

**6^F
6,50**

L^e ANNÉE N° 1478 DU 14 NOVEMBRE 1974

SUISSE : 5 FS
ITALIE : 1000 Lires
ALGÉRIE : 6,50 Dinars
TUNISIE : 6,50 Mil
BELGIQUE : 65 FB

LE HAUT-PARLEUR

**radio.TV.son
ELECTRONIQUE**



- variations sur variateurs
- un avertisseur de marche arrière
- ampli-préampli modulaire stéréo
- thermomètre électronique
- le récepteur PR matic
- l'ampli-Tuner SCOTT R 75 S

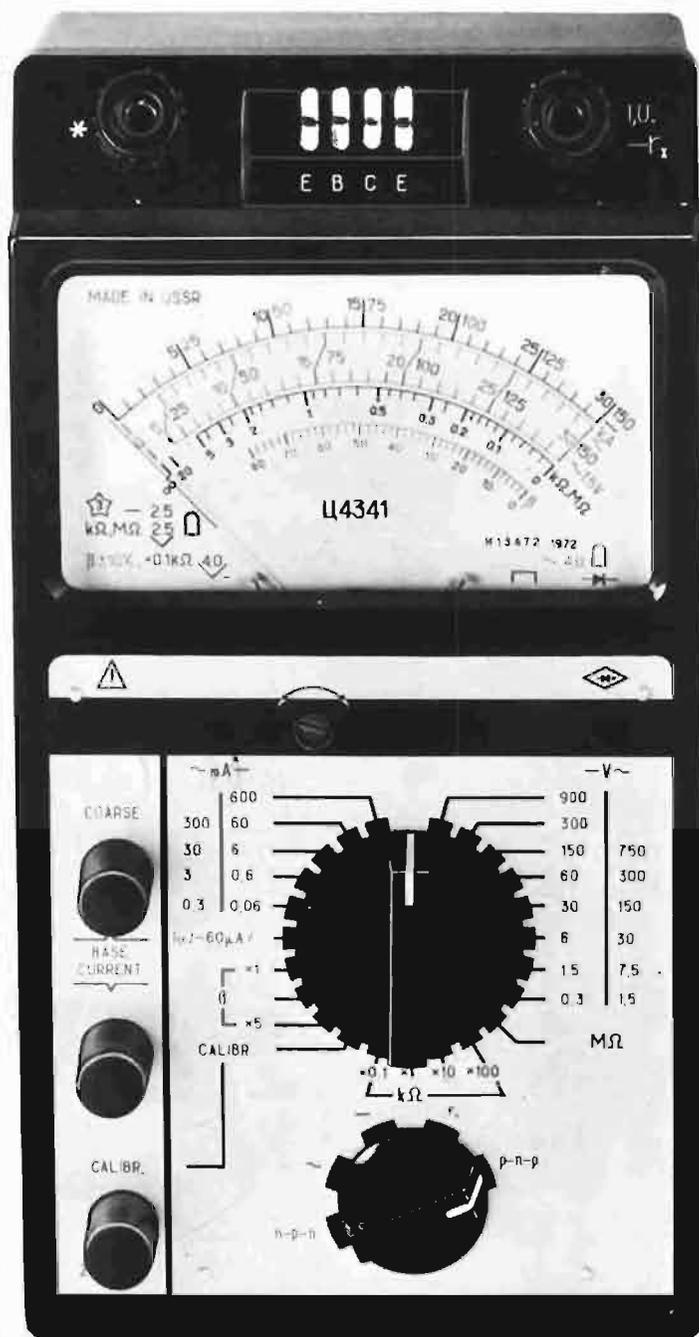
AIWA[®]

sommaire détaillé page 152

Exclusivités...

LAG
électronique

Exclusivités !



le « 4341 » CONTROLEUR MULTIMESURES à transistormètre incorporé

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

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

GARANTI 1 AN

PRIX : 189 F Port 12 F

< Rien d'équivalent sur le marché >

LAG
électronique

CONTROLEUR 4323

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

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



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

CONTROLEUR 4324

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

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



CONTROLEUR 4313

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

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

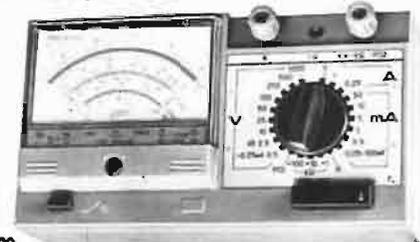


CONTROLEUR 4317

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

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

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



Journal hebdomadaire

Fondateur :
J.-G. POINCIGNON

Directeur de la publication
A. LAMER

Directeur :
Henri FIGHIERA

Rédacteur en Chef :
André JOLY

Comité de rédaction :
Jacques BERCHATSKY
Bernard FIGHIERA
Charles OLIVERES

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

C.C.P. Paris 424-19

ABONNEMENT D'UN AN

COMPRENANT :
15 numéros HAUT-PARLEUR, dont 3 numéros spécialisés

Haut-Parleur Radio et Télévision
Haut-Parleur Electrophones-Magnétophones

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

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

11 numéros HAUT-PARLEUR « HI-FI Stéréo »

FRANCE 100 F

ÉTRANGER 140 F

ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous 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

Alimentation - Régulation

● Les alimentations stabilisées : Utilisation d'un amplificateur intégré 243

B.F. Technique générale - Hi-Fi

● Les enceintes acoustiques 164
● Qu'est-ce que l'électricité 175
● Acoustique musico-électronique 181
● Le magnétocassette Sansui SC 737 195
● Progrès et transformations des réducteurs de bruit 231
● Le tuner-amplificateur Scott R 755 298
● Le tuner Dual CT8 313
● Le tuner-amplificateur Pioneer SX 1010 316
● L'amplificateur Heutinkit AA 1214 327
● La chaîne intégrée Patné Marconi MC 700 331
● Les modules « Audio AIDS » 354

B.F. Réalisations

● Ampli-préampli modulaire stéréo pour chaîne Hi-Fi 199

Radio - Télévision - Technique générale

● Ce que nous a montré le Videcom 74 154
● Le téléviseur supercolor Grundig : télécommande des téléviseurs couleur 157
● La radio d'autrefois 218
● Le récepteur Oceanic PR Matic 308

Radio - Télévision - Réalisations

● Décodeur stéréo Multiplex Amtron UK 252 191
● Un mini-émetteur FM expérimental 290
● Indicateur d'accord pour récepteur à transistors 335

Électronique générale

● Les ordinateurs : ces minis qui imitent les grands 186
● Mise au point sur les transistors 237
● Initiation aux circuits intégrés logiques 249
● A B C. Applications des transistors unijonction 254
● Les lasers : le laser s'adapte aux machines outils 304
● Nouveaux montages électroniques 321
● La calculatrice électronique Texas SR 50 346

Électronique réalisations

● Un thermomètre électronique 289
● Le cascade 3000 348

Sonorisation

● La console de mixage de studio MF5 311

Photo-ciné

● Système de fondu enchaîné photographique automatique 216
● Le point sur le cinéma amateur en France 292
● Télécinéma pour films en couleur 337

Électronique et Automobile

● L'électronique au Salon de l'Automobile 1974 171
● Un avertisseur de marche arrière 211

Mesure - Service

● Le laboratoire de l'amateur : VI. L'essai des semi-conducteurs 219
● Le générateur codé-stéréo Grundig SCS 227
● Le contrôleur Testavé 10 pour électrotechnicien 252

Radiocommande

● Variations sur variateurs 280

Le journal des O.M.

