — Raccordement cordon 5 m avec fiche DIN. — Bande passante : 30 à 22 000 Hz. Poids 9 kg. Hauteur : 540 mm. Largeur : 300 mm. Profondeur : 240 mm. — Présentation noyer d'Amérique.

**BIFI-CLUB** - 53. rue Traversière - Paris-12<sup>e</sup> Tél. 344.67.00 (Gare de Lyon)

### VOUS POUVEZ COMPOSER VOUS-MEME VOTRE CHAINE HAUTE FIDELITE AVEC DU MATERIEL DE GRANDE QUALITE TECHNIQUE EN CHOISSANT LES ELEMENTS CORRESPONDANT LE MIEUX A VOS ASPIRATIONS

#### AVEC L'AMPLI/TUNER VOXSON HR 313 - POUR 2.550 F

vous pouvez choisir entre :

##### PLATINES

- Lenco B 55 cel. magnétique
- ou GARRARD SP 125 MKIX cel. magnétique/excel.

##### ENCEINTES

- 2 enceintes SIARE PX 20
- ou 2 enceintes EOLE 180 S SCIENTELEC
- ou 2 enceintes T 300 à 3 voies

#### POUR 2.790 F

##### ENCEINTES

- 2 enceintes SIARE PX 20
- ou 2 EOLE 180 S SCIENTELEC
- ou 2 T 300 à 3 voies

#### POUR 3.400 F

##### ENCEINTES

- 2 CABASSE DINGHY I
- ou 2 SIARE C 3 X à 3 voies
- ou 2 AR 7 ACOUSTIC RESEARCH
- ou 2 SCOTT S 17

#### AVEC L'AMPLI/TUNER QUADRIPHONIQUE MARANTZ 4230 - POUR 6.850 F

vous pouvez choisir entre :

##### PLATINES

- THORENS TD 165 cel. 75/6 shure
- PIONEER PL 12 D cel. ortofon
- SANSUI SR 212 cel. magnétique

##### ENCEINTES

- 2 3 A ALLEGRETTO
- ou 2 MARANTZ IMPERIAL V
- ou 2 SUPERMAX MARTIN
- ou 2 KLH 17
- ou 2 FUGUE 50 SIARE

#### AVEC L'AMPLI MARANTZ 1060 - POUR 3.650 F

vous pouvez choisir entre :

##### PLATINES

- Lenco B 55 cel. magnétique

##### ENCEINTES

- 2 C 3 X SIARE à 3 voies

#### POUR 4.690 F

##### PLATINES

- PIONEER PL 12 D cel. ortofon
- THORENS TD 165 cel. 75/6 shure

##### ENCEINTES

- 2 3 A ALLEGRETTO
- 2 SUPER MAX MARTIN
- 2 KLH 17
- 2 IMPERIAL V MARANTZ
- 2 FUGUE 50 SIARE

• Nos platines sont livrées avec socle - couvercle PLEXI et cellule magnétique.

LES TOUTES DERNIERES NOUVEAUTES AKAI en démonstration et vente en notre auditorium complétant une gamme déjà prestigieuse en exposition :

- 4000 DB avec système DOLBY 2 725,00
- GX 400 D ..... 8 855,00
- GX 400 D PRO ..... 8 378,00
- GX 600 D bobine Ø 26,5 ..... 4 105,00
- GX 600 D PRO Ø 26,5 ..... 4 135,00
- GX 600 DB avec système DOLBY ..... 4 895,00
- GX R 82 D lecteur/enregistreur de Cartouches ..... 1 985,00
- GXC 75 D lecteur/enregistreur de K7 autoreverse ..... 3 388,00

# SÉLECTION DE MAGNÉTOPHONES



**La platine de magnétophone AKAI 4000 DS**

Nombre de têtes : 3. — Nombre de moteurs : 1. — Nombre de pistes : 4. — Diamètre bobines maxi. : 18 cm. — Vitesses : 9,5 19 (+ 2 %). — Pleurage et scintillement à 19 cm/s : 0,15 %; à 9,5 cm/s : 0,2 %. — Bande passante  $\pm 3$  dB à 19 cm/s : 30 23 000 Hz; à 9,5 cm/s : 30 16 000 Hz. — Niveau d'entrée RCA : 60 mV 150 k $\Omega$ ; DIN : 0,4 V 8 mV; MIC : 0,8 mV 10 k $\Omega$ . — Niveau de sortie : 1,23 V 100  $\Omega$ . — Dimensions : 406  $\times$  314  $\times$  194. — Poids : 11,5 kg.



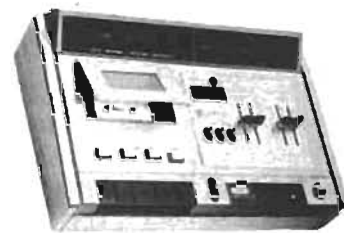
**La platine de magnétophone AKAI GX600DB**

Nombre de têtes : 3 GX. — Nombre de moteurs : 3. — Nombre de pistes : 4. — Diamètre bobines maxi. : 27 cm. — Vitesses : 19 9,5 ( $\pm 0,8$  %). — Pleurage et scintillement à 19 cm/s : 0,07 %; à 9,5 cm/s : 0,10 %. — Bande passante  $\pm 3$  dB à 19 cm/s : 30 23 000 Hz. — Niveau d'entrée RCA : 70 mV; DIN : 0,5 V 3 mV; Micro : 0,3 mV 4,7 k $\Omega$ . — Niveau de sortie : 0,775 V 600  $\Omega$ . — Dimensions : 443  $\times$  475  $\times$  228. — Poids : 22,3 kg.



**La platine de magnétophone AKAI GX400D**

Nombre de têtes : 6 GX. — Nombre de moteurs : 3. — Nombre de pistes : 4. — Diamètre bobines maxi. : 27 cm. — Vitesses : 38 19 9,5 ( $\pm 0,5$  %). — Pleurage et scintillement à 38 cm/s : 0,035 %; à 19 cm/s : 0,05 %; à 9,5 cm/s : 0,08 %. — Bande passante  $\pm 3$  dB à 38 cm/s : 20 29 000 Hz. — Niveau d'entrée RCA : 100 mV 50 k $\Omega$ ; DIN : 0,6 V/20 mV — 5 mV; 4 Micro : 0,5 mV — 4,7 k $\Omega$ . — Niveau de sortie : 123 V 100  $\Omega$ . — Dimensions : 457  $\times$  590  $\times$  240. — Poids : 31,2 kg.



**Platine de magnétophone à cassette AKAI GXC75D**

Nombre de têtes : 3 GX. — Nombre de moteurs : 1. — Nombre de pistes : 4. — Pleurage et scintillement inférieur à : 0,1 %. — Bande passante  $\pm 3$  dB sur chrome : 30 16 000 Hz. — Niveau de sortie : 0,775 V 600  $\Omega$ . — Dimensions : 460  $\times$  146  $\times$  302. — Poids : 8 kg. — Niveau d'entrée RCA : 0,5 mV 4,7 k $\Omega$ ; DIN : 0,4 V 5 mV; MIC : 0,5 mV 4,7 k $\Omega$ .

**La platine de magnétophone AKAI GX600D**

Nombre de têtes : 3. — Nombre de moteurs : 3. — Nombre de pistes : 4. — Diamètre bobine maxi. : 27 cm. — Vitesses : 19 9,5 ( $\pm 0,8$  %). — Pleurage et scintillement à 19 cm/s : 0,07 %; à 9,5 cm/s : 0,10 %. — Bande passante  $\pm 3$  dB à 19 cm/s : 30 à 29 000 Hz. — Niveau d'entrée RCA : 70 mV; DIN : 0,5 V 3 mV; MIC : 0,3 mV 4,7 k $\Omega$ . — Niveau de sortie : 0,775 V 600  $\Omega$ . — Dimensions : 443  $\times$  475  $\times$  228. — Poids : 22 kg.

**La platine de magnétophone AKAI GX600D Pro.**

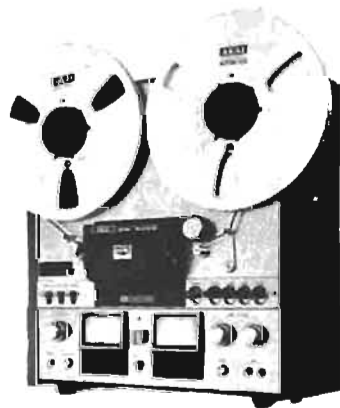
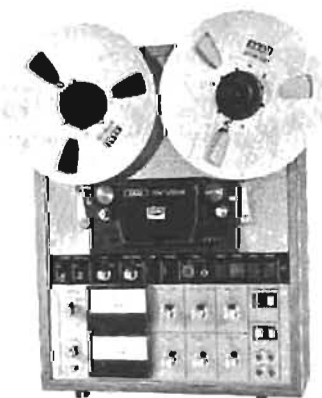
Nombre de têtes : 3 GX. — Nombre de moteurs : 3. — Nombre de pistes : 2. — Diamètre bobine maxi. : 27. — Vitesses : 38 19 cm/s ( $\pm 0,8$ ). — Pleurage et scintillement à 38 cm/s : 0,05 %; à 19 cm/s : 0,07 %. — Bande passante  $\pm 3$  dB à 38 cm/s : 30 25 000 Hz; à 19 cm/s : — Niveau d'entrée RCA : 70 mV; DIN : 0,5 V 3 mV; MIC : 0,3 mV 4,7 k $\Omega$ . — Niveau de sortie : 0,775 V 600  $\Omega$ . — Dimensions : 443  $\times$  475  $\times$  228. — Poids : 22 kg.

**La platine de magnétophone AKAI GX400D Pro.**

Nombre de têtes : 4 GX. — Nombre de moteurs : 3. — Nombre de pistes : 2. — Diamètre bobine maxi. : 27 cm. — Vitesses : 38 19 9,5 ( $\pm 0,5$  %). — Pleurage et scintillement à 38 cm/s : 0,035 %; à 19 cm/s : 0,05 %; à 9,5 cm/s : 0,08 %. — Bande passante  $\pm 2$  dB à 38 cm/s : 30 à 23 000 Hz. — Niveau d'entrée RCA : 50 mV/50 k $\Omega$ ; DIN : 100 mV/250 mV; MIC : 0,5 mV/600  $\Omega$  à 10 k $\Omega$ . — Niveau de sortie : 0,775 V 600  $\Omega$ . — Dimensions : 457  $\times$  589  $\times$  258. — Poids : 30 kg.

**Le magnétophone à cartouche AKAI GXR82D**

Magnétophone à cartouche 8 pistes. — 2 canaux stéréo. — Vitesse : 9,75 cm/s. — Bande passante : 40 à 17 000 Hz. — Rapport signal/bruit :  $> 47$  dB. — 2 têtes. — 1 moteur. — 8 pistes. — Pleurage et scintillement :  $< 0,25$  %. — Rembobinage : 230 s. — Sorties : ligne 1,23 V/100  $\Omega$ ; écouteur : 30 mV/8 $\Omega$ . — Entrées : micro : 0,5 mV/4,7 k $\Omega$ ; ligne : 50 mV/500 k $\Omega$ . — Consommation : 40 W. — Dimensions : 346  $\times$  135  $\times$  266. — Poids : 8,2 kg.



# Notre Courrier Technique

Par R.A. RAFFIN

**RR-2.46-F - M. Denis GUIPOUY, 25-Ormans.**

Le circuit intégré  $\mu A 741 C$  est présenté sous forme de deux boîtiers, soit en JEDEC TO-93 à 8 sorties, soit en DUAL IN-LINE à 14 sorties; vous ne nous dites pas quel est le type à votre disposition...

Sur la figure RR-2.46, nous vous indiquons donc ces deux brochages avec les raccordements possibles sur votre montage stabilisateur de tension.

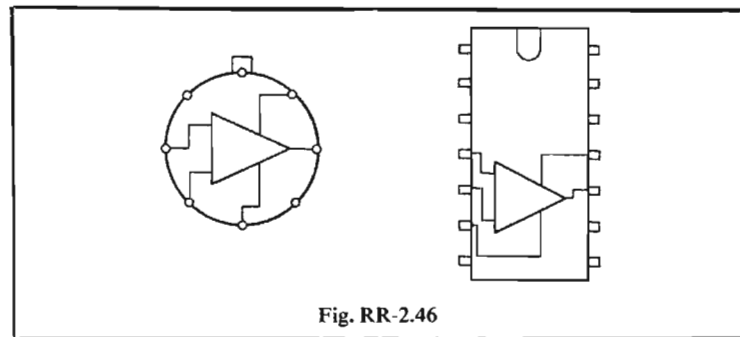


Fig. RR-2.46

**RR-2.48 - M. J.-F. PALEIZY, 39-Dole.**

Si vous disposez d'un haut-parleur boomer de 4 ohms et de deux tweeters de 8 ohms, il faut monter ces deux derniers en parallèle pour obtenir également 4 ohms pour les tweeters (voir figure 2, page 228, N° 1433).

Vous pouvez utiliser le filtre simple (un seul condensateur) représenté sur cette même figure, sa détermination étant faite en tenant compte de l'impédance de 4 ohms.

Vous pouvez aussi établir un filtre L C plus élaboré, d'après les indications données dans cet article, toujours en prenant pour impédance 4 ohms (soit pour vos calculs, soit pour l'utilisation de l'abaque).

Page 314 - N° 1454

**R-R-2.50 - M. Georges BLANC, 69-Villeurbanne.**

1° Nous n'en avons pas fait l'essai, mais *a priori* nous ne pensons pas qu'un montage simple du genre radio-tuner décrit à la page 209 du N° 1433, puisse convenir pour la réception des signaux horaires transmis sur TGO (même en réalisant des bobinages adéquats évidemment).

Il est certainement préférable d'employer un récepteur à changement de fréquence prévu pour

cette gamme d'onde (TGO), et connecté à une bonne antenne extérieure.

2° Si vous en êtes à la 3<sup>e</sup> édition (1957) de notre ouvrage L'EMISSION ET LA RECEPTION D'AMATEUR, nous pouvons vous garantir que la technique a énormément évolué depuis cette date...

Nous allons sortir prochainement la 8<sup>e</sup> édition de cet ouvrage et nous pensons inutile de vous dire qu'elle sera actualisée, tout à fait dans la ligne de la technique actuelle.

**RR - 3.01 - M. Georges TREHERNE, Paris.**

1° Le branchement dit « normalisé » des fiches et prises DIN a été publié dans notre n° 1300 à la page 160.