● Le transceiver Heutinkit HW 202 363

Divers

● Les nouveaux auditoriums Cibot 344
● Sélection de chaînes Hi-Fi 351
● Notre courrier technique 356
● Petites annonces 369

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

**CE NUMÉRO
A ÉTÉ TIRÉ A
141 000
EXEMPLAIRES**

NOUVEAUTÉS - INFORMATIONS

LE VIDÉODISQUE THOMSON

PRÉSENTÉ au Vidcom 1974, le vidéodisque Thomson concrétise des études s'étendant sur plusieurs années. Analogue en son principe au vidéodisque Philips VLP il a en outre l'avantage de mettre en œuvre un disque souple comportant des informations gravées avec une voie son stéréo.

Ce type de support se prête aussi bien qu'un disque normal 33 tours à la duplication, aussi le prix en sera faible, comparable à celui d'un disque stéréo. Le prix du lecteur sera de l'ordre de grandeur d'un téléviseur couleur. La commercialisation du système n'est toutefois pas fixée avant deux ou trois ans, les firmes Thomson et Philips étudiant la compatibilité de leurs appareils, condition nécessaire à la réussite commerciale de ces appareils.

Le vidéodisque Thomson comporte un dispositif de lecture optique par faisceau laser, explorant par transparence les cavités du disque, alors que chez Philips on exploite le faisceau réfléchi par la surface métallique du disque.



Le disque souple a une épaisseur de 0,15 mm, pour un diamètre pouvant atteindre 30 cm, les informations sont gravées sous forme de creux de largeur constante, 0,8 micron, de longueur et d'espacement variables, compris entre 1 et 2 microns. La durée du programme peut être de 30 minutes, au maximum, avec arrêt sur image et vitesse variable.

LA PRÉSENTATION DES RENAULT 75 SOUS LE SIGNE DE L'ÉLECTRONIQUE

POUR présenter les modèles de sa gamme 1975, Renault a mis en place avec la collaboration de Thomson-CSF un véritable système de régulation de trafic qui fonctionnera pendant toute la durée du 61^e Salon de l'Automobile.

Trois postes de régulation ont été installés : aux Centres d'Essais Renault situés aux portes de Vincennes et Dauphine, et au Centre de Liaison Renault implanté porte de Versailles, près du périphérique. Celui-ci accueillera les visiteurs et assurera à l'aide de radiotéléphones la

coordination du déplacement des douze voitures en liaison dans les difficultés de la circulation parisienne.

Les matériels utilisés appartiennent à la nouvelle gamme d'émetteurs récepteurs Thomson-CSF « Copilote » destinés aux réseaux privés de tous types groupant des véhicules de livraison, ambulances, taxis, médecins, services après-vente, etc. Mis sur le marché en 1973, ces matériels ont déjà été installés sur quelque 10 000 véhicules desservis soit par des émetteurs propres à chaque entreprise utilisatrice, soit par des réseaux partagés, l'utilisation de systèmes d'appel sélectif garantissant alors la discrétion des communications.

TUBES-IMAGES COULEUR À CHAUFFAGE RAPIDE (5 SECONDES)

EN septembre 1973, R.T.C. avait mis sur le marché le tube-image noir et blanc A 31-410 W à chauffage rapide.

Au mois d'août de cette année, elle a également introduit la technique du chauffage rapide pour les tubes-images couleur fabriqués à Dreux. Ainsi, les téléviseurs couleur 110^e équipés des tubes R.T.C. vont pouvoir bénéficier progressivement des avantages de cette technique.

Le temps de chauffage d'un tube dépendant à la fois de la puissance effective du filament et du couplage thermique entre filament et cathode, c'est grâce à une faible inertie de la cathode et à une amélioration du transfert de chaleur entre filament et cathode que R.T.C. a pu, par rapport aux systèmes précédents, réduire de 72 % le temps entre l'allumage du téléviseur et l'apparition de l'image sur l'écran. En outre, la puissance effective de chauffage a été réduite de 5,7 W à 4,6 W.

Associées à un châssis entièrement transistorisé, ces nouvelles cathodes permettent d'obtenir l'image moins de 5 secondes après la mise sous tension.

Les types A 66-410 X et A 56-410 X à chauffage rapide remplacent dès maintenant les types A 66-140 X et A 56-140 X.

UNE NOUVELLE SOCIÉTÉ EST NÉE !

LE 15 octobre dernier, Korting Radio Werke et Simplex-Électronique fêtaient à la Tour Eiffel leur vingtième anniversaire de collaboration.

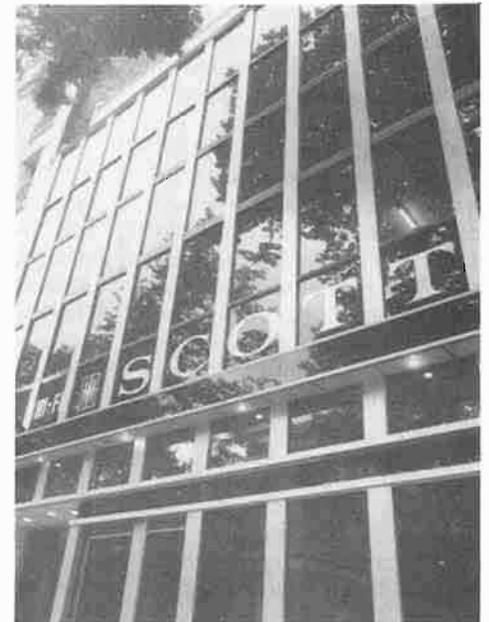
Le projet d'une association plus étroite est né ce jour-là.

Korting Radio Werke, avec plus de 4000 collaborateurs, fabrique dans sept usines en Euro-

pe : téléviseurs couleur, noir et blanc, ensembles Hi-Fi, radios, enceintes acoustiques, etc., et vient de commencer la production de laboratoires de langues, prélude à une entrée dans le domaine audio-visuel. Le développement des productions et une prochaine arrivée sur le marché de la télévision en France (dès suppression des 819 lignes), de même que l'extension des activités de Simplex-Électronique dans le domaine professionnel, ont conduit à la création d'une nouvelle société : S.I.M.E.T. (Société Internationale de Matériel Électronique et Technique), où Korting Radio Werke et Simplex-Électronique détiennent chacun 50 % des actions.

Le président-directeur-général est Claude Albustroff, déjà président-directeur-général de Simplex-Électronique.

INAUGURATION DES NOUVEAUX LOCAUX CHEZ SCOTT-ELECTRONIC FRANCE



LES lundi 23 et mardi 24 octobre, M. Gabisson, président directeur général de la Société Electronique-France et importateur des appareils haute fidélité Scott, avait convié la presse technique spécialisée et ses revendeurs à l'inauguration de ses nouveaux locaux situés 28 bis, rue Sorbier à Paris-20^e. Dans cet immeuble ultra-moderne (notre photo) nous avons été heureux de trouver un auditorium parfaitement traité acoustiquement, qui permet aux revendeurs d'apprécier, dans les meilleures conditions possibles, les nouveaux appareils de la marque, mais le plus intéressant, pour nos lecteurs, est la place que la direction a accordée au service technique et à la qualité des appareils de mesure dont elle a su équiper ses laboratoires. Ce qui lui permet d'assurer un service après-vente rapide et efficace.