2° Un montage très simple de récepteur VHF à super-réaction a été publié dans notre édition Électronique Pratique n° 1443, page 55.

**RR - 3.02 - M. A. CHALMETTE, 75020 Paris,** nous avait demandé les caractéristiques du transistor 2 N 8059. Un aimable lecteur, M. R. FORLOT, 75019 Paris, a bien voulu nous communiquer ces renseignements (d'après un catalogue de Radio-Prim) :

2 N 8059 P : transistor BF silicium NPN;  $P = 25 W$ ;  $I_{cbo} = 350 \mu A$ ;  $V_{cbo} = 80 V$ ;  $\beta = 10$  à  $I_c = 0,5 A$ ; boîtier TO 66; semble être proche du BD 124 (en boîtier TO 3).

**RR - 3.03 - M. F. HALLER, 75007 Paris.**

En stéréophonie, on utilise parfois un troisième canal pour combler le « trou » central.

Diverses solutions ont été proposées dans ce domaine. On peut, par exemple, prélever une fraction des signaux sur chaque canal (droite et gauche) et les amplifier spécialement par un troisième amplificateur destiné à alimenter le haut-parleur central. Cet amplificateur n'a pas besoin de présenter un gain important, mais on le fait précéder d'un filtre passe-bas afin qu'il ne reproduise que les fréquences basses du registre sonore (par exemple, inférieures à 400 Hz). En outre, le gain de cet

amplificateur auxiliaire doit être réglable simultanément avec celui des deux autres canaux.

Une autre solution, plus simple, consiste à opérer directement sur les sorties droite et gauche pour haut-parleurs de l'amplificateur stéréophonique normal. Un montage de ce genre a été décrit dans notre n° 1172, page 58.

**RR - 3.04 - Un lecteur de Fontaine-Le-Dun (76) - Pas de nom sur sa lettre.**

1° Pour télécommander des trains modèles réduits, on peut en effet appliquer directement des signaux BF de commande sur les voies, signaux BF qui sont alors superposés au courant d'alimentation. Il n'est pas obligatoire de passer par l'intermédiaire d'une onde porteuse HF.

Plusieurs signaux BF, de fréquences différentes, peuvent être appliqués; mais il faut évidemment que les filtres BF des dispositifs récepteurs de télécommande soient bien accordés sur la fréquence qui les concerne, que les fréquences soient suffisamment distantes les unes des autres, et que les filtres soient bien sélectifs.

2° Il n'y a pas une courbe seule et unique représentant la variation de la résistance d'une thermistance en fonction de la température. Cela dépend du type de la thermistance, et ce renseignement est à demander au fabricant du composant en question.

**RR - 3.05 - M. Raymond DESARRERS, Lausanne (Suisse).**

1° Pour réduire légèrement la puissance de l'amplificateur BF



décrit dans le n° 1437, page 168, plusieurs solutions peuvent être envisagées :

a) Augmenter légèrement la valeur des résistances  $R_{21}$  et  $R_{22}$ .

b) Réduire légèrement la tension d'alimentation appliquée.

c) Prévoir une résistance de garde (de limitation) intercalée en série avec le potentiomètre de volume (partie préamplificatrice); on limite ainsi le gain maximal possible, donc la puissance de sortie.

2° En ce qui concerne vos circuits intégrés, veuillez écrire à MOTOROLA (SCIAB), 15, avenue de Ségur, 75007 PARIS, ou en Suisse : Alte Landstrasse 101 - 8702 Zürich-Zollikon.

RR - 3.06 - M. Jacques LELONG, 93 Drancy.

Vos difficultés de manipulation et de lecture au son ne peuvent être dues qu'à un manque d'entraînement... Il faut persévérer et y consacrer par exemple une heure chaque jour, régulièrement.

En outre, nous vous conseillons le petit ouvrage intitulé Pratique du Code Morse de notre ami L. Siggrand (en vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS).

RR - 3.07 - M. Daniel DEVOITINNE, 02 Laon.

1° Nous avons décrit un convertisseur d'alimentation pour primaire 24 V continu et sortie en 110 ou 220 V alternatifs 50 Hz et 1 kW, à la page 166 du n° 1291 (réalisation des laboratoires d'application de la R.T.C.).

2° Les cellules photoélectriques auxquelles vous faites allusion se nomment « photopiles solaires » ou « cellules photovoltaïques ». Pour la fourniture de telles cellules et tous autres renseignements (prix, etc.), veuillez vous adresser à la R.T.C. La Radiotechnique-Compelec. Dépositaire dans votre région : SANELEC, 24, rue des Canonnières, 02 SAINT-QUENTIN.

RR - 3.08 - M. Jean-Claude BACH, 57 Metz.

Le revêtement intérieur d'une enceinte acoustique en matériau absorbant est d'une très grande importance. Mais, en ce qui

concerne les faces externes, vous faites absolument ce que vous voulez; placage, cire, vernis, peinture, etc.

RR - 3.09 - M. Georges CLEMENT, 10 Sainte-Savine.

1° Nous n'avons pas trouvé dans nos diverses documentations les caractéristiques et le brochage d'un circuit intégré immatriculé : FU 6 A 7709393 (à 14 broches).

Il est peut-être possible que ce circuit intégré corresponde au  $\mu A$  709... mais ce dernier n'a pas 14 sorties.

2° Vous nous parlez d'un générateur (?) décrit dans un numéro de votre revue (?). Pour que nous puissions vous répondre, il faudrait nous indiquer le numéro et la page de la publication de cette description.

RR - 3.10 - M. Maurice MICHAUT, 07 Privas.

Nous n'avons pas connaissance de constructeurs d'éoliennes en France... Ce qui ne veut pas dire pour autant qu'il n'en existe pas; mais nous n'avons rien trouvé dans ce domaine sur un annuaire professionnel.

Si, à la suite de cette réponse, nous recevons des renseignements, nous ne manquerons pas de vous les communiquer et d'en faire profiter nos lecteurs. Compte tenu des circonstances actuelles, il est fort probable que la production de tels engins soit appelée à se développer...

RR - 3.11 - M. Henri Gay, 13 Marseille.

1° L'auteur de la description du montage publié à la page liée du n° 1330 est M. B. DUVAL, auquel nous vous demandons d'écrire personnellement à l'adresse de la revue qui transmettra.

2° Autres montages de filtres actifs passe-haut et passe-bas (réglages, calculs, etc.): voyez par exemple notre revue-sœur RADIO-PLANS n°s 292 et 297.

RR - 3.12 - M. Jean-Michel RAYON, 63 Riom.

Nous pensons que les établissements P. MILLERIOUX (S.T.S.), 187 à 197, route de Noisy-le-Sec, 93230 ROMAINVILLE, pourraient vous fournir, ou vous fabriquer, le transformateur qui vous intéresse.

Toutefois, nous ne comprenons absolument pas vos arguments en ce qui concerne les modes d'enroulement du primaire et du secondaire; dans tous les cas, le résultat est le même à la sortie... tout comme pour les éventuels transitoires.

RR - 3.13 - M. Philippe POSKIN, Bruxelles.

Les transistors SK 3020 et SK 3005 ne figurent pas dans nos documentations.

RR - 3.14 - M. Denis ROUYER, 54 Favières.

1° Nous avons déjà publié de très nombreux montages de variateurs électroniques de vitesse pour moteurs électriques, montages auxquels vous pouvez vous reporter utilement et faire votre choix.

2° Nous ne pouvons pas vous conseiller d'après les seules indications données dans votre lettre. Il aurait fallu nous communiquer davantage de renseignements concernant le moteur (type? universel? alternatif?) et nous préciser la source d'alimentation au départ (secteur? batterie? avec possibilité d'employer un rhéostat électronique).

RR - 3.15 - M. Henri HERMAIN, 59 Thiant.

1° En ce qui concerne l'ouvrage de M. P. DURANTON, veuillez écrire personnellement à l'auteur à l'adresse de la revue ou de la Librairie Parisienne de la Radio qui transmettra. Mais, notre avis personnel est que les adjonctions que vous envisagez ne donneront pas de bons résultats.

2° Il n'y a pas de code normalisé pour les transformateurs MF; cela dépend du fabricant. En connaissez-vous la marque? Ou alors, il faut consulter votre fournisseur.

Vous n'avez rien à redouter... Ces transformateurs MF présentent certainement un isolement

capable de tenir très largement les tensions appliquées dans les montages à transistors!

Certains fabricants bobiniers construisent des transformateurs MF sur 1 600 kHz; mais il faut bien préciser les types qui vous sont nécessaires (caractéristiques, montages, schéma, etc.).

3° Pour obtenir le schéma de votre téléviseur, il est préférable de passer par l'intermédiaire d'un radioélectricien revendeur de votre région, dépositaire de la marque, qui vous le demandera. En principe, il est bien rare qu'un constructeur accepte de livrer le schéma de l'un de ses appareils directement à un non-professionnel... même si c'est un client.

4° Le circuit intégré SN 74100 est un ensemble composé de deux circuits intégrés SN 7475 (4 bits bistable latch); il s'agit donc de mémoires « latch » à 8 bits. Il correspond au type européen FLJ 301.

RR - 3.16 - M. Philippe PAIRAULT, 17 Aulnay.

Si nous comprenons bien le sens de votre demande, vous voudriez que nous vous établissions le dessin et les graduations pour les bandes PO, OC et BE sur un nouveau cadran destiné à votre récepteur. S'il s'agit bien de cela, ce n'est malheureusement pas possible. En effet, ces graduations dépendent des bobinages employés et du condensateur variable utilisé (capacité et courbe de variation). L'établissement d'un nouveau cadran ne peut se faire que sur le récepteur lui-même, et non à distance...

RR - 3.17 - M. Roger COUPET, 78 Bois-d'Arcy.

Dans notre rubrique COURRIER TECHNIQUE, nous avons pour règle de ne jamais conseiller telle marque plutôt qu'une autre.

Nous pensons que les publicités concernant les matériels Hi-Fi sont suffisamment nombreuses (!) pour qu'il vous soit possible de faire votre choix... En outre, demeurant non loin de la Capitale, vous pourriez facilement vous rendre chez divers fournisseurs pour faire un choix auditif; c'est encore ce qu'il y a de mieux.

RR - 3.18 — M. Jean CHEVAS-SUS, 49 Angers.

Nous ne possédons pas de schéma de chauffe-plat électronique à réaliser à partir de matériels des « surplus », et nous n'avons rien publié dans ce domaine.

RR - 3.19 — M. Jean-Michel HODE, 26 Romans.

1° Correspondances des semi-conducteurs suivants :

2 N 1073 = AU 103.

2 N 1038 = AD 140.

2 N 1138 = AD 149.

2 N 2102 = NPN silicium BF 1 A 1 W; pas de correspondance indiquée.

1 N 1613 = BYZ 13 (redresseur 6 A; V inv. max. = 200 V).

1 N 645 = BA 148.

1 N 91 = OA 202.

1 N 3032 = ZD 33 (diode Zener 33 V).

2° Au sujet du schéma d'amplificateur que vous nous soumettez, nous formulons les observations suivantes :

a) Les diodes de sortie ( $D_4$ ,  $D_5$ ) ne sont d'aucune utilité;

b) Ce schéma ne peut pas être modifié comme vous le souhaitez;

c) Il s'agit d'un amplificateur; il doit être précédé d'un préamplificateur qui, lui, comportera les réglages de volume, de graves et d'aiguës;

d) Nous ignorons la provenance de ce schéma, mais a priori il semble comporter diverses erreurs.

RR - 3.20 — M. Henri GALAIS, 84 Apt.

La consommation anormale de piles par votre petit magnétophone ne peut s'expliquer que par un court-circuit partiel interne.

Vérifiez les transistors de l'étage de sortie qui peuvent être défectueux et s'emballer thermiquement.

Vérifiez également tous les condensateurs électrochimiques de découplage de la ligne d'alimentation; certains peuvent présenter un courant de fuite interne anormal.

Si vous n'êtes pas technicien, ou si vous ne disposez pas des matériels nécessaires pour ces essais, vérifications et dépannage, votre fournisseur (où vous avez acheté le magnétophone) doit pouvoir se charger de la remise en état.

RR - 3.21 — M. Daniel LACHICHE, 63 Clermont-Ferrand.

Nous n'avons pas publié le schéma du radiorécepteur RADIO TEST type « Bagatelle », et nous ne le possédons pas.

De toutes façons, un récepteur de radio ordinaire, classique, doit pouvoir se dépanner aisément sans qu'il soit obligatoire d'en avoir le schéma; le cas échéant, vous pourriez consulter un radioélectricien professionnel de votre ville.

RR - 3.22 — M. Michel ROBIN, 03 Cusset.

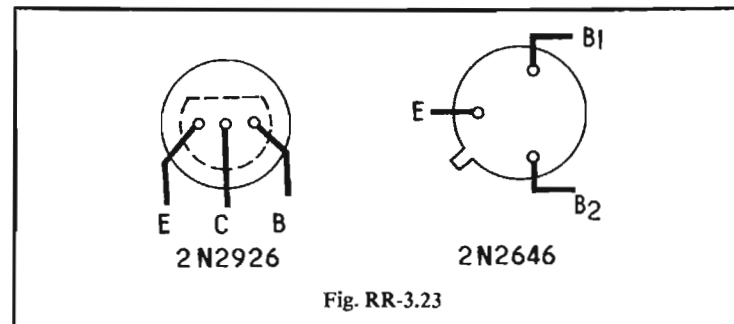
1° Les sons de fréquences audibles, mais d'intensité trop faible pour être entendus normalement, peuvent toujours être captés par un microphone placé à proximité de la source, puis amplifiés par les moyens habituels (amplificateur à faible souffle), et enfin être écoutés au casque (par exemple).

2° Quant aux fréquences non audibles, le problème est plus complexe. Il faudrait connaître leur ordre de grandeur et les faire interférer avec un oscillateur fixe (de fréquence voisine); le batttement résultant (interférentiel) devient alors audible.

Nous n'avons jamais publié la description d'appareils de ce genre; il faudrait les étudier spécialement en conséquence.

RR - 3.23-F — M. Robert LAMARCHE, 66 Perpignan.

Les brochages des transistors 2 N 2926 et 2 N 2646 sont représentés sur la figure RR-3.23. Nous n'avons pas de renseignement concernant le type 2 N 5459.