Ce que nous a montré

LE VIDCOM 1974

LE Vidcom ou Marché International de la Vidéo-Communication s'est tenu récemment à Cannes ; il constitue la dernière création de M. Bernard Chevry, par ailleurs commissaire général du Midem et du Mip-T.V. qui est pour la télévision ce qu'est le Midem pour le disque.

Le Vidcom a regroupé, en fait, l'exposition de la vidéo-cassette et du vidéo-disque ou quatrième Vidca, et la deuxième exposition Micab, marché de la télévision par câbles.

En même temps ont été organisées des journées internationales d'études, dont les objectifs étaient triples : susciter les études et la réflexion à partir des besoins de formation, d'éducation, de promotion, de loisirs et de culture, constituer un forum d'expériences concrètes, permettre une confrontation internationale pour définir les procédures précises des méthodes vidéo dans les questions d'environnement, concernant ainsi la télévision par câbles déjà bien implantée aux États-Unis et en Angleterre.

Au Vidcom de Cannes on a compté 716 sociétés de 27 pays, 1143 participants ont été dénombrés, dont 459 professionnels et 123 experts, sans compter 200 journalistes, pour la plupart étrangers et, pour la première fois, on a vu employer le japonais en traduction automatique.

Le mot lui-même « Vidcom » est une nouveauté, puisque jusqu'ici il n'y avait que le Vidca, comme nous l'avons noté plus haut, marché international de la vidéo-cassette et du vidéo-disque, et le Micob, marché international de la télévision par câble. Il n'y a plus désormais qu'un même sigle général, mais l'appellation subsiste pour les journées d'études.

La télévision de demain ne doit pas être seulement un instrument de diffusion et de réception, mais un moyen d'expression et d'échange ; la véritable explosion des techniques nouvelles de communication constitue une des données de notre temps, au même titre que le développement de l'énergie atomique et du calcul électronique.

Les participants et les délégués des sociétés ont surtout essayé de définir les désirs du public et les possibilités de diffusion en matière de vidéo-communication. Il ne s'agit plus seulement d'étudier les possibilités de développement technique des matériels, ce qu'on pourrait appeler comme en informatique le hardware, mais les utilisations, les programmes, les possibilités réelles d'un marché immense, mais encore mal défini, et dont l'évolution est très lente et sera sans doute encore ralentie par la crise actuelle. C'est pourquoi, peu d'experts se sont hasardés, comme les années précédentes, à présenter des évaluations chiffrées sur les profits éventuels de cette nouvelle industrie.

Mais un vaste marché existe potentiellement, et des premiers matériels industriels existent, même si leurs prix ne les mettent pas encore à la portée du grand public ; les recherches techniques et pratiques continuent et nous voyons présenter de nouvelles solutions.

Le Vidcom 1974 a constitué par ses présentations l'année du vidéo-disque. Les professionnels de la vidéo-communication envisagent les marchés institutionnels, les entreprises, les collectivités locales, les administrations, mais le véritable marché audio-visuel grand public, leur paraît pour le moment plutôt réservé au vidéo-disque.

Certes, ces appareils ne sont encore en démonstration pratique depuis deux ans que dans de très rares manifestations ; il y a des vidéo-cassettes dans le commerce en nombre très limité, et bien rares sont les amateurs qui possèdent les appareils nécessaires pour faire apparaître les images en couleurs enregistrées sur leur téléviseur.

Il y a, dans ce domaine, un au-

tre obstacle propre à la France : le nombre relativement très faible des téléviseurs-couleurs, qui atteint péniblement deux millions d'appareils Secam, alors que l'Allemagne et la Grande-Bretagne ont en service quelque 3,5 millions de postes. Si l'on estime que le marché potentiel des vidéo-disques ou des vidéo-cassettes, est de l'ordre de 10 % des téléviseurs-couleurs en service, ce nombre est encore ainsi pour longtemps assez limité.

Dans ces conditions, quel est l'intérêt réel de ces manifestations où des techniciens et des industriels présentent leurs productions et où de nombreux experts discutent sur les développements techniques et sur les conséquences éducatives et sociales de ces nouveaux moyens de communications.

On doit pourtant se réjouir en constatant que tous les intéressés réfléchissent sérieusement et posément aux conditions d'une évolution nécessaire avant d'être pris au dépourvu par de véritables transformations. Dans quelques mois, sinon dans quelques années, on comprendra que les années présentes ont vu la naissance d'un nouveau réseau d'information et de télécommunication.

Il y a déjà, sans doute, la télévision sous des formes diverses, mais elle n'assure la communication sous sa forme publique habituelle que dans un seul sens à partir de points privilégiés. Le câble permettra de multiplier les communications dans tous les sens entre de nombreux correspondants, tandis que la cassette, le disque, le ciné-lecteur, mettront les documents audio-visuels en conserve dans le temps.

La mise au point technique s'effectue constamment avec des ralentissements inévitables, les

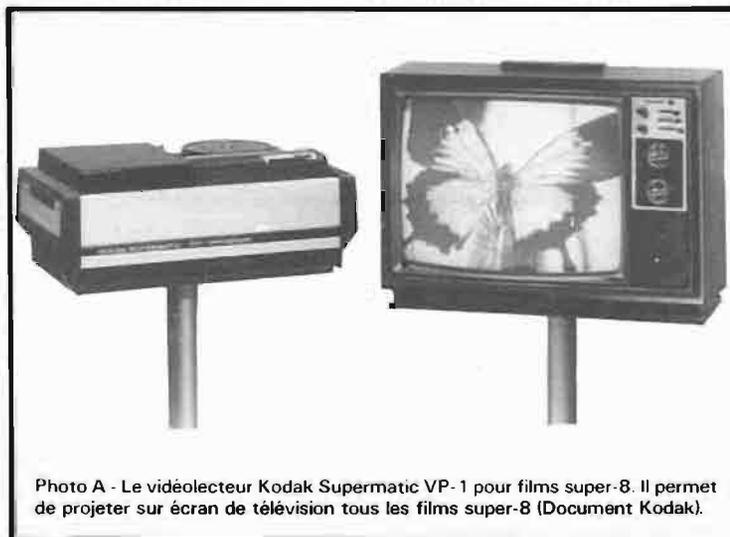


Photo A - Le vidéolecteur Kodak Supermatic VP-1 pour films super-8. Il permet de projeter sur écran de télévision tous les films super-8 (Document Kodak).

techniques se développent, et les possibilités des nouveaux marchés se précisent. De plus en plus, l'écran électronique révèle ses possibilités sous différentes formes.

TECHNIQUE ET UTILISATION

Il ne s'agit pas seulement d'établir des matériels de plus en plus perfectionnés et fiables ; il s'agit de déterminer leur utilisation. A l'heure actuelle, les professionnels de la vidéo-communication ne peuvent guère envisager que des marchés institutionnels pour les magnétoscopes et, en particulier, les vidéo-cassettes. L'extension des marchés dans le domaine grand public nécessitera encore des efforts d'imagination, tant au niveau du contenu des programmes qu'à celui de leur commercialisation. On verra sans doute une distinction de plus en plus nette sous ce rapport entre les différentes familles de vidéoscopes ; magnétoscopes à bobines ou à cassettes, vidéo-disques, et ciné-lecteurs.

Les usages de la vidéo-cassette sont, en principe, multiples mais, dès à présent, leurs emplois essentiels varient déjà selon les pays. Aux États-Unis, la vidéo-cassette est surtout adoptée pour la formation des cadres, elle favorise l'identification du personnel et l'image de marque des sociétés. Dans les banques, la vidéo-cassette s'est substituée aux journaux d'entreprises habituels, les employés peuvent ainsi assister visuellement aux réunions des conseils d'administration des sociétés.

En Suède, une étude sociologique sur la vente des vidéo-cassettes a permis de découvrir qu'un grand nombre d'acheteurs étaient professionnellement soumis au travail des 3 x 8, et ne pouvaient ainsi bénéficier des horaires classiques de la télévision.

C'est, sans doute, le Canada qui, depuis dix ans, sert de terrain d'expérience à une télévision différente, constituée par la vidéo communautaire alliant la vidéo-animation, réalisée par les usagers dans un studio local, à la télédistribution, ou télévision par câble. La vidéo-animation est déjà devenue une sorte d'école à prendre la parole et à s'affirmer ; les expériences locales réalisées pour-

raient devenir l'outil moteur d'une rénovation des programmes télévisés.

Pour promouvoir cette vidéo-animation sur le plan local, le Centre National pour l'Animation Audiovisuelle, patronné par le secrétariat d'État à la Culture, a mis, d'ailleurs, déjà à la disposition de tous ceux qui désirent faire des expériences de vidéo-animation, une douzaine d'unités techniques comportant des caméras électroniques de télévision et des magnétophones portables.

LES TRANSFORMATIONS DU VIDÉO-DISQUE

Les appareils à cassettes sont réalisés sous une forme industrielle ; mais, le prix normal des modèles couleurs pour les particuliers est de l'ordre de 5.000 F et la bande utilisable vaut quelque 500 F. Aussi, dans le domaine du marché grand public, dans un avenir plus ou moins lointain, et du côté du matériel, 1974 semble constituer l'année du vidéo-disque.

L'enregistrement des images s'effectue sur un disque, tout au moins en apparence comme pour le son, et la restitution peut se faire sur une platine relativement simple. La durée d'écoute minimale est de l'ordre de 12 minutes par face du disque, et le prix de celui-ci peut être de l'ordre de celui d'un disque audio pour 33 1/3 tours.

Mais ces systèmes de vidéo-disques sont désormais divers et les dispositifs nécessaires sont, en fait, délicats et complexes malgré la simplicité apparente de l'ensemble.

On peut distinguer, dès à présent, deux grandes catégories de lecteurs à disques, les appareils à lecture électrique ou magnétique, les premiers proposés, et les systèmes à lecture optique.

Le lecteur TED, produit en association par Telefunken et Deca, constitue le prototype de la première catégorie. Le bloc de lecture est semblable, en principe, à celui d'un tourne-disque ordinaire et la cellule de lecture comporte une aiguille, mais le disque tourne à 1500 tours/minute, ce qui pose des problèmes de stabilisation et présente des risques de rayures et de déchirures. Ce lecteur devait être commercialisé dès 1970, mais sa date de lancement a été constamment retardée, car, aux difficultés techniques se sont ajoutées des incertitudes concernant le marché auquel il s'adressait.

Le système RCA constitue un deuxième appareil de cette catégorie, dont il existe seulement des prototypes, et qui fonctionne sans contact entre le disque et le bloc de lecture. Le système semble basé sur un principe électrique, les éléments agissant sont chargés électriquement, le signal obtenu dépend de la polarisation réciproque.

La méthode vidéo-magnétique est également, en principe, très at-

trayante. Le lecteur MDR (Magnetic Dirlal Recording) d'Eric Rale développé avec le concours de Bogen ressemble à un tourne-disque classique muni d'un disque magnétique avec une cellule de lecture vidéo-magnétique fonctionnant comme celle des magnétoscopes, ce qui permet, en principe, l'enregistrement par un opérateur non spécialisé.

Les difficultés de mise au point en ce qui concerne la finesse et la précision des pistes magnétiques et la stabilisation du défilement sont évidemment très grandes. Le prix du lecteur seul serait pourtant de l'ordre de 1.500 F et le lecteur enregistreur ne vaudrait que 2.200 F, mais la durée du programme serait seulement de l'ordre de 12 minutes par face, contre 40 minutes en moyenne pour les systèmes optiques.

Ces derniers attirent spécialement l'attention. La reproduction des signaux dans ces appareils est, en effet, effectuée par laser, soit par réflexion sur le disque dans les appareils Philips et MCA, soit par réfraction, dans le procédé adopté par Thompson CSF et la société américaine Zenith.

Le résultat de la bataille industrielle et commerciale dépend des accords conclus entre les différentes sociétés multi-nationales Thompson CSF négocie avec Zenith, qui, de son côté, est en rapport avec M.C.A. et cette dernière firme est en liaison avec Philips.

Les Américains estiment qu'il est possible d'envisager d'ici à 1984 la vente de 2,8 millions de lecteurs et de 17 millions de disques, mais cette évaluation optimiste ne peut être retenue si l'on ne réalise pas, tout d'abord, une normalisation des disques.

Il y a, d'ailleurs, également des solutions originales présentées, en particulier l'Optodisc de Guy Nathan et de la Soro, dans lequel les informations sont inscrites au moyen d'un laser sur un film support, non plus en série sur un sillon, mais en parallèle, suivant, en quelque sorte, un principe adopté pour les pistes de magnétoscope. La vitesse de rotation peut ainsi être réduite à 2 ou 6 tours/minute et on pourrait prévoir un système d'asservissement simplifié permettant un prix de vente du lecteur de l'ordre de 1000 à 1500 F avec une grande facilité de duplication à prix réduit.



Photo B - Le vidéotop Beseler.



Photo C - Le nouveau magnétoscope à cassette « National » 1/2' monochrome et couleur PAL/SECAM. Durée de la bande : 30 minutes.

N'OUBLIONS PAS LE TÉLÉ-CINÉMA

Le développement possible du vidéo-disque ne doit pas faire oublier les possibilités pratiques, bien que plus limitées, du télé-cinéma, c'est-à-dire des ciné-lecteurs ou vidéo-lecteurs, qui per-

mettent d'obtenir sur les écrans de téléviseurs ordinaires les images enregistrées sur les films de cinéma.