RR - 3.24 — M. Paul DENIS, Romsée (Belgique).

Nous n'avons pas publié le schéma du radiotéléphone CB 20 et nous ignorons le type exact du transistor utilisé à l'étage de puissance HF.

Toutefois, pour cet étage, nous pensons que vous pourriez essayer de monter un transistor du genre 2 SC 106, 2 SC 778, 2 SC 298, BFX 34, BF 338, ou similaire.

RR - 3.25 — M. Jean-Claude MARIE, 14 Caen.

Le ronflement vous constatez lors de la réception des stations GO s'explique bien par une transmodulation (exactement, une intermodulation) sur les circuits HF d'entrée par le secteur.

Il ne suffit généralement pas de mettre deux condensateurs by-pass entre les fils du secteur et la masse du récepteur; il faut aussi que cette masse soit reliée à une prise de terre.

RR - 3.26 — M. VAN DE GOES, 47 Savignac-de-Duras.

1° Votre demande manque de précision pour que nous puissions vous répondre. Partant d'un accumulateur de 12 V, il semble que vous désiriez obtenir 30 et 48 V... En courant continu ou en courant alternatif? Et sous quelle puissance?

2° Il ne nous appartient pas d'intervenir pour vous auprès de nos annonceurs. Veuillez vous mettre en rapport directement avec eux.

RR - 3.27 — M. Daniel TILLE, Lausanne (Suisse).

Vos questions sont nombreuses et exigent un long développement; de plus, vous nous demandez l'établissement de schémas. Tout cela sort du cadre de cette rubrique.

trouvez les réponses à vos questions, ainsi que les schémas souhaités.

RR - 3.28 — M. Fleurix CRETU, 59 Gommegnien.

Nous pourrions vous étudier le schéma d'un convertisseur d'alimentation délivrant une tension continue de 100 V (tension anodique) partant d'une source basse tension (accumulateur, par exemple). Mais il convient de nous préciser cette dernière : 6 ou 12 V?

RR - 3.29 — M. Etienne CANAL, 13 Marseille.

Les transistors FET types MPF 106 et 2 N 5485 sont identiques (MPF étant l'ancienne immatriculation). Ils sont de fabrication MOTOROLA (S.C.A.I.B., 15, 17, avenue de Ségur, 75007 PARIS).

Caractéristiques : Canal N - JFET; V = 25 V max.; I<sub>dss</sub> = 4 mA min. / 10 mA max.; Y<sub>fs</sub> = 3 500 à 7 000 microhms; G = 10 dB min. à 400 MHz; boîtier TO 92.

RR - 3.30 — M. Claude Parmentier, 93 Le Blanc-Mesnil.

Pour les premiers essais de mise au point de votre montage d'oscilloscope dont vous nous soumettez un schéma partiel, il convient d'abord de supprimer la connexion du condensateur de 0,1  $\mu$ F aboutissant à la grille W.

Entre la cathode K et le - THT, montez un condensateur de 0,5  $\mu$ F.

Entre l'anode A 1 ( curseur du potentiomètre de concentration) et la cathode K, montez un condensateur de 0,1  $\mu$ F.

Après cela, si le réglage de la concentration laisse encore à désirer, c'est que le potentiel de l'anode A 1 est incorrect (plage de réglage de ce potentiel). Pour modifier cette plage de réglage par le potentiomètre, il faut agir sur les valeurs des résistances de 0,2 M $\Omega$  et de 0,7 M qui encadrent ce potentiomètre.

**RR - 3.31 - M. MANDON, 87 Le Palais-sur-Vienne.**

Nous ne disposons d'aucun schéma d'alimentation stabilisée pour une tension aussi faible (0 à 5 V) et pour une intensité aussi élevée (10 A) avec disjoncteur électronique sur la sortie.

**RR - 3.32 - M. Patrick BORO-DINE, Oran (Algérie).**

Caractéristiques du tube 6 GE 5 :

Pentode à faisceaux dirigés; chauffage = 6,3 V 1,2 A;  $V_a = 250$  V;  $V_{g1} = -22,5$  V;  $V_{g2} = 150$  V;  $I_a = 65$  mA;  $I_{g2} = 1,8$  mA;  $\rho = 18$  k $\Omega$ ;  $S = 7,3$  mA/V;  $W_a = 17,5$  W. Brochage, voir figure RR-3.32.

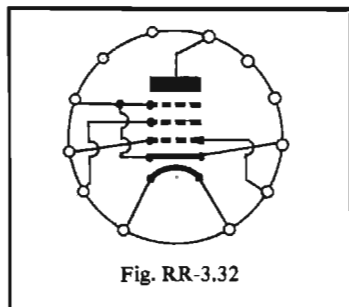


Fig. RR-3.32

**RR - 3.33 - M. J.-P. BRAUN, 68 Modenheim.**

Il semble, en effet, que les haut-parleurs piézoélectriques ne soient présentement plus fabriqués. Cela vous a d'ailleurs été confirmé par les nombreux contacts que vous avez pris avec les fabricants de haut-parleurs.

Pour notre part, nous avons feuilleté plusieurs catalogues de haut-parleurs, et ce genre d'organe ne figure plus nulle part.

**RR - 3.34 - M. Jean-Claude GOBERT, 54 Nancy.**

1° Nous l'avons déjà dit dans cette rubrique, il n'existe pas de formule permettant de déterminer le nombre de tours de la bobine à intercaler dans une antenne raccourcie.

Le seul procédé précis consiste à mesurer la fréquence de résonance de l'ensemble (antenne + bobine) à l'aide d'un grid-dip-mètre, par exemple. On agit ensuite en conséquence sur la bobine pour amener la fréquence de vibration de l'ensemble au voisinage de la fréquence d'exploitation désirée.

2° Le circuit intégré LM 305 est un régulateur de tension positive (correspondant : SFC 2305). Gamme d'entrée = 8 à 40 V; gamme de sortie = 4,5 à 30 V; intensité de sortie = 20 mA max.

**RR - 3.35 - M. Jacques FOIS-SAC, 91 Evry.**

Nous ne possédons pas le schéma de votre radiorécepteur... et comme nous ne sommes pas devin, nous ne pouvons pas vous dire les types des lampes équipant cet appareil!

De même, nous ne pouvons pas deviner la cause de la panne! Pour que nous puissions vous guider, il faudrait au moins nous indiquer les diverses tensions mesurées en différents points des circuits du récepteur.

Fonctionne-t-il en BF? Y a-t-il de la « haute tension »? Etc.

Peut-être serait-il plus simple pour vous, si vous n'êtes pas suffisamment outillé, de confier cet appareil à un radioélectricien de votre localité...

**RR - 3.36 - M. Jacques FAY, 63 Puy-Guillaume.**

1° En ce qui concerne les « machines » munies d'un accumulateur, les multiples montages d'allumage électronique que nous avons décrits pour automobiles peuvent tout aussi bien convenir.

2° Par contre, en ce qui concerne les « machines » où l'allumage est fourni par un volant magnétique, nous ne disposons d'aucun schéma pouvant convenir.

**RR - 3.37 - M. Daniel COULON, 78 Triel.**

1° Nous vous communiquons ci-dessous deux adresses de revendeurs d'antennes pour bandes décimétriques « amateurs » : S.E.R.C.I., 11, boulevard Saint-Martin, PARIS (3°); Vareduc-Comimex, 2, rue Joseph Rivière, 92400 Courbevoie.

Si vous le désirez, vous pouvez vous y rendre de la part du responsable de cette rubrique; mais de toutes façons, vous serez toujours amicalement accueilli.

2° Sur un même pylône d'antenne (avec rotateur), vous pouvez très bien monter une

antenne 10 - 20 m et au-dessus une antenne 144 MHz. Prévoyez un espacement de l'ordre de 1,50 m entre les nappes.

3° Une liaison de 40 m en câble coaxial est évidemment assez longue... De ce fait, il importera d'utiliser du câble coaxial de gros diamètre, de grande qualité et à très faibles pertes.

**RR - 3.38 - M. Christian COR-DONNIER, 88 Saint-Dié.**

Nous ne pouvons pas vous dire ce que peut être un composant marqué : RXH - 6 FR - 100...

Si cette pièce, cet organe (?), a été extrait d'un montage, vous devez voir approximativement ce dont il s'agit, la fonction de cet élément, etc.

**RR - 3.39 - M. Michel URIEN, 29 Guissény.**

Le schéma de l'ensemble émetteur-récepteur type TCS 13 ne figure pas dans nos documentations.

Puisque vous venez d'acquérir ces matériels, c'est à votre fournisseur qu'il convient de réclamer ces schémas.

A ce propos (et cette remarque est valable pour tous nos lecteurs), quel que soit le matériel ayant retenu l'attention, une bonne politique consiste toujours à s'assurer que le vendeur pourra fournir les schémas (avant de commander ferme les appareils).

**RR - 3.40 - M. J.-Y. de TROGOFF, 75015 Paris.**

Caractéristiques des circuits intégrés suivants :

MC 354 : Circuit intégré digital M E C L; fonction = bias driver; gamme de 0 à +75 °C; 25 V; 18 mV; délai de propagation = 7,5 ns.

MC 368 : Circuit intégré digital M E C L; fonction = translateur de niveau; gamme de température de 0 à +75 °C; 25 V; 105 mW; délai de propagation = 17 ns.

MC 367 : Circuit intégré digital M E C L; fonction = translateur de niveau; gamme de température de 0 à 75 °C; 7 V; 63 mW; délai de propagation = 27,5 ns.

LM 205 : Fonction = régulateur de tension positive; gamme d'entrée = 8,5 à 50 V; gamme de sortie = 4,5 V; I max. = 20 mA.

$\mu$  710 : Fonction comparateur.  $V_{al.} = +12 - 6$  V;  $V_{offset} = 5$  mV;  $I_{offset} = 5$   $\mu$ A; polar. = 25  $\mu$ A; gain en tension en boucle ouverte = 1 500.

Nous n'avons pas d'autres renseignements concernant ces composants.

**RR - 3.41 - M. Denis SPIRFT, 80 Amiens.**

Le montage d'orgue lumineux décrit à la page 70 du n° 1215 peut, en effet, être modifié pour son utilisation sur un secteur de 220 V. Cette transformation a fait l'objet de la réponse RR-6.13, publiée à la page 156 du n° 1225.

**RR - 3.42 - M. Patrick DES-RUMAUX, 59 Saint-André.**

1° Le cas des réceptions parasites indésirables de radio faites avec des amplificateurs BF, électrophones, magnétophones, etc. a déjà été exposé à plusieurs reprises dans cette rubrique. Cela est dû au circuit d'entrée de l'appareil perturbé.

Il faut améliorer le blindage des fils de liaison; mettre des condensateurs entre les fils du secteur et la masse; relier la masse des appareils à la terre; mettre une petite capacité (faible valeur) entre l'entrée perturbée et la masse; etc.

2° Montage « Relais Vox », page 168, n° 1313 :

a) Sur la figure 1, la représentation de la diode  $D_1$  doit être inversée;

b) Nous ne connaissons pas la correspondance (éventuelle) du transistor 2N 5172, mais ce composant peut certainement vous être fourni par les établissements R D - Electronique, 4, rue Fourtanier, 31 Toulouse, réalisateur du montage.

**RR - 3.43 - M. Michel MALIS-SEN, 86 Poitiers.**

Certaines immatriculations des transistors données sur le schéma de la figure 2, page 118, du n° 1322, sont erronées. Pour un schéma identique, mais correct, veuillez vous reporter à la page 211 du n° 1288.

RR - 3.44 — M. Daniel PLI-CAUD, 31 Toulouse.

La sensibilité du montage « détecteur de présence » décrit dans le n° 1343, page 220, ne peut pas être augmentée par des moyens autres que ceux exposés dans l'article.

Nous nous permettons cependant d'ajouter :

a) qu'il est plus rationnel de relier la masse de l'appareil directement à la terre (tuyau d'eau ou de chauffage central, par exemple), et non pas à un fil du secteur par l'intermédiaire d'un condensateur;

b) que l'on peut toujours augmenter la surface de la plaque détectrice, ce qui augmente, indirectement, la sensibilité.

RR - 3.45 — M. F. GONDARD, 28 Chartres.

1° Concernant la minuterie électronique décrite dans le n° 1383, le schéma de la figure 1 est correct; mais sur le plan d'implantation des éléments (page 168), il convient d'intervenir R<sub>3</sub> et R<sub>4</sub>.

2° D'après vos explications, votre UJT semble être défectueux, ou en tout cas ne paraît pas fonctionner correctement.

3° Nous ne connaissons pas le type KAI — 561, mais le type 2 N 2646 est fabriqué et vendu en France par la SESCOSEM.

RR - 3.46 — M. LEROY, 45 Orléans.

1° Dans le dispositif d'alarme décrit à la page 209 du n° 1388, le transistor T<sub>3</sub> ne doit pas chauffer anormalement. Êtes-vous certain des valeurs des résistances R<sub>3</sub> et R<sub>4</sub> que vous avez employées? Si oui, augmentez la valeur de R<sub>4</sub> afin que tout rentre dans l'ordre.

2° Une diode BY<sub>126</sub> peut convenir pour redresser 12 V avec une intensité de 500 mA.

Pour 6,8 V et 1,6 A, employez une diode BYX 49/300.

RR - 3.47 — M. Bernard PASQUIER, 83 Toulon.

A la vérité, nous comprenons mal vos explications d'après le schéma joint à votre lettre.

En effet, vous dites que l'intensité dans le milliampèremètre est de 9 mA... Or, le milliampèremètre

préconisé présente une déviation totale pour 1 mA; en outre, vous nous indiquez une tension de 10 mV à ses bornes.

D'autre part, la résistance R<sub>13</sub> est de 47 ohms (et non 47 kΩ comme vous l'indiquez sur votre schéma).

Le cas échéant, agissez sur la valeur de la résistance des émetteurs (R<sub>14</sub>) pour l'obtention d'un fonctionnement normal; vérifiez également le transistor T<sub>4</sub> qui risque d'être défectueux.

Lors de l'étalonnage, le signal BF doit être appliqué aux bornes de CI (le filtre passe-bas étant ainsi éliminé).

RR - 3.48 — M. Gérard GARONTON, 86 Montmorillon.

Veillez vous reporter à la réponse précédemment publiée sous la référence RR-3.36.

RR - 3.49 — M. René TOUS-SAINT, Vonèche (Belgique).

1° Nous ne connaissons pas les caractéristiques des bobinages de l'émetteur de radiocommande qui vous intéresse. Veuillez les demander au réalisateur : RAPID-RADIO, 64, rue d'Hauteville, 75010 PARIS. Cette maison pourra également vous communiquer le schéma du récepteur correspondant à son émetteur.

2° Le transistor 2 N 2646 (UJT) est fabriqué et vendu par SESCOSEM (en France). En Belgique : THOMSON S.A., 196 A, avenue Louise, 1050 BRUXELLES 5.

3° La diode Zener BZY 68 n'existe plus; on la remplace par le type correspondant immatriculé BZY 88 - C9V1.

4° Les transistors TIS 97 et 2 N 4996 sont de fabrication TEXAS-INSTRUMENTS. En Belgique : AVI-ELEC S.A., avenue E. Messens, 73 BRUXELLES 1040.

5° Le livre de C. PÉPIN auquel vous faites allusion publie certainement le schéma du récepteur 72 MHz à utiliser conjointement à l'émetteur de radiocommande proposé. Nous ne saurions faire mieux... Mais, il est bien certain que plus on « monte » en fréquence, plus les montages sont délicats à réaliser. Par ailleurs, nous notons que cet émetteur 72 MHz n'est pas piloté par quartz... ce qui n'arrange rien, et n'est plus guère toléré de nos jours.

RR - 3.50 — M. Jean BUFFA, 74 Gaillard.

Pour réaliser l'éclairage des deux vu-mètres de votre magnétophone, vous pourriez monter deux ampoules de 12 V en série et les alimenter par la sortie 18 V de l'alimentation; l'éclairage ainsi obtenu doit être suffisant.

Néanmoins, si vous désirez que ces ampoules ne s'allument qu'en position « enregistrement », il faut voir si le commutateur de fonction « enregistrement-reproduction » comporte un jeu de contacts qui soit libre (contacts qui permettraient donc de commuter l'alimentation des ampoules). Mais, hélas, nous ne le pensons pas...

RR - 3.51 — M. Robert DERUELLE, 76 Maromme.

Concernant le groupement de haut-parleurs dans une enceinte, il n'est pas tellement utile d'employer deux haut-parleurs de médiums; en effet, la bande de fréquences correspondante est bien rarement déficiente! Par contre, on emploie souvent deux woofers, ou deux tweeters, selon le cas.

En conséquence, si vous voulez bien vous reporter à notre article publié aux pages 228 et suivantes du n° 1433, vous pouvez donc adopter, à votre choix, l'un des montages des figures 11, 12, 13 ou 15 (impédance 8 Ω).

RR - 3.52 — M. Claude GOGUILLON, 59 Boussois.

En ce qui concerne le montage du micro-émetteur modulé en fréquence décrit à la page 297 du n° 1433 que vous avez réalisé, vous ne nous donnez pas beaucoup de détails...

Nous supposons que le récepteur voisin reçoit bien l'onde porteuse, mais que cette onde n'est pas modulée... Est-ce bien cela?

Si oui, c'est uniquement sur l'étage BC 148 que doivent porter vos recherches : transistor défectueux, erreur de valeur d'un composant, erreur de câblage, microphone défectueux ou modèle employé ne convenant pas, etc. Sans précision de votre part, nous ne pouvons faire que des suppositions.

RR - 3.53 — M. J. BERTHANIÉ, 35 Rennes.

1° La diode Zener et le pont redresseur dont vous disposez peuvent être utilisés dans le montage de l'alimentation que vous nous proposez de construire.

2° La diode type 1 N 914 est normalement classée dans les diodes (silicium) de signal à commutation rapide; mais on l'utilise aussi dans bien d'autres fonctions.

Ce type de diode existe aussi bien chez R.T.C. que chez SESCOSEM (sous la même immatriculation).

RR - 3.54 — M. Jean-Loup RISSON, 26 Valence.

1° Concernant le montage décrit à la page 118 du n° 1437, la modification que vous proposez n'est pas possible; nous n'en voyons d'ailleurs pas l'intérêt...

2° Nous ne connaissons pas les caractéristiques de vos triacs type 232 D. S'ils sont de caractéristiques similaires à celles du triac ESM 23 - 500, vous pouvez les employer; à savoir : type 500 V (tension de pointe à l'état bloqué) et 6 A (intensité efficace à l'état passant).

RR - 3.55 — M. Christian BERNARD, 63 Clermont-Ferrand.

Vous pouvez essayer de doubler vos transistors BF de sortie pour réaliser un double push-pull. Cependant, la mise en parallèle ne doit pas être intégrale; bases et collecteurs seront mis en parallèle, mais chaque sortie d'émetteur aura sa propre résistance de limitation (ceci, pour une meilleure égalisation des courants dans chaque transistor).

L'intensité que doit pouvoir fournir l'alimentation doit être doublée.

Théoriquement, la puissance BF susceptible d'être délivrée devrait être doublée également; pratiquement, si cette puissance augmente un peu, elle n'est cependant pas doublée. En effet, il est bien rare que les étages driver qui précèdent soient suffisamment puissants pour entraîner un double push-pull lorsqu'ils ont été conçus pour un push-pull simple. Une refonte totale du montage serait alors à reconsidérer...

RR - 3.56 — M. Roger PUEL, 88 Thaon-les-Vosges.

Si vous désirez construire vous-même votre antenne pour FM, nous vous suggérons de vous reporter à l'ouvrage ANTENNES DE TELEVISION et FM par F. Juster (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS).

RR - 3.57 — M. LECOUIL-LARD, 50 Blainville-sur-Mer.

1° Il conviendrait d'abord de savoir si votre téléviseur est effectivement conçu pour recevoir les émissions faites selon le standard anglais. S'il en est bien ainsi, nous ne pouvons vous dire à distance ce qui ne va pas dans votre appareil. A priori, il doit s'agir d'un défaut dans la synchronisation verticale. Mais, pour plus de précision, il faudrait nous communiquer des résultats de mesure en divers points de ce circuit, ainsi que le schéma de votre appareil.

2° Les transistors GC 187 et 188 ne figurent pas dans nos documentations.

RR - 3.58 — M. Claude OLLE, 31 Saint-Martory.

Vous pouvez monter, si vous le voulez, quatre haut-parleurs identiques dans une enceinte acoustique. La puissance admissible sera de quatre fois la puissance maximale d'un haut-parleur. Si vous réalisez une connexion série-parallèle des quatre haut-parleurs, l'impédance résultante sera égale à l'impédance d'un haut-parleur. Il n'y a pas de filtre à prévoir, puisqu'il n'y a pas de fréquence de coupure à envisager, les quatre haut-parleurs étant identiques.

Mais, en principe, ce n'est pas ainsi que l'on conçoit une enceinte acoustique moderne...

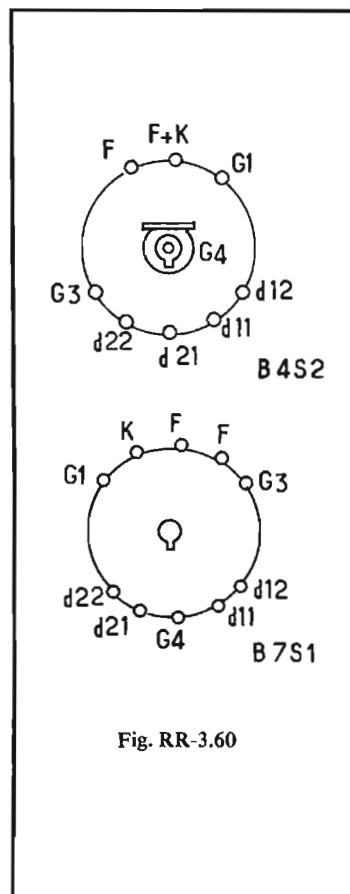
RR - 3.60-F — A l'attention de M. François COMPAROT, qui en

avait fait la demande, M. P. ROBERT, Saint-Ghislain (Belgique), a bien voulu nous communiquer les caractéristiques des tubes cathodiques B 4 S 2 et B 7 S 1. Voici ces renseignements dont nous remercions vivement notre correspondant :

B 4 S 2 : diamètre 41 mm; chauffage = 4 V 0,7 A;  $V_{g4} = 500$  V;  $V_{g3} = 140$  à 200 V;  $V_{g1} = -15$  à  $-60$  V; sensibilité plaques de mesure d 11, d 12 = 55 V/cm; sensibilité plaques de balayage d 21 et d 22 = 110 V/cm; brochage, voir figure RR-3.60.

B 7 S 1 : diamètre 71 mm; chauffage = 4 V 0,7 A;  $V_{g4} = 2000$  V;  $V_{g3} = 150$  à 300 V;  $V_{g1} = -25$  à  $-75$  V; sensibilité plaques de mesure d 11 et d 12 = 100 V/cm; sensibilité plaques de balayage d 21 et d 22 = 125 V/cm; brochage, voir figure RR-3.60.

B 7 S 2 : d'après une autre source de renseignements, même tube que B 7 S 1 mais avec chauffage 6,3 V 0,34 A; avec réserves...



## L'AMPLIFICATEUR 2 × 30 W

### ERRATUM

**B** IEN que la matière de nos articles ait fait l'objet de contrôles attentifs, nous n'avons pu éviter que quelques erreurs se glissent dans le texte descriptif ou les dessins de l'amplificateur 2 × 30 W.

Heureusement, ces erreurs ne sont pas importantes et beaucoup de nos lecteurs auront pu les corriger eux-mêmes.

Nous prions néanmoins nos lecteurs de nous en excuser et de bien vouloir noter les corrections qui suivent :

N° 1437, page 168, manque la note (1)

« Pour les connaisseurs, précisons que la distorsion totale est voisine de la somme géométrique des distorsions individuelles ».

N° 1437, page 170, colonne 4, après le 5<sup>e</sup> alinéa, lire :

$$V_{\text{reinj}} = V_{\text{M. alt.}} \frac{R_7}{R_6 + R_7}$$

$$\neq V_{\text{M. alt.}} \frac{R_7}{R_6}$$

N° 1441, page 184, figure 11

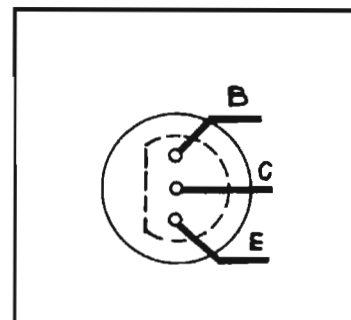
Le condensateur chimique de 220  $\mu$ F a un isolement de 10 V et non de 40 V comme indiqué sur le dessin.

Le condensateur de la 2<sup>e</sup> cellule de filtre coupe-haut est de 1 nF et non de 470 pF avec lequel la pente d'atténuation est un peu moins forte et l'action moins énergique.

N° 1441, page 185, tableau 1

La tension d'émetteur de T<sub>1</sub> est de 0,08 V (80 mV) et non de 0,008 V comme indiqué sur le tableau.

Le brochage du transistor est valable pour le BC 109 mais non pour le 2 N 3391A qui est le suivant :



N° 1441, page 186, tableau 3

La quantité de R<sub>13</sub> est de 2 et non de 3.

N° 1446, page 180, figure 5

Manque l'indication V<sub>M</sub> au point de jonction des résistances R<sub>21</sub> et R<sub>22</sub>.

N° 1446, page 182, figure 8 a

Nos lecteurs ont pu noter l'inversion dans l'impression en bleu des parties cuivrées vues en transparence, qui ne viennent pas en coïncidence avec les supports de fusible, correctement positionnés.

N° 1446, page 183, tableau des composants

Le relais K est un 2 RT et non 4 RT; sa référence Siemens est courante.

J. CERF

LECTEURS  
DE PROVINCE :

**N'oubliez pas  
de consulter  
notre  
carnet d'adresses  
vous y trouverez  
du matériel  
de qualité !**



## SUPER - VFO 144 - 146 MHz (ou 135 - 137 MHz)

**N**OUS avons réalisé ce montage à partir d'un article remarquablement documenté et rédigé, paru dans le cahier n° 2 (1970) de la revue UKW - Berichte, dont nous avons fait la traduction, ci-dessous reproduite avec l'autorisation de l'éditeur.

Le principe du super - VFO ou VFO - Hétérodyne est connu. Le signal produit résulte du mélange d'un signal de fréquence élevée, piloté par quartz, avec un signal de fréquence plus basse, mais variable.

Le diaphragme de la figure 1 explique clairement le fonctionnement de cet appareil qui se compose, comme le suggère l'analyse, de deux platines interconnectées, dont le VFO qui peut être ainsi parfaitement isolé du reste du montage, tant mécaniquement qu'électriquement.

Le générateur de fréquence fixe, de circuit de déphasage et le mélangeur suivi d'un amplificateur constituent le deuxième ensemble. Chaque platine est réalisée sur un circuit imprimé.

Selon le choix de la fréquence du quartz (124 ou 133 MHz), celle du VFO couvrant de 11 à 13 MHz, la fréquence de sortie sera, soit 135 à 137 MHz (pour association éventuelle à une platine SSB (19 MHz) soit 133 MHz de manière à couvrir directement toute la bande de 144 à 146 MHz. Il est aisé, avec un minimum de précautions, de réaliser un oscillateur à fréquence variable de bonne stabilité sur 11 - 13 MHz. Le seul vrai problème est celui de l'élimination du produit des battements issus du mélange. Des précautions doivent être prises à ce sujet de manière, en particulier, à ne laisser passer aucun produit indésirable tombant dans la bande deux mètres. Elles portent sur le choix de la fréquence du quartz et l'amplitude du signal de l'oscillateur, sur celui du régime de fonctionnement du mélangeur équilibré, ainsi que sur l'emploi de filtres judicieusement prévus.

L'ensemble requiert une tension d'alimentation de 12 V et délivre une tension HF de 0,4 V sur 50 Ω, suffisante pour attaquer les petits

étages d'un amplificateur de puissance.