Le télécinéma est employé constamment par la télévision, avec exploration de chaque image photographique par un spot électronique. Cette technique peut être utilisée facilement par les

amateurs ; les avantages sont évidents. Le lecteur de télécinéma ou vidéo-lecteur est relié directement au téléviseur en couleur ; il n'y a plus besoin de support pour le projecteur d'écran de cadrage ou de mise au point, de réglage de la lampe de projection. L'observation est possible en plein jour et l'image peut être transmise en

TABLEAU 1

Marques	Systèmes	Durée du programme	Prix approximatif de l'appareil et du disque	Fabricants
TED	Électro-mécanique	10 à 12 mn	2000 F 20 à 60 F	Telefunken Decca
RCA	Électro-mécanique électrique	45 mn	Pas encore	R.C.A.
MDR	Magnétique	2 x 12 mn ou 2 x 24 mn	1500 F 20 à 60 F	Rabé Bogen
VLP	Opto-électronique	45 mn	5000 F 20 à 60 F	Philips
Discovision	Opto-électronique	40 mn	2500 F 20 à 60 F	MCA
Thomson CSF	Opto-électronique	20 à 60 mn	3000 F 20 à 60 F	Thomson CSF
Zénith	Opto-électronique	20 mn	1500 F 20 à 60 F	Zénith
Optulix	Opto-électronique	30 mn	1000 à 1500 F 20 à 60 F	Sepo Soro
Digital Recording	Opto-électronique	30 mn	1000 F 20 à 60 F	Northwest Laboratoires

même temps à plusieurs téléviseurs dans un même appartement ou dans le même immeuble.

Des ciné-lecteurs Kodak ont été réalisés dès 1973 suivant le codage américain NTSC ; un appareil Thomson CSF présenté à Cannes doit être mis en vente au printemps prochain pour le codage Secam. Il permet d'obtenir une image remarquable avec des films super-8, malheureusement le prix demeure élevé et du même ordre que celui des vidéo-cassettes, c'est-à-dire de 7.000 F.

Nous voyons, enfin, dans le domaine de l'audiovisuel réaliser des appareils de principe plus simple et moins coûteux qui sont, en quelque sorte, des combinaisons des projecteurs de cinéma ou de diapositives avec des dispositifs de télévision. Ce sont des appareils comportant un boîtier ayant l'apparence de téléviseurs portatifs, mais avec un écran optique translucide optique, et non un écran électronique du type cathodique et, à l'intérieur, se trouve simplement un projecteur compact efficace de format réduit qui projette les images sur l'écran.

Ce dispositif pratique met à la disposition des écoles et des sociétés qui veulent former leurs personnels un procédé audiovisuel commode et efficace et, dès maintenant au point. La bande de son sur une micro-cassette est indépendante du film couleurs contenu dans une autre cassette, ce qui permet avec un même film de réaliser des commentaires en plusieurs langues, et d'adapter des commentaires à des niveaux différents.

La bande sonore porte en marge des « tops » de commande qui déterminent à volonté, soit l'arrêt du film sur une image, soit sa remise en marche, soit deux vitesses de ralenti, soit une vitesse accélérée. Le commentaire peut être ainsi aussi long qu'on le veut sans exiger la projection d'un film long et coûteux. L'appareil est non seulement lecteur, mais enregistreur, ce qui permet de réaliser tous les commentaires qui ne dépendent pas de la longueur du film.

Plusieurs milliers de ces appareils Vidéo-top ont déjà été commandés par l'armée américaine pour servir à la formation des recrues, et il y a là, tout au moins, une solution pratique et efficace de l'appareil audiovisuel moderne.

P.H.

LE TELEVISEUR 'SUPER COLOR' GRUNDIG

1. télécommande manuelle des téléviseurs couleur

IL faut bien se garder de sourire devant la contradiction évidente : « Télécommande à distance ». Cette télécommande peut, en effet, se présenter sous différentes formes la plus élémentaire consistant à modifier la fréquence « lignes » à partir du train d'impulsions de synchronisation « lignes » envoyé par l'émetteur (1). Le système est courant dans les téléviseurs. Une autre forme de télécommande fut longtemps employée par une marque de téléviseurs aujourd'hui disparue : elle se pratiquait au moyen d'un faisceau lu-

mineux qui frappait une cellule photo-électrique placée devant les téléspectateurs. On se bornait à changer de chaîne et à éteindre le téléviseur.

Enfin, bien que le terme « télécommande » soit parfaitement impropre, nombre de téléviseurs ont, pour cette besogne, un fil à la patte, la pseudo-télécommande consistant à déplacer les réglages principaux dans une petite boîte reliée au téléviseur par un câble !

La véritable télécommande - que l'on peut qualifier « à distance » - ne requiert aucune liaison matérielle mais ne doit pas se bor-

ner à changer de chaîne ou à éteindre le téléviseur ; elle doit aussi modifier les conditions de fonctionnement du téléviseur. Il faut donc émettre des informations précises, d'où l'emploi d'un système codé n'interférant pas avec les ondes usuelles de radio ou de télécommunication.

Le procédé le plus employé parce que le plus fiable, eu égard à la relative simplicité du montage, utilise des fréquences étalées dans la gamme des ultra-sons et dont l'existence, intégrée dans le temps, a une signification précise.

Nous prendrons pour exemple

le circuit du « Super Color » Grundig, abondamment décrit dans une remarquable brochure fournie par cette firme et dont nous allons développer, ci-après, l'essentiel.

SYSTÈME DE BASE

Le procédé de commande à distance s'intitule Téli-dirigent chez Grundig. Le système de base est représenté figure 1 : il se compose

(1) Voir le Haut-Parleur n° 1465 d'août 1974.