**Le VFO :** La figure 2 représente le schéma du VFO dont l'oscillateur (T<sub>101</sub>) est alimenté à partir de la tension commune, mais sous 8,5 V stabilisés T<sub>207</sub> et D<sub>201</sub>. La réaction nécessaire au maintien des oscillations est obtenue à partir du point milieu d'un diviseur capacitif (C<sub>105</sub> - C<sub>106</sub>), en parallèle sur le circuit oscillant, ce qui simplifie la confection de la bobine L<sub>101</sub>, qui de ce fait, ne demande pas de prise intermédiaire. La valeur des éléments capacitifs utilisés est telle que les fréquences (inférieure et supérieure), couvertes se trouvent à plus et moins 100 kHz, au-delà des limites de bande. Aucune compensation en température n'a été prévue mais il est possible et recommandé, si l'on désire obtenir un haut degré de stabilité, d'employer des éléments à coefficient de température nul (point noir). Le montage proposé est par ailleurs remarquable par la qualité du signal de sortie qui contient des

harmoniques d'amplitude très faible, ce qui concourt à l'élimination des fréquences indésirables dont il a été parlé plus haut, et qui constitue la difficulté essentielle. L'étage tampon, aperiodique T<sub>102</sub>, ne comporte qu'une liaison de faible valeur avec l'oscillateur (C<sub>110</sub> = 3,3 pF) et son alimentation est piquée directement sur 12 V.

Au point 103 apparaît le signal à fréquence variable (11 - 13 MHz) sous une faible impédance (environ 25 Ω). L'ensemble est réuni sur le circuit imprimé représenté par les figures 3 A (vue côté cuivre) et 3 B (côté éléments). On note que le circuit de stabilisation (T<sub>207</sub>) est monté sur la seconde platine - angle supérieur gauche de la figure 5 B. Les transistors sont tous deux des BF 224 sous capot plastique.

### LE GENERATEUR A FREQUENCE FIXE ET LE MELANGEUR

Cette partie, non moins essentielle et comportant un nombre

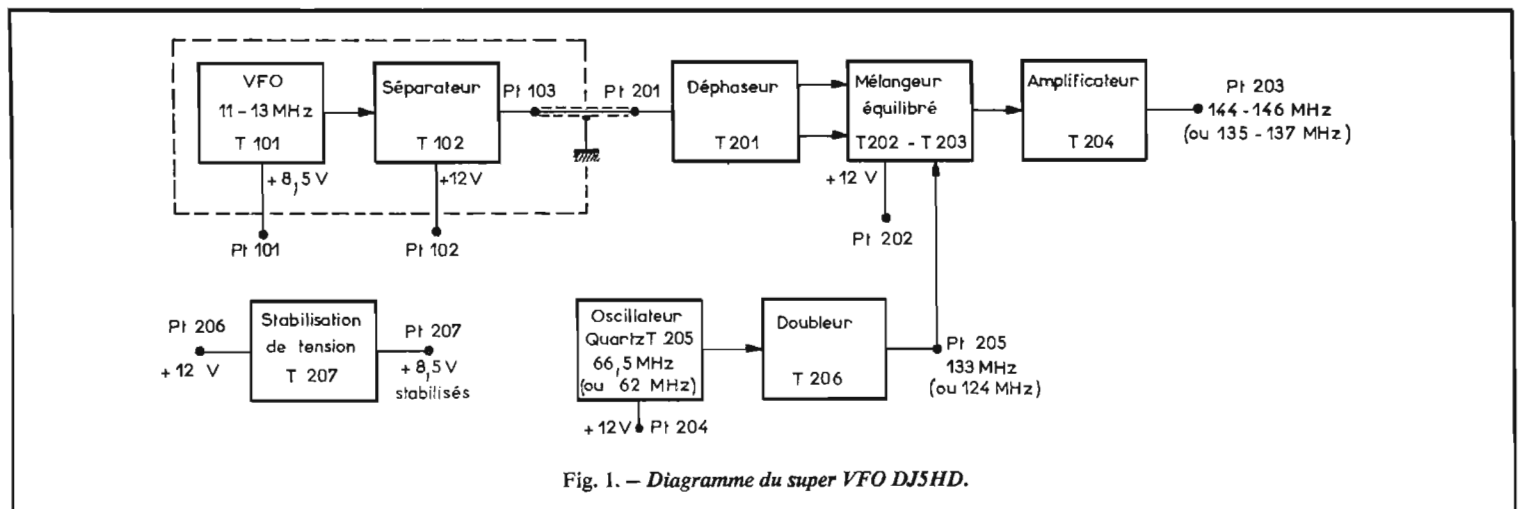


Fig. 1. - Diagramme du super VFO DJ5HD.



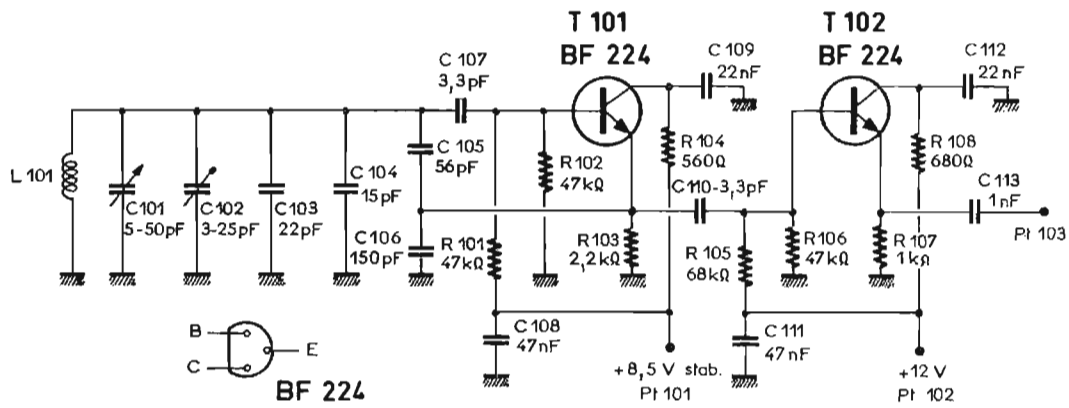


Fig. 2.

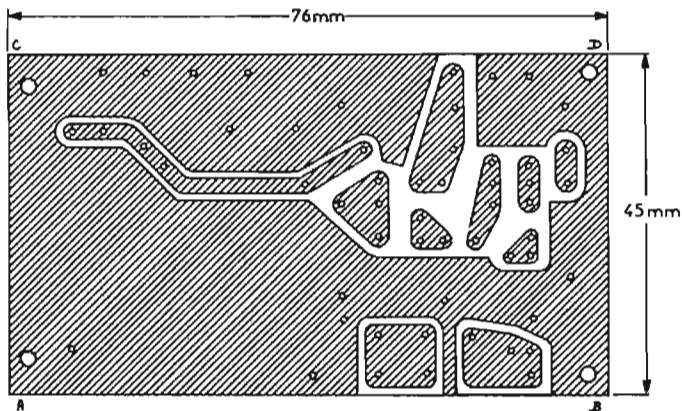


Fig. 3 a. — Platine N° 1 VFO - Le circuit imprimé vu côté cuivre.

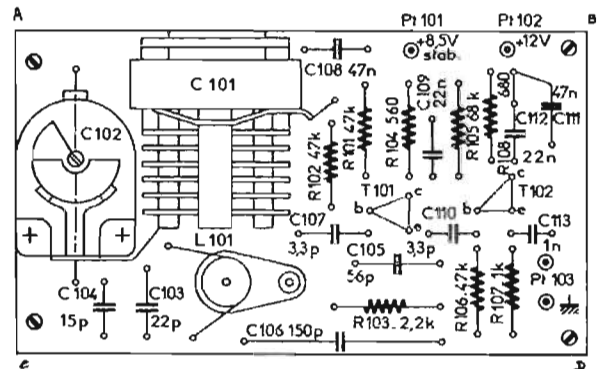


Fig. 3 b. — Platine N° 1 VFO - Plan d'implantation.

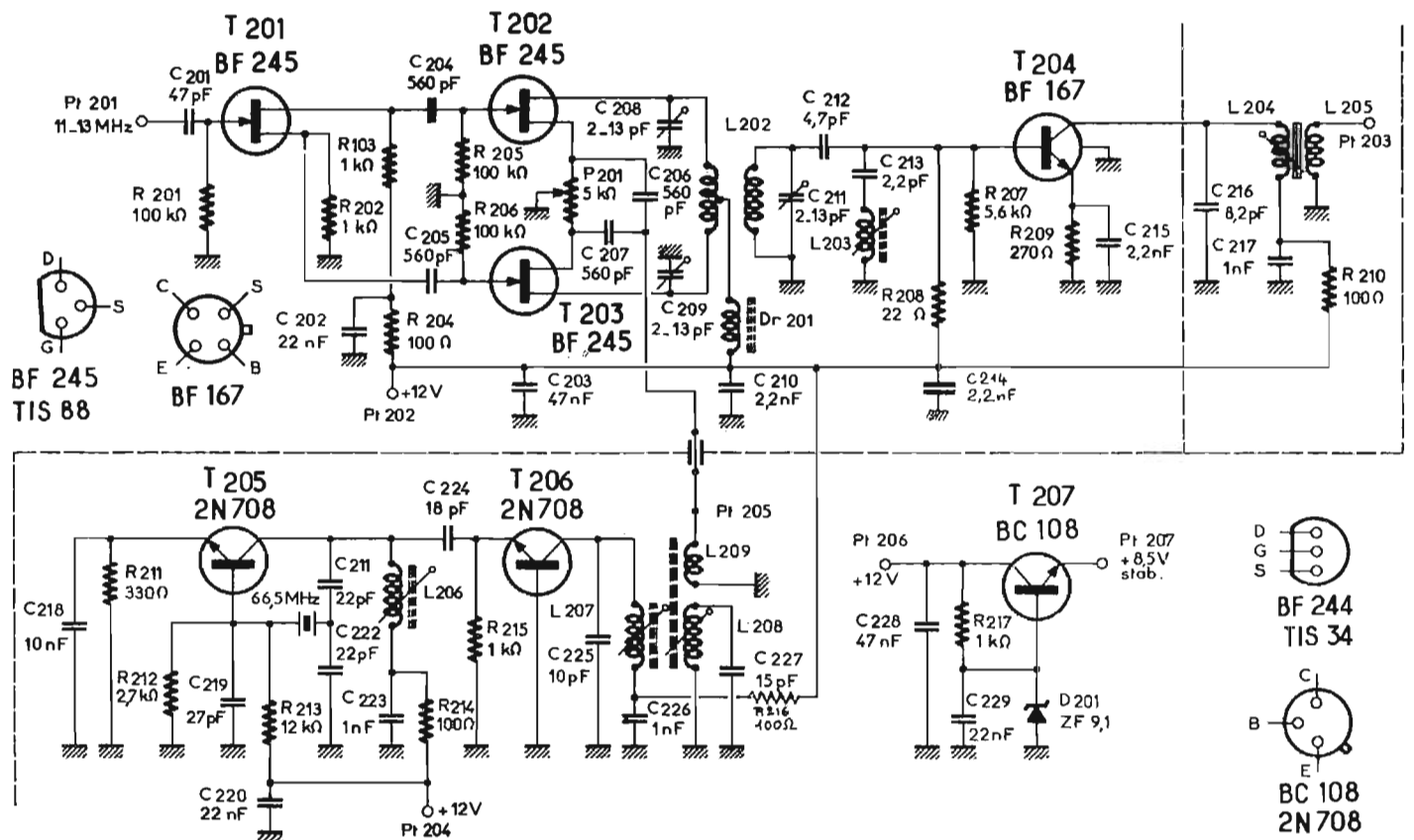


Fig. 4. — Platine N° 2.

plus important de composants, est représentée dans son schéma par la figure 4. L'oscillateur est évidemment piloté par un quartz overtone (66,5 MHz pour 144 - 146 MHz ou 62 MHz pour 135 - 137 MHz) associé à un transistor 2 N 708 ( $T_{205}$ ). La réaction est obtenue à partir d'un pont capacitif ( $C_{221} - C_{222} = 22$  pF) du circuit collecteur qui résonne évidemment sur la fréquence de l'over-tone utile.

C'est un montage très sûr, fréquemment utilisé dans les montages des amateurs allemands. La faible capacité ( $C_{219} = 27$  pF) introduit un léger découplage de la base. Si elle est de valeur trop élevée, l'oscillation ne peut se produire. Dans le cas inverse, la réaction est exagérée et l'oscillation n'est ni pure ni stable. Sa valeur est donc critique et dépend de la bonne volonté du quartz. La valeur proposée a semblé le mieux convenir aux quartz du type miniature. Par une liaison capacitive, le signal est appliqué à l'émetteur d'un second 2 N 708 ( $T_{206}$ ) monté en base commune et fonctionnant en doubleur. Son collecteur est chargé par un filtre de bande à deux circuits ( $L_{207} - L_{208}$ ), accordé soit sur 124 MHz soit sur 133 MHz. La bobine  $L_{209}$ , sert d'élément de couplage à basse impédance à l'étage mélangeur, dont les deux sources sont attaquées en parallèle.

Reportons-nous à  $T_{201}$  qui peut être, soit un BF 245 (TIS 88) soit un BF 244 (TIS 34 ou MPF 102). C'est l'étage déphaseur permettant d'attaquer en push-pull les gates de l'étage mélangeur. A cet effet, drain et source étant chargés par des résistances de même valeur, les tensions qui y apparaissent sont rigoureusement égales, mais de sens opposé. Les gates du mélangeur reçoivent de ce fait, des tensions déphasées de  $180^\circ$  et d'amplitude égale. Tout naturellement, le circuit des drains est chargé par  $L_{201}$ , accordé sur la fréquence d'utilisation désirée (124 ou 133 MHz) et qui constitue, avec  $L_{202}$ , un filtre de bande qui contribue grandement à l'élimination des produits parasites non désirés.  $C_{208}$ ,  $C_{209}$  et  $C_{211}$  sont des ajustables miniatures à air qui apparaissent clairement, tant sur le plan d'implantation de la figure 5 B que sur les croquis en place et en profil de la figure 6 représentant la disposition des éléments. L'étage suivant est amplificateur de tension, c'est pourquoi on a utilisé, pour être

tout à fait sûr de sa stabilité, un transistor BF 167 ( $T_{204}$ ) à faible capacité base-collecteur. Le circuit série  $C_{213} - L_{203}$  est un circuit bouchon présentant une très faible impédance à la fréquence de l'oscillateur fixe (124 ou 133 MHz), de manière à atténuer de 15 dB environ des résidus tout à fait indésirables à la sortie. Le circuit d'utilisation  $L_{204}$  est évidemment accordé au milieu de la bande de fréquence de travail (136 ou 145 MHz). Aux bornes de l'enroulement  $L_{205}$  apparaît finalement une tension de 0,4 V, sous une impédance de  $50 \Omega$ , qui en permet le couplage facile au

moyen d'un câble coaxial, à l'étage d'entrée d'un émetteur existant. La bande passante est telle que cette tension est pratiquement constante tout le long des 2 MHz de la gamme à couvrir. Plusieurs exemplaires, réalisés selon les données qui précèdent ont donné lieu à des mesures qualitatives et quantitatives comparables : 15 mn après mise sous tension, le glissement est estimé à 10 Hz/mn. 16 heures après la mise sous tension, le glissement de fréquence a été de 200 Hz à l'heure. Autant dire que la stabilité est excellente. La fréquence auxiliaire la plus redoutable - (133 MHz) - se situe

à - 60 dB lorsque toutes les précautions de blindage et d'atténuation sont prises. Lorsque l'appareil est hors de son coffret, le circuit  $L_{203}$  désaccordé, l'atténuation est encore de 33 dB par rapport au niveau de la porteuse 144 MHz - ou 135 MHz). Une variation de la tension d'alimentation d'un volt en plus ou en moins par rapport à la tension nominale de 12 V n'entraîne qu'un glissement de fréquence de  $\pm 10$  Hz. Les cloisonnements, figurés par les pointillés, (Fig. 4) et la mise en boîtier rigide et hermétique de l'ensemble contribuent à la régularité des résultats d'un spécimen à un autre.

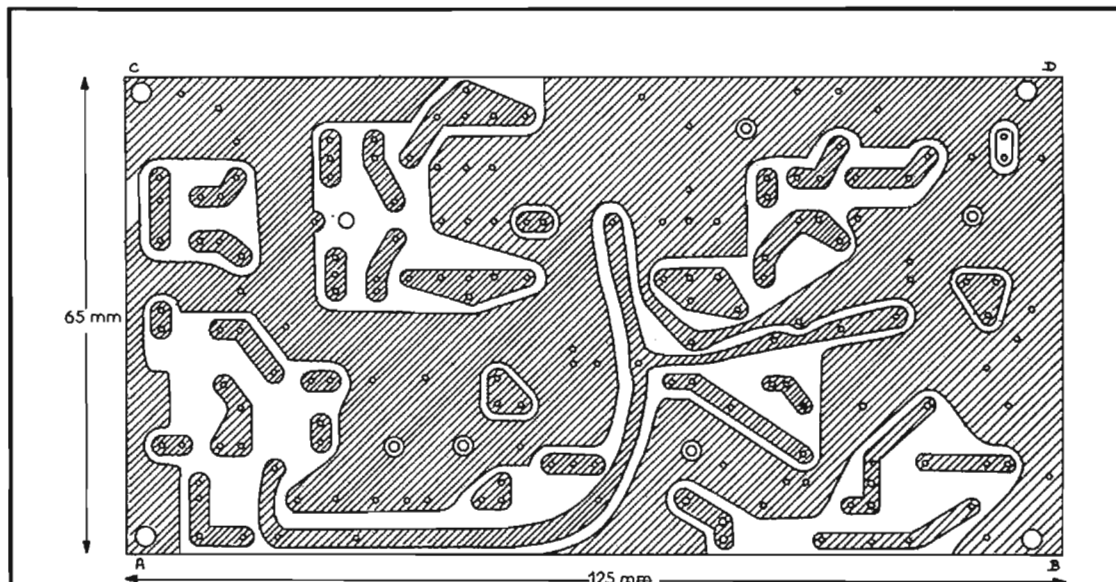


Fig. 5 a. - Platine N° 2 - Le circuit imprimé vu côté cuivre.

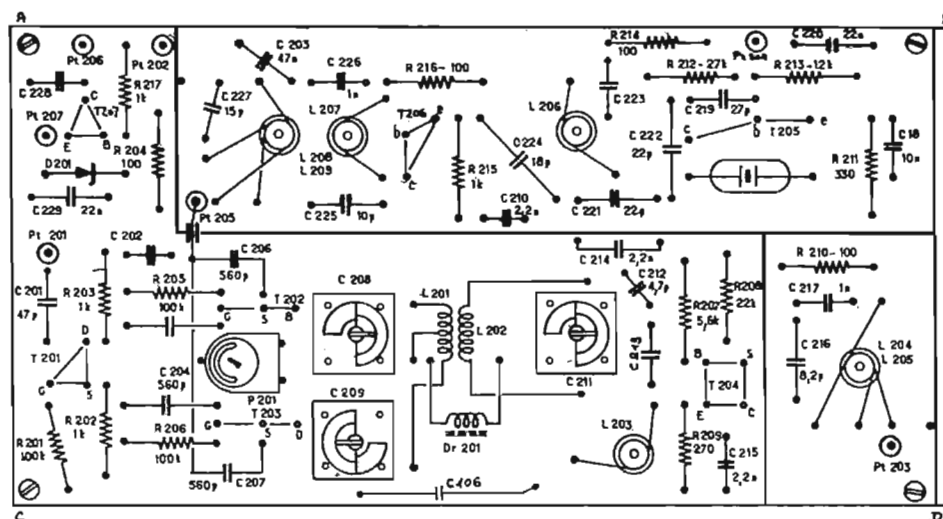


Fig. 5 b. - Platine N° 2 - Plan d'implantation.

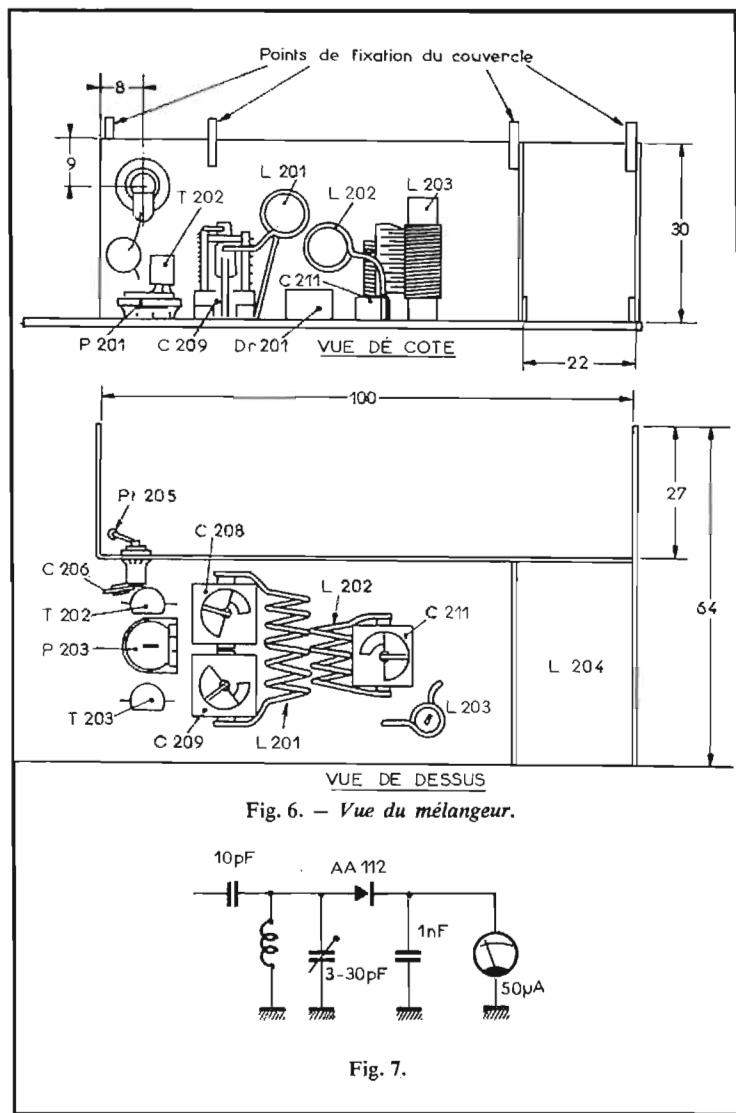


Fig. 6. - Vue du mélangeur.

VUE DE DESSUS

VUE DE COTE

Fig. 7.

### LES ELEMENTS DES FIGURES 2 et 4

$L_{101}$  : 16,3/4 tours, fil émaillé 6/10 mm, jointifs, sur mandrin 9 mm, sans noyau.

$L_{201}$  : 8 tours, fil argenté 10/10 mm, prise médiane, en l'air, diamètre 7 mm, longueur 20 mm.

$L_{202}$  : 4 tours, fil argenté 10/10 mm, en l'air, diamètre 7 mm, longueur 11 mm. (Ces bobines sont soudées directement aux ajustables  $C_{208}$  -  $C_{209}$  -  $C_{211}$ , disposées parallèlement avec un entre-axe de 10 mm).

$L_{203}$  = 11,3/4 tours, fil émaillé 6/10 mm, jointifs, sur mandrin 5 mm, noyau VHF - Vogt.

$L_{204}$  = 6,1/2 tours, fil émaillé 6/10 mm, longueur 15 mm, diamètre 5 mm, comme  $L_{203}$ .

$L_{205}$  = 2 tours, fil isolé plastique 5/10 mm, sur  $L_{204}$  côté froid.

$L_{206}$  = 8,1/2 tours, fil émaillé, 6/10 mm, jointifs, sur mandrin diamètre 5 mm, noyau - Vogt.

$L_{207}$  = 5,3/4 tours, fil émaillé 6/10 mm, longueur 11 mm, noyau VHF, mandrin VHF - Vogt.

$L_{208}$  = 5,1/4 tours, fil émaillé 6/10 mm, longueur 11 mm, noyau VHF, mandrin VHF - Vogt.

$L_{209}$  = 2 tours, fil isolé plastique, 5/10 mm, sur  $L_{208}$ , côté froid.

Les bobines  $L_{203}$ ,  $L_{204}$ ,  $L_{206}$ ,  $L_{207}$ ,  $L_{208}$ , sont branchées de manière que le côté chaud de l'enroulement se trouve près du circuit imprimé.

$Dr_{201}$  = VK 200.

$P_{201}$  = Potentiomètre pour circuit imprimé 5 k $\Omega$ .

$D_{201}$  = ZF 9,1 ou BZY 85.

$T_{201}$ ,  $T_{202}$ ,  $T_{203}$  = BF 245 - TIS 88 - BF 244 - TIS 34 - MPF 102.

### MISE AU POINT

En dehors de la vérification de l'oscillation du VFO et du calage de la bande couverte, la première platine ne demande aucun réglage. On pourra se servir d'un récep-

teur « général coverage » OC, à condition qu'il soit convenablement étalonné. Quoi qu'il en soit, il permettra de mettre en évidence l'oscillation du VFO. Ce test sera complété par une mesure au voltmètre HF de la tension de sortie entre le point 103 et la masse. Pour la deuxième platine, on mettra d'abord l'oscillateur à quartz en service en réunissant le point 204 à la tension d'alimentation 12 V. En ajustant le noyau de  $L_{206}$ , le quartz entrera en oscillation sur son overtone (62 ou 66,5 MHz). La position du noyau sur laquelle on s'arrêtera est celle pour laquelle, en coupant l'alimentation et en la rétablissant, l'oscillation cesse et redémarre normalement.

Cette position ne correspond pas exactement au maximum de tension de sortie. Le point 202 est alors réuni, à son tour, à la tension d'alimentation (+ 12 V). La sonde du voltmètre sera réunie au point 205. Lorsque les bobines  $L_{207}$  et  $L_{208}$  seront correctement réglées à la résonance, (124 ou 133 MHz) on devra lire en ce point 1 V. A ce moment, couper provisoirement l'alimentation de l'oscillateur à quartz de manière à faire cesser momentanément l'oscillation locale, mettre le potentiomètre  $P_{201}$  à mi-course et alimenter le point 202 afin de permettre l'accord en charge, au grid-dip du circuit  $L_{201}$ , au milieu de la bande (145 ou 136 MHz) de telle manière que les petits variables présentent à peu près la même valeur.  $L_{202}$  sera accordé sur la même fréquence, alimentation coupée.

Les tensions de source des transistors  $T_{202}$  et  $T_{203}$  du mélangeur doivent être égales. Si ce résultat n'est atteint que pour une position très éloignée de la position médiane, les deux transistors sont très différents l'un de l'autre, il convient de procéder au remplacement de l'un d'eux. Afin de permettre une parfaite symétrisation de l'étage mélangeur équilibré, d'où découlera l'atténuation la meilleure du signal local, il peut être utile de construire un petit instrument provisoire que représente la figure 7. Le circuit oscillant comporte 4 tours de fil émaillé de 10/10 mm sur environ 6 mm de diamètre, en parallèle sur un ajustable 3 - 30 pF. Une diode AA 11 Z ou similaire, détecte les tensions HF mises en évidence et un microampèremètre (50  $\mu$ A) mesure la tension détectée. Cet appareil sera réuni à la masse de la platine près de la sortie  $PT_{203}$  et réuni au point chaud de la bobine  $L_{204}$  par une capa-

cité de 10 pF. On ajustera le condensateur 3 - 30 pF sur la fréquence de l'oscillateur à quartz (124 ou 133 MHz) - pour une lecture maximum et on agira sur le potentiomètre  $P_{201}$  et le noyau de  $L_{203}$  pour une indication minima.

On pourra alors réunir entreelles les deux platines et en alimenter les quatre points comme l'indiquent les schémas. La sonde de mesure VHF sera connectée en  $PT_{203}$ , en parallèle sur laquelle sera connectée provisoirement une résistance de 50  $\Omega$ .  $C_{211}$  et  $C_{204}$  seront ajustés pour un maximum de sortie mais on se gardera bien de toucher  $P_{201}$  et  $L_{203}$  qui sont réglés une fois pour toutes. De même  $C_{208}$  -  $C_{209}$  seront accordés au mieux de la même façon.

Au moyen d'un récepteur étalonné on calera, avec précision le VFO de manière à couvrir la bande 144 - 146 MHz ou 135 - 137 MHz, en jouant sur le trimmer  $C_{102}$ . La résistance de charge sera alors dessoudée et remplacée par un brin de câble coaxial destiné à rejoindre l'entrée de l'émetteur à piloter. Disons en terminant, que le VFO doit développer sur chaque gate du mélangeur équilibré  $T_{202}$ ,  $T_{203}$ , une tension de 0,5 V.