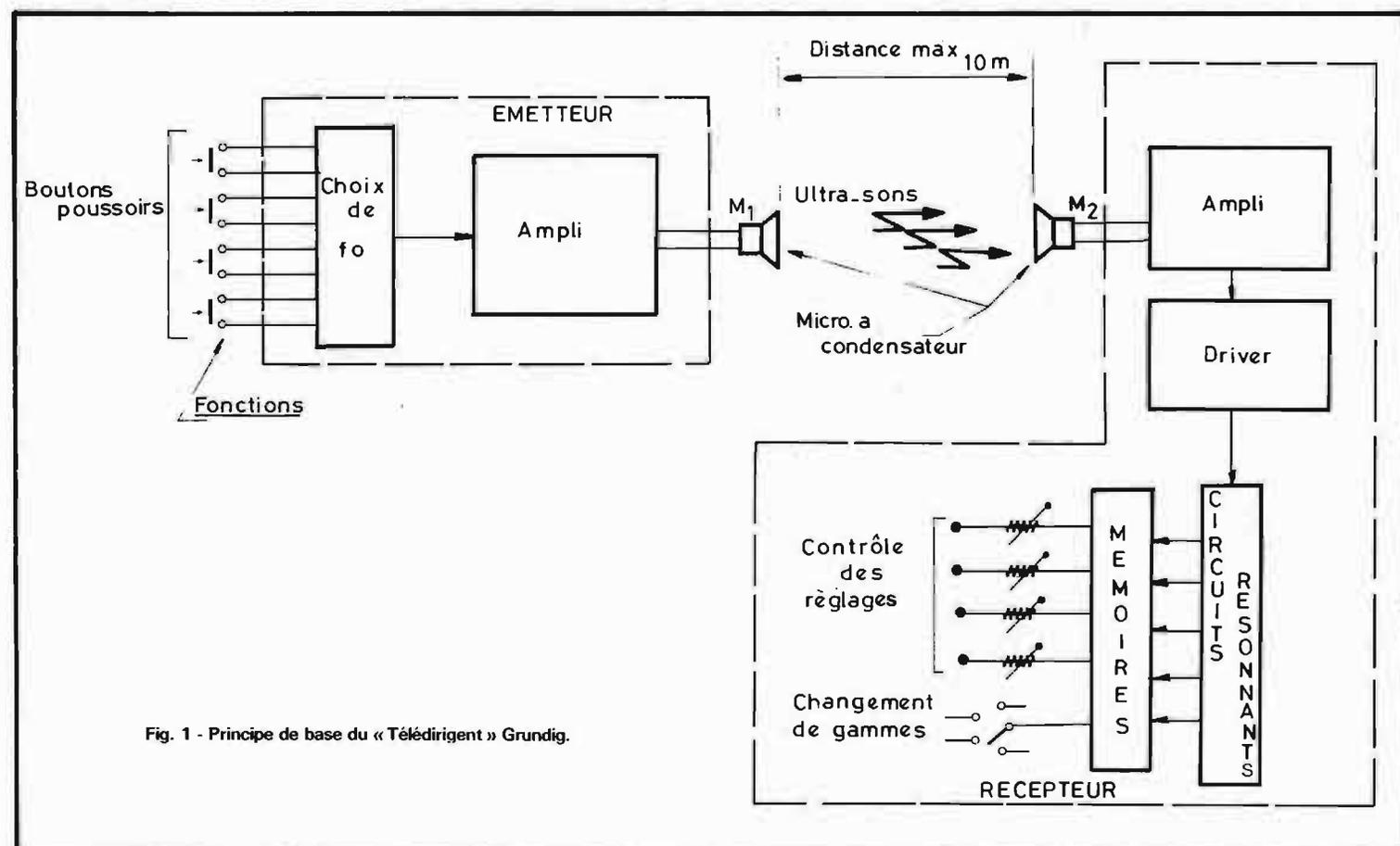
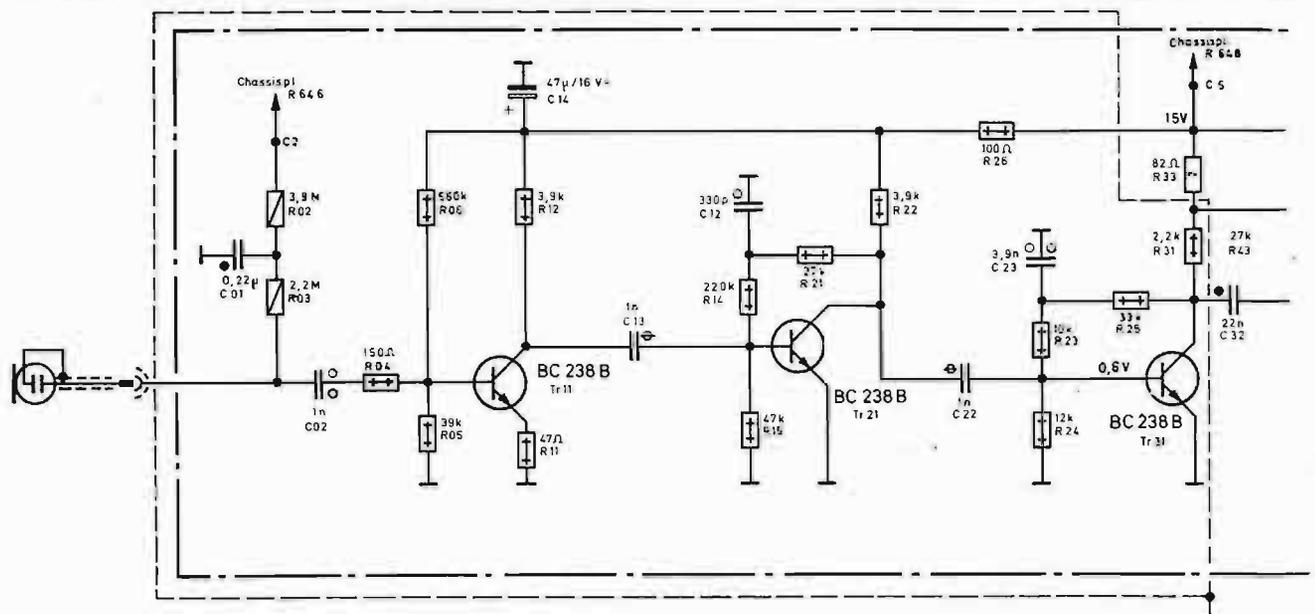
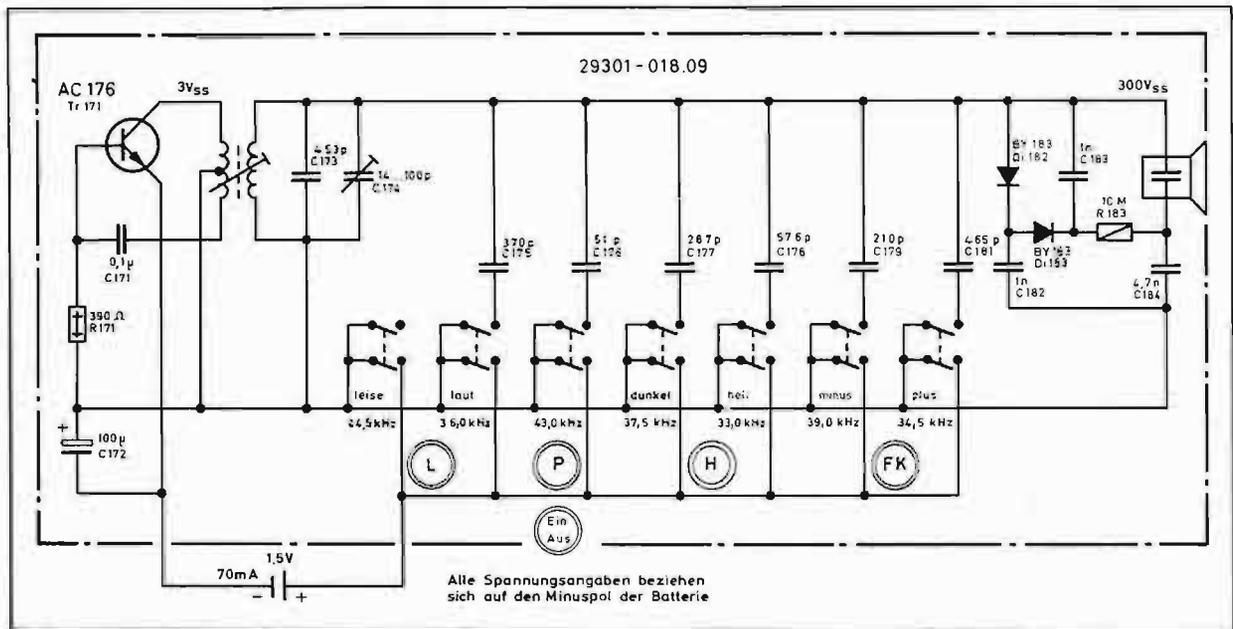


Fig. 1 - Principe de base du « Téli-dirigent » Grundig.



Ultra - Schallgeber 29622 - 003.09



d'un émetteur d'ondes ultrasoniques générées par un microphone à condensateur M_1 fonctionnant comme un haut-parleur. Un second microphone, identique au précédent, recueille, à une certaine distance, les ondes émises. Un amplificateur, suivi d'un étage « driver », attaque des circuits résonnants qui mettent en évidence la séquence envoyée et la transforment en un courant proportionnel destiné à la commande correspondante. La fréquence est choisie par un bouton-poussoir placé sur la boîte émettrice. Le temps pendant lequel cette opération est maintenue détermine la

modification d'état de réglage. Il y a donc nettement deux fonctions liées : **la fréquence émise et la durée de cette émission.**

La mémoire intègre donc cette séquence comme un paramètre essentiel et la conserve après qu'on ait cessé d'appuyer sur la touche correspondante. Le changement de chaînes ne requiert, quant à lui, aucune intégration puisqu'elles se commutent dans un ordre pré-établi : 1, 2, 3, etc... à chaque pression de la touche correspondante. Cette pression doit se faire pendant un court instant, car, maintenue assez longtemps,

cette touche coupe le fonctionnement en maintenant « en éveil » le téléviseur qui ne consomme plus d'énergie. Une nouvelle pression et l'appareil se remet en route.

SYSTÈME ÉMETTEUR

Le montage émetteur utilise un classique oscillateur de type Hartley (voir partie A du schéma général de la figure 2) mais dont le bobinage recèle un secondaire N_s , élévateur de tension, délivrant des crêtes de 150 V. Or, pour ali-

menter le microphone à condensateur, il faut prévoir une tension plus grande. Pour remédier à ce défaut, on fait suivre un doubleur de tension analogue à ceux que l'on utilise dans les alimentations « secteur ». Les séquences atteignent 300 V et permettent une portée d'une dizaine de mètres (voir schéma équivalent figure 3). La pile d'alimentation n'est que de 1,5 V. Sa durée de vie peut atteindre un an, car, pour 0,5 V de tension résiduelle, l'oscillateur Hartley fonctionne encore. La raison en est évidente : le transistor utilisé est de type Germanium, dont la tension VBE n'excède pas

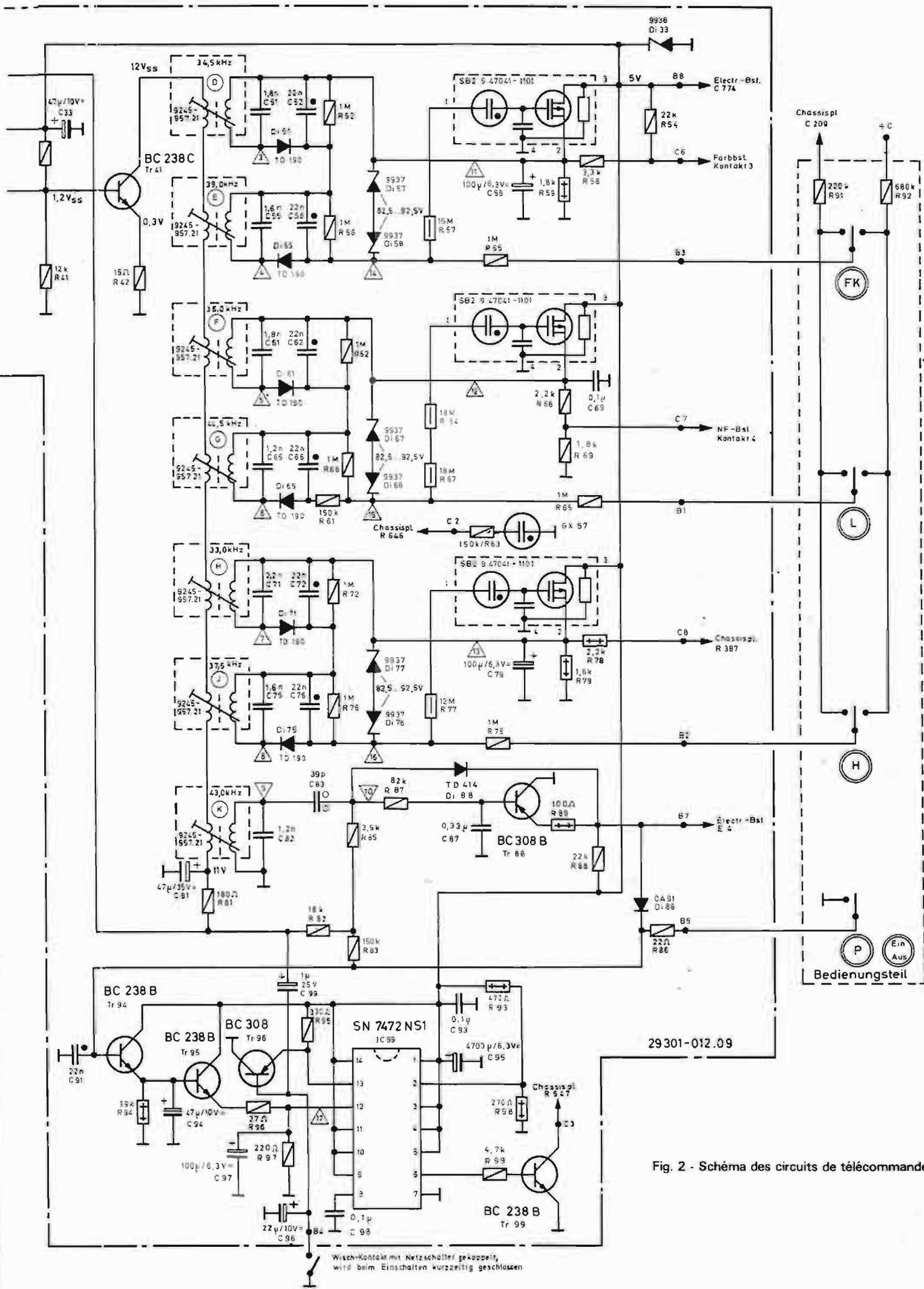


Fig. 2 - Schéma des circuits de télécommande

Wissen-Kontakte mit Netzschalter gekoppelt, wird beim Einschalten kurzzeitig geschlossen

Le choix de la fréquence de repos (44,5 kHz : fig. 2) s'opère pour la réduction du volume son, en appliquant la tension d'alimentation. Les fréquences inférieures, qui agissent sur la commutation de programme et sur les réglages de contraste « couleur » de luminosité sont créées en ajoutant des capacités en parallèle sur le condensateur d'accord normal (7 fréquences représentées dans le tableau A).

Les inverseurs représentés figure 2, sont autant de boutons « poussoirs » correspondant aux manœuvres suivantes : (voir photographie)

— 1 touche large pour le changement de programme et la mise en éveil (interruption temporaire) du téléviseur.

— 3 touches réduites pour la réduction du paramètre.

— 3 touches réduites pour l'accroissement du paramètre.

Ces paramètres sont cités au-dessus : luminosité, contraste « couleur », puissance « son ». La réduction est repérée par un signe « moins » ; l'augmentation par le signe « plus ». La touche large possède l'indication « arrêt-marche ».

CIRCUIT RÉCEPTEUR

Le microphone récepteur reçoit des ondes entretenues pures d'amplitude variant avec la dis-

tance le séparant du module émetteur, de fréquence porteuse différente selon la fonction mise en jeu et de durée variable en rapport avec la modification d'état souhaitée.

La variation d'amplitude en fonction de l'éloignement est un défaut que nous pouvons supprimer en munissant le récepteur d'un limiteur. En fait le circuit récepteur comporte en entrée une suite de trois transistors T_{R11} , T_{R21} , et T_{R31} (figure 3 et détail : figure 2) amplifiant en aperiodique, avec un gain global de 100 dB, mais ne pouvant donner, en sortie, que le signal de crête à crête, permis par la tension d'alimentation du dernier étage T_{R31} . On a donc un écrêtement qui coupe la réception au-dessus d'un certain niveau et ne conserve que la fré-

quence porteuse et sa durée d'existence, paramètres essentiels pour la télécommande.