Voilà, nous pouvons en témoigner pour l'avoir réalisé, un montage tel qu'en souhaitent les amateurs : facile à réaliser et sûr quant au couronnement des efforts. Associé à un petit émetteur SSB de 1 W, ce montage nous a donné les plus vives satisfactions, quant à la stabilité, conforme à celle annoncée. Les platines imprimées, gravées à l'indication des composants permettent une réalisation d'aspect absolument professionnel. On peut se les procurer, en provenance d'importation directe, chez C. MICHEL, 89117 Parly, ainsi que des transistors et la plupart des composants (mandrins, quartz, etc.) ce qui résout les problèmes, toujours difficiles, d'approvisionnement pour nos lecteurs de province. Il est à peine besoin d'ajouter, à l'intention des plus avertis que sous réserve des conditions énoncées plus-haut, le montage se prête à toutes les combinaisons de fréquences en vue d'obtenir par battement toute autre fréquence désirée. Pour les moins expérimentés, nous conseillons tout de même de s'en tenir au schéma et aux conseils de mise au point que nous avons donnés et qui sont la garantie du succès.

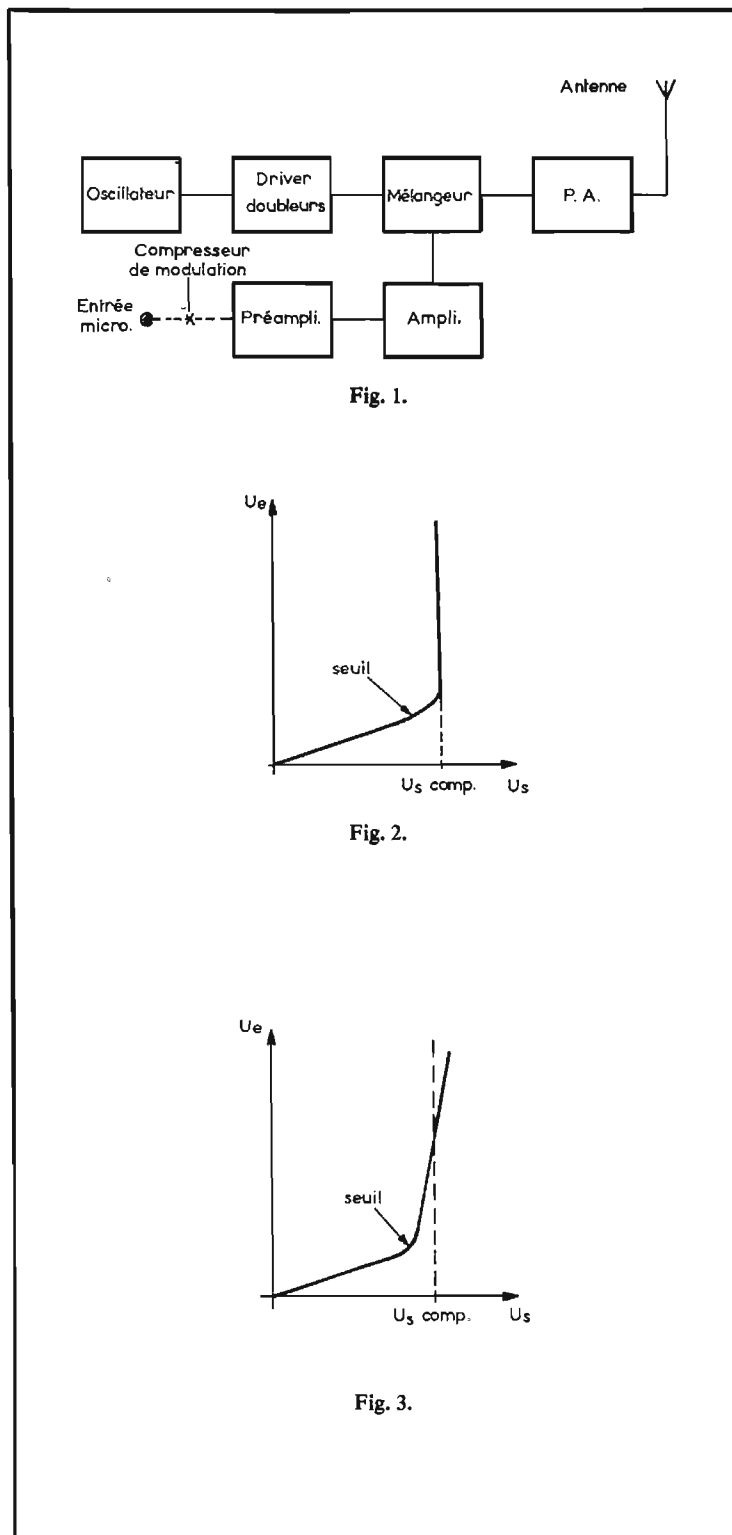
Robert PIAT  
F3XY

# UN LIMITEUR DE MODULATION

**D**EPUIS de nombreuses années, la polémique est engagée concernant les compresseurs de modulation. Certains s'avouent franchement contre, affirmant qu'un tel système ne peut à coup sûr qu'entraîner de la distorsion ou une baisse de rendement; d'autres assurément pour, l'emploi et ne disent rien à personne. Une tierce catégorie, enfin, ignorant le fonctionnement d'un tel système, n'impose aucun avis et se contente bien souvent d'une station dictée par la mode, ou commerciale. Or; ces systèmes appelés compresseurs ou limiteurs de modulation paraissent indispensables pour les personnes les connaissant bien. De plus en plus, ces systèmes tendent à se généraliser et l'on voit maintenant des transceivers ou des émetteurs du commerce en posséder. Il améliore beaucoup les conditions de modulation, en permettant une profondeur impeccable et une efficacité totale; de plus, il évite, contrairement à ce que certains peuvent croire, la distorsion d'amplitude à l'émission.

De ce fait, cet appareil souvent mal connu, est négligé. Il ne s'agit pourtant que d'un montage dont le fonctionnement est analogue à celui d'un C.A.G. (contrôle automatique de gain), ce circuit donnant un signal de sortie quasi régulier, quelque soit celui d'entrée. Dans les milieux professionnels de la radio ou de l'enregistrement en général, tout ce qui rentre sur les tables de mixage ou sur les magnétophones, donc tout ce qui est retransmis aux émetteurs, est compressé et écrêté, on obtient ainsi ces émissions bien modulées aux porteuses bien remplies que vous avez l'habitude d'écouter sur votre auto-radio ou votre poste à transistor.

Si l'on regarde le schéma synoptique de l'émetteur modulé en amplitude, donné figure 1 (cela est tout aussi valable pour un émetteur S.S.B.) on voit que si le point de polarisation du mélangeur est correct, la porteuse est donc



définie et seule la puissance de modulation assure la profondeur d'émission. Les défauts apportés par la parole sont nombreux. Une émission de radio ne pourrait en aucun cas se permettre de « passer » directement celle-ci sur les ondes, sans la niveler et la maîtriser. Dans une bonne modulation, rentrent donc en ligne de compte tant les performances électroniques de l'équipement que la voix de l'opérateur.

Une voix trop grave, des transitoires « pointues », une diction monocorde sont quelquefois désagréables à la réception; elles peuvent même nuire à celles-ci, surtout lors de liaisons difficiles en VHF par exemple. Comme vous le voyez, il ne faut négliger aucun point des différents étages pouvant composer un modulateur.

## 2<sup>e</sup> PRINCIPE DE LA LIMITATION DE MODULATION

Nous avons vu que le compresseur ou limiteur améliorerait l'efficacité de la modulation et était, de ce fait, quasi indispensable.

Nous parlons depuis le début de ce chapitre de limiteur et de compresseur de modulation, en effet, nous faisons là une différence et nous l'expliquons dans ce sens :

— le compresseur de modulation pour une différence de niveau d'entrée ne doit pas varier l'amplitude de son signal de sortie, celui-ci étant devenu fixe (le signal d'entrée ayant atteint le seuil de compression ce qui correspond au niveau de sortie maximum);

— le limiteur de modulation, par contre, n'atteint pas un niveau de sortie constant. Dans notre cas, pour une différence de niveau d'entrée de 10, la tension de sortie double; ce qui nous permet de donner un critère de compression de 5.

Caractéristiques de transfert : Fig. 2 et Fig. 3

Nous ne donnerons qu'un seul schéma synoptique, celui de principe d'un compresseur de modulation. Plusieurs schémas peuvent être adoptés, mais une ligne maîtresse de conception subsiste, et c'est cette ligne que nous donnons ici, figure 4.

Un étage préamplificateur recueille le signal venant du microphone, ce signal est amplifié jusqu'à la sortie où il sera écrêté. Une cellule de contre-réaction, soit active soit passive, réinjecte, en opposition de phase, une partie du signal de sortie sur un étage mélangeur. Il est bien évident que tant que le seuil de compression n'est pas atteint, le système fonctionnera comme un amplificateur grand gain, ainsi les faibles signaux captés par le microphone seront amplifiés et portés, si possible, au niveau de compression.

En résumé, le tableau définissant la fonction du compresseur, ou du limiteur, peut se construire comme suit :

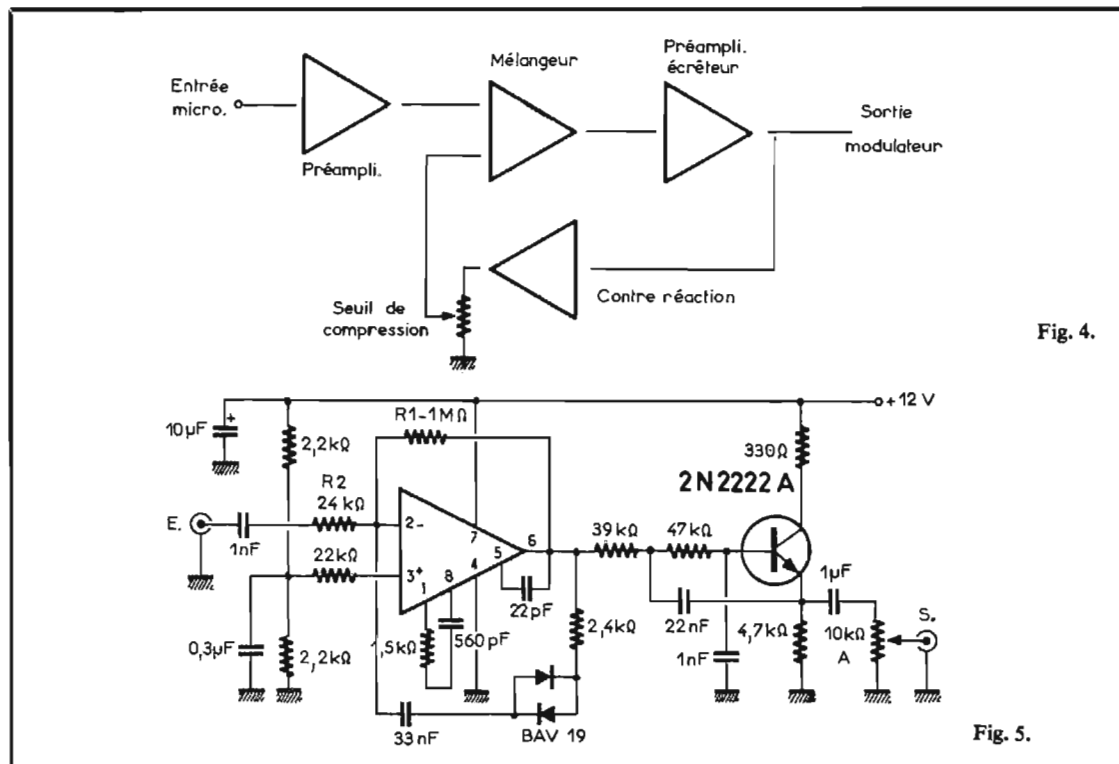


Fig. 4.

Fig. 5.

		Sortie Vs	
		LIMITEUR	COMPRESSEUR
E =	avant le seuil	gain : $A \cdot V_e = V_s$	gain : $A \cdot V_e = V_s$
Ve	après le seuil	limité : $\frac{A \cdot V_e}{A} = V_s$ $\frac{A \cdot 10 V_e}{5 A'} = 2 \cdot V_s$	compressé : $\frac{A \cdot V_e}{A'} = V_s$ $\frac{A \cdot 10 V_e}{10 A'} = V_s$

A → gain de l'étage.

A' → valeur de la contre-réaction.

### 3° LE SCHEMA

De nombreux compresseurs de modulation ayant déjà été décrits, nous avons donc opté pour la présentation d'un limiteur. Comme nous l'avons démontré plus haut, le limiteur n'admet pas une tension de sortie fixe quelque soit le niveau d'entrée; il est donc moins performant dans le domaine de la compression; en revanche, il l'est beaucoup plus sur la bande passante admise, qui elle, est plus large. Il peut pour ces quelques

raisons paraître moins efficace, en fait, il n'en est rien et ce montage, le plus souvent, est plus simple que celui d'un compresseur. Il est de cette manière généralement moins onéreux et possède un rapport qualité/prix plus élevé.

La technologie choisie est celle du circuit intégré; elle nous paraît à l'heure actuelle être la plus proche de la vérité. En effet, l'équipement mobile se développe de plus en plus et il faut pour cela des montages fiables, miniatures et consommant peu. Ceci tient sans aucun doute au fait que les villes

sont surchargées de QSO (liaisons), que les fréquences sont « étranglées » et que le désir d'un point haut et dégagé, motive à coups sûrs ces équipements, l'antenne d'émission tendant à se « noyer » dans les tours.

Le schéma de base choisi est donc un écrêteur à amplificateur opérationnel; plusieurs d'entre eux peuvent être utilisés; pour notre part nous avons choisi pour nos essais, le circuit traînant dans tous les fonds de tiroirs, celui dont la disponibilité ne fait plus aucun doute, le  $\mu A$  709

### DESCRIPTION

L'analyse du schéma sera grandement facilitée par la représentation du synoptique donné figure 5.

Un condensateur de 1 nF transmet les signaux provenant du microphone, sa valeur est faible car l'impédance d'entrée du montage est élevée et égale à 210 kΩ. Cette capacité forme avec l'impédance d'entrée du circuit, un filtre passe-haut et élimine ainsi les basses fréquences néfastes au circuit; en effet, ces basses fréquences sont génératrices de distorsion, après la compression. Les résistances R<sub>1</sub> et R<sub>2</sub> imposent le gain, en continu, au circuit intégré. Deux résistances identiques de 2,2 kΩ forment un pont de polarisation dont le point milieu, découplé par un condensateur de 0,3 μF, assure la tension de référence nécessaire à l'amplificateur opérationnel.

La cellule de contre-réaction, formée par l'ensemble diodes, résistance et condensateur, impose le gain en alternatif; c'est cette cellule qui donnera le seuil de compression.

Après l'amplificateur opérationnel suit un étage de mise en forme du signal. Le signal récupéré, à 1 000 Hz, à la sortie du circuit intégré, étant celui de la figure 6. L'étage de mise en forme est composé d'un amplificateur continu utilisant un transistor NPN du type : 2N2222. Son

point de polarisation de base est donné par les deux résistances de 39 k $\Omega$  et 47 k $\Omega$ . Un premier condensateur de 1 nF, placé entre base et masse, filtre les fréquences hautes et supprime les harmoniques rehaussées à la compression. Un deuxième condensateur de 22 nF réinjecte, en phase, une partie du courant émetteur et permet ainsi la reformation totale de la sinusoïde. La sortie étant faite sur l'émetteur, nous sommes donc en présence d'un montage collecteur commun qui donne notamment une impédance de sortie : Zs faible, de l'ordre de 600  $\Omega$ .

Nous voyons de par cette description que ce montage est adaptable à n'importe lequel des microphones, ou des tables de mixage, pour son entrée et à toutes les entrées de modulateur, par son impédance de sortie. Il peut tout aussi bien être inséré dans le circuit d'entrée d'un magnétophone, bien que sa bande passante soit relativement étroite, cela dépend évidemment de ce que l'on enregistre.

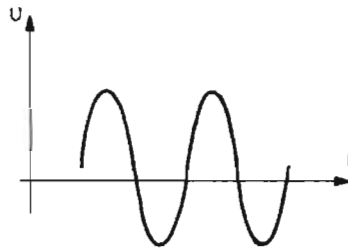


Fig. 6.

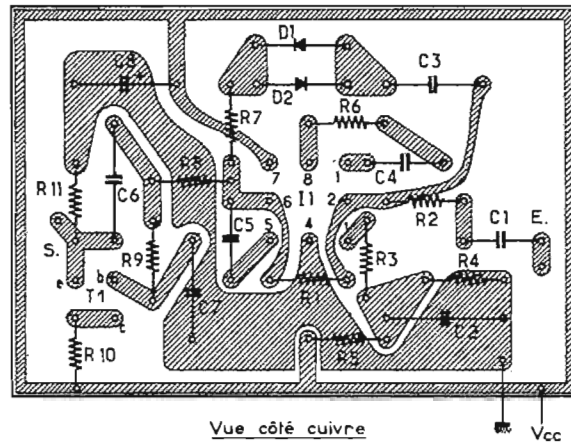


Fig. 7.

## CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Les caractéristiques de ce module ont été relevées avec l'aide de matériel professionnel : oscilloscope double trace 200 MHz, contrôleur digital à 10<sup>-6</sup>, etc., on peut donc faire entièrement confiance au tableau ci-dessous :

Tension d'alimentation : 12 V à 18 V.

Niveau d'entrée min. de compression : 100 mV.

Rapport ou taux de compression :

$$\frac{\Delta V_i}{\Delta V_o} = \frac{10}{2} = 5.$$

Impédance de sortie : Z<sub>o</sub> = 680  $\Omega$ .

Impédance d'entrée : Z<sub>i</sub> = 210 k $\Omega$ .

Tension de sortie à vide : 400 mV eff.

Bande passante : - 3 dB 600 Hz à 2,2 kHz; - 6 dB 380 Hz à 2,6 kHz.

La distorsion d'amplitude est de l'ordre de 2 % avant le seuil de compression et s'élève à environ 5 % après ce seuil. Il est très probable que, selon les composants utilisés, il est possible d'abaisser cette distorsion de moitié.

## 4° REALISATION

La réalisation de cet ensemble a été effectuée, pour notre part, sur une plaque de circuit imprimé du type « M Board ». Cela a facilité grandement nos essais et nos relevés. Néanmoins il est certain qu'une réalisation sur circuit imprimé gravé est préférable de par sa présentation.

C'est pourquoi nous en donnons la représentation à l'échelle 1, figure 7, de façon à ce que les amateurs mieux équipés puissent réaliser un montage fiable et à caractère professionnel.

Les composants nécessaires sont :

Pour les résistances : résistances 1/4 de W ou 1/2 W, de tolérances  $\pm 5\%$  (couches métalliques).

Pour les condensateurs : condensateurs à diélectrique polystyrène ou mica, de tolérances  $\pm 10\%$ .

Pour les diodes de clamping : toutes les diodes de commutation peuvent convenir (1 N 914, 1 N 4446, 1 N 619, BAV 19, etc.).

Pour le circuit intégré : tous les amplificateurs opérationnels de base, tels que  $\mu A$  709,  $\mu A$  741, etc.

Aucun soin particulier n'est nécessaire ici, excepté une attention sur le câblage du circuit intégré, dont nous rappelons ici quelques critères :

- soudures franches et propres (brillantes, non surchauffées),
- câblage court,
- découplage sérieux des points d'alimentation,
- isolation ou blindage du boîtier,

il ne reste plus qu'à souhaiter une bonne réalisation et bonne chance à tous les OM's susceptibles de monter un tel ensemble.

D. MOREAU  
F 1 AXX

### VALEUR DES ELEMENTS DE LA FIGURE 7

R <sub>1</sub>	= 1 M
R <sub>2</sub>	= 24 k $\Omega$
R <sub>3</sub>	= 22 k $\Omega$
R <sub>4</sub>	= R <sub>5</sub> = 2,2 k $\Omega$
R <sub>6</sub>	= 1,5 k $\Omega$
R <sub>7</sub>	= 2,4 k $\Omega$
R <sub>8</sub>	= 39 k $\Omega$
R <sub>9</sub>	= 47 k $\Omega$
R <sub>10</sub>	= 330 $\Omega$
R <sub>11</sub>	= 4,7 k $\Omega$

C <sub>1</sub>	= 1 nF = C <sub>7</sub>
C <sub>2</sub>	= 0,3 $\mu F$
C <sub>3</sub>	= 33 nF
C <sub>4</sub>	= 560 pF
C <sub>5</sub>	= 22 pF
C <sub>6</sub>	= 22 nF
C <sub>8</sub>	= 10 $\mu F$ 25 V

I <sub>1</sub>	= $\mu A$ 709
T <sub>1</sub>	= 2 N 2222.



# PRESTIGE du RIFI-CLUB TERAC

## marantz



### MARANTZ

**Ampli-tuner 2270 AM/FM** - 140 W. RMS à 8 ohms de 20 Hz à 20 KHz. Course de réponse + 0,25 dB - Instruments indicateur lumineux pour niveau de signal d'antenne - Mutting.

### THORENS

Platine tourne-disques **THORENS TD 160** cellule magnétique SHURE M 75 elliptique. Socle et couvercle plexi.

### JBL

2 enceintes acoustiques **JBL L 26 Decade**.

**L'ENSEMBLE ..... 9 200 F**

## Sansui



### SANSUI

Amplificateur **AU 7500** avec préampli stéréo. Le plus perfectionné de la gamme Sansui. Puissance 2 x 60 watts.

### SANSUI

Tuner **TU 7500** AM/FM stéréo. Transistors à effet de champs à l'avant. Sélectivité supérieure à 45 dB. Très grande sensibilité.

### SANSUI

Platine **FR 3060** automatique. Cellule magnétique socle et plexi.

### 3 A

2 enceintes **Addagio**.

**L'ENSEMBLE ..... 9 500 F**



## REVOX

### REVOX

Tuner **FM A 720** - Préampli digital game d'accord 87 à 107,95 420 canaux par pas de 50 KHz. Affichage numérique d'accord.

### REVOX

**A 722** Ampli de puissance stéréo 2 x 50 W.

### LENCO

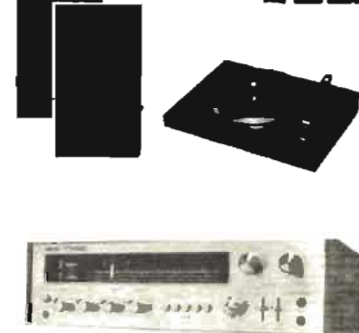
Platine tourne-disques **L 85** - Cellule magnétique. Socle et plexi.

### JB 2

2 enceintes **Contrôle Room monitor**.

**L'ENSEMBLE ..... 16 950 F**

## AKAI



### AKAI

Ampli Tuner **AA 8080** AM/FM - 2 x 40 W. Sélecteur de raccord de platines - 1 auxiliaire, 1 micro - 2<sup>ème</sup> selecteur de 2 magnétophones. Filtre passe haut et bas Loudness.

### AKAI

Platine tourne-disques **AP 004** - Entraînement par courroie automatique - cellule magnétique - Socle et plexi.

### 3 A

2 enceintes acoustiques **Allegreto**.

**L'ENSEMBLE ..... 5 600 F**

## McIntosh



### MAC INTOSH

Combiné Tuner **MA 5100 MF** - Ampli Préampli, 4 et 8 ohms. 40 W RMS par canal - Distorsion harmonique inF à 0,25% à puissance nominale.

### THORENS

Platine **TD 125** - Cellule magnétique Shure 75/EM elliptique - Socle et plexi.

### JBL

2 enceintes **L 100 Century**.

**L'ENSEMBLE ..... 13 000 F**

## PIONEER



### PIONEER

Ampli-Tuner **LX 626** - AM/FM PO-GO. 2 x 40 W. Bloc d'accord FM. Filtres céramique. Sortie pour 3 paires d'enceintes. Entrées pour 2 phonolecteurs et 1 micro.

### THORENS

Platine tourne-disques **TD 160** - Cellule magnétique Shure M 75. Socle et plexi.

### 3 A

2 enceintes **Allegreto**.

**L'ENSEMBLE ..... 5 950 F**

## BANG & OLUFSEN

OU L'ESTHÉTIQUE REJOINT LA QUALITÉ



## esart-ten



LA SEULE MARQUE DE QUALITÉ QUI NE SE VENDE PAS DANS LES BAZARS.

**RIFI-CLUB TERAC** - 53, rue Traversière, PARIS (12<sup>e</sup>) - Tél. : 307-47-11 - 307-87-74 - 344-67-00

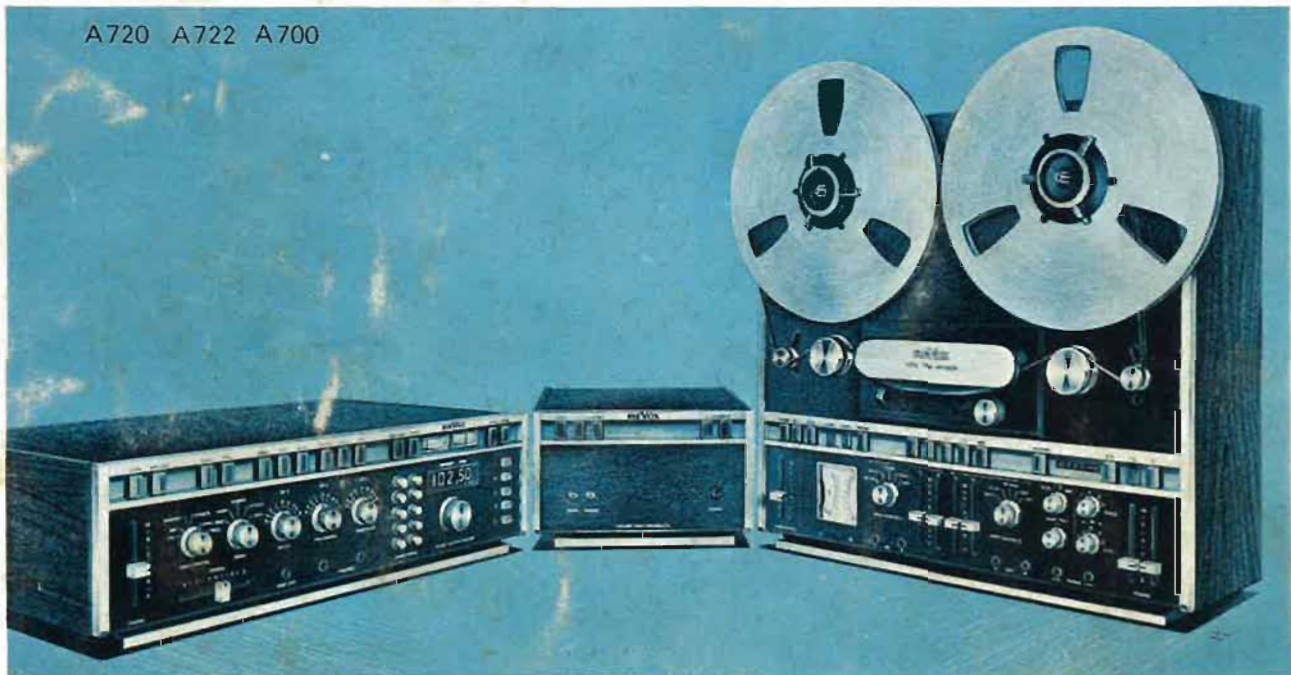
Ouvert sans interruption tous les jours (sauf le dimanche et le lundi matin) de 9 heures à 19 h 45

Parking assuré - Crédit possible par le CREG et CETELEM • Expéditions provinces assurées





A77 A76 A78



A720 A722 A700

## Numerus clausus ?

Numerus clausus ; limitation discriminatoire. Il est bien vrai que REVOX est probablement le seul à fabriquer des appareils utilisés par les professionnels mais à la portée des amateurs.

Dans ce domaine, REVOX apporte sans cesse des perfectionnements, aussi bien électroniques que mécaniques, qui gardent leur avance au fil des années.

Hier, c'étaient les platines à trois moteurs, puis l'entraînement direct à régulation électronique.

Aujourd'hui, ce sont le pilotage à quartz et l'intégration du deuxième degré des commandes du nouveau préamplificateur tuner A 720 à annonce digitale des canaux.

Magnétophones, amplificateurs, tuners ou laboratoires de langues, tous les matériels REVOX

bénéficient de ce même esprit de recherché de la qualité professionnelle que veulent et apprécient leurs utilisateurs.

**STUDER**  
**REVOX**

REVOX - FRANCE  
Salon d'exposition 25 rue Marbeuf Paris 8<sup>e</sup> - 225.00.24

Bon pour une documentation gratuite

1425

Nom : \_\_\_\_\_

Adresse : \_\_\_\_\_