Le transistor T_{R41} attaque en puissance les circuits accordés dont tous les primaires sont placés en série dans le circuit collecteur (figures 2 et 3). La fréquence émise à un instant donné n'excite qu'un pot ferrite à la fois, car la sélectivité en est suffisamment grande pour que la commande ne réagisse pas sur plusieurs circuits accordés. En effet, le coefficient de qualité s'élève à 80 et pour une porteuse de 44,5 kHz - par exemple, la plus forte - la bande passante à - 3 dB n'est que de : (voir figure 5)

$$B_p = \frac{44,5}{80} = 0,555 \text{ kHz}$$

Comme les porteuses de commande sont toutes éloignées l'une de l'autre de 1,5 kHz au moins, aucune « bavure » n'est à craindre : voir les fréquences affichées sur les différentes figures et dans le tableau A.

Pour parachever la séparation, lors des commandes en « plus » et en « moins » des fonctions voisines, les fréquences choisies sont suffisamment écartées. Exemple : commande du volume : **plus fort** : 36 kHz ; **moins fort** : 44,5 kHz. L'écart est de 8,5 kHz ! La protection est donc suffisante. Les conditions initiales de résonance ne sont possibles que si le téléviseur est correctement synchronisé car, lorsque l'oscillateur « lignes » passe, à la mise en route, sur 14 333 Hz (fréquence normale : 15 625 Hz en 625 l), l'harmonique 3 de cette composante enclenche sur 43 kHz, la chaîne qui fait disparaître éventuellement cette porteuse. On revient donc obligatoirement à la première chaîne car la porteuse « lignes » de 20 475 Hz n'interfère, tant en fondamentale qu'en harmoniques, sur aucun accord prévu par les pots de ferrite. Leur sélectivité élimine les autres harmoniques (figure 5).

COMMANDE DE LA MÉMOIRE

Lorsque les pots de ferrite sont excités, ils fournissent une séquence d'amplitude constante qu'une détection transforme - dans un sens donné - en tension continue de commande. Les commandes « plus » engendrent une tension positive ; les commandes « moins », une tension négative ; mises bout à bout, ces deux tensions s'opposent, car les deux détections sont bien placées en série,

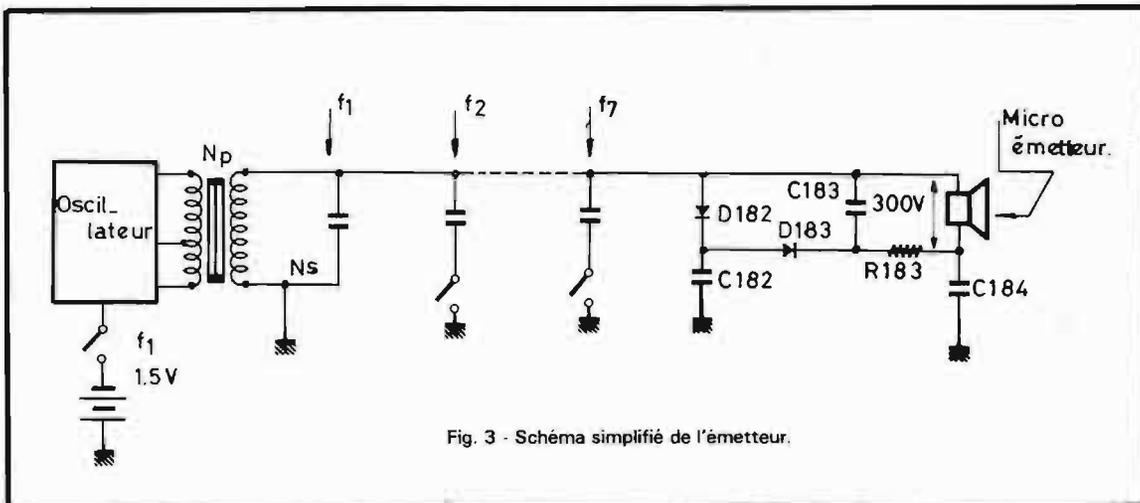


Fig. 3 - Schéma simplifié de l'émetteur.

TABLEAU A

CONTRÔLE DES TENSIONS DE FONCTIONNEMENT DES PLATINES DE TÉLÉCOMMANDE

Touches	Fréquences (kHz)	Signal sur micro-émetteur	Signal de commande sur platine réceptrice	
			Connexions	Tensions
Contraste « Couleur »	39		C6	4,5 0 V
	34,5			0 5-5 V
Volume « Son »	44,5	300 à 400 V _{cac}	C7	2,7 1,2 V
	36			1,2 2,7 V
Luminosité	37,5		C8	5 0 V
	33			0 5 V
Sélection du programme	43	300 à 500 V _{cac}	Sortie Touche relâchée Touche appuyée	sur B7 : 3,5 5 V
	43			0,5 V
Marche En attente	43 43		C3	15 V

Tension de polarisation du micro : environ ± 220 V

mais les diodes, inversées, inversent aussi les tensions détectées. Des diodes zener limitent la tension supérieure. Cette tension de commande alimente le module de mémoire qui emmagasine la tension de repos pendant environ 300 heures. Cette opération s'effectue grâce à un condensateur C de $1 \mu\text{F}$ placé dans le circuit de « porte » d'un transistor MOS (voir figure 6). Comme la résistance de cette porte fait 10^{12} Ohms, une tension emmagasinée par le condensateur conserve 90 % de sa valeur initiale pendant théoriquement :

$$\Delta T = \frac{1}{10} \theta = \frac{1}{10} RC$$

$$= \frac{10^{12} \cdot 10^{-6}}{10} = 10^5 \text{ s}$$

Ce qui fait $\frac{10^5}{3600} = 28 \text{ h}$

c'est-à-dire, plus d'une journée. Si, d'une journée à l'autre, la tension de commande conservée par C baisse un peu trop, ou si l'on veut, au cours d'une émission, modifier les conditions de fonctionnement par l'action des touches de télécommande, le néon placé en série avec le transistor s'amorce et le condensateur prend la valeur imposée par les détections ci-dessus. Les modifications d'état peuvent se faire sur le récepteur lui-même, en appuyant sur les manettes F_K, L, H, P. Cette manœuvre dispose vers C une source positive ou négative (selon le sens de la modification de réglage à travers $1\text{M}\Omega$); la constante de temps s'élevant à 1 s ($10^6 \times 10^6$), il faut attendre quelques instants avant d'obtenir la modification souhaitée.

Le néon, éteint, a pour fonction d'isoler le condensateur « réservoir » C, quand la tension à ses bornes a atteint une valeur voisine de celle de commande. Sa résistance interne, voisine de l'infini, lorsqu'il est éteint risque de diminuer considérablement sous l'effet de la lumière; il n'est donc pas conseillé d'éclairer ce composant. Dans le même esprit d'isolement, les connexions et les composants du module « mémoire » sont enrobés par le constructeur dans une imprégnation moulée.

Au contraire, pour éviter à l'utilisateur un retard dans les réactions de la télécommande, lors d'une modification de fonctionne-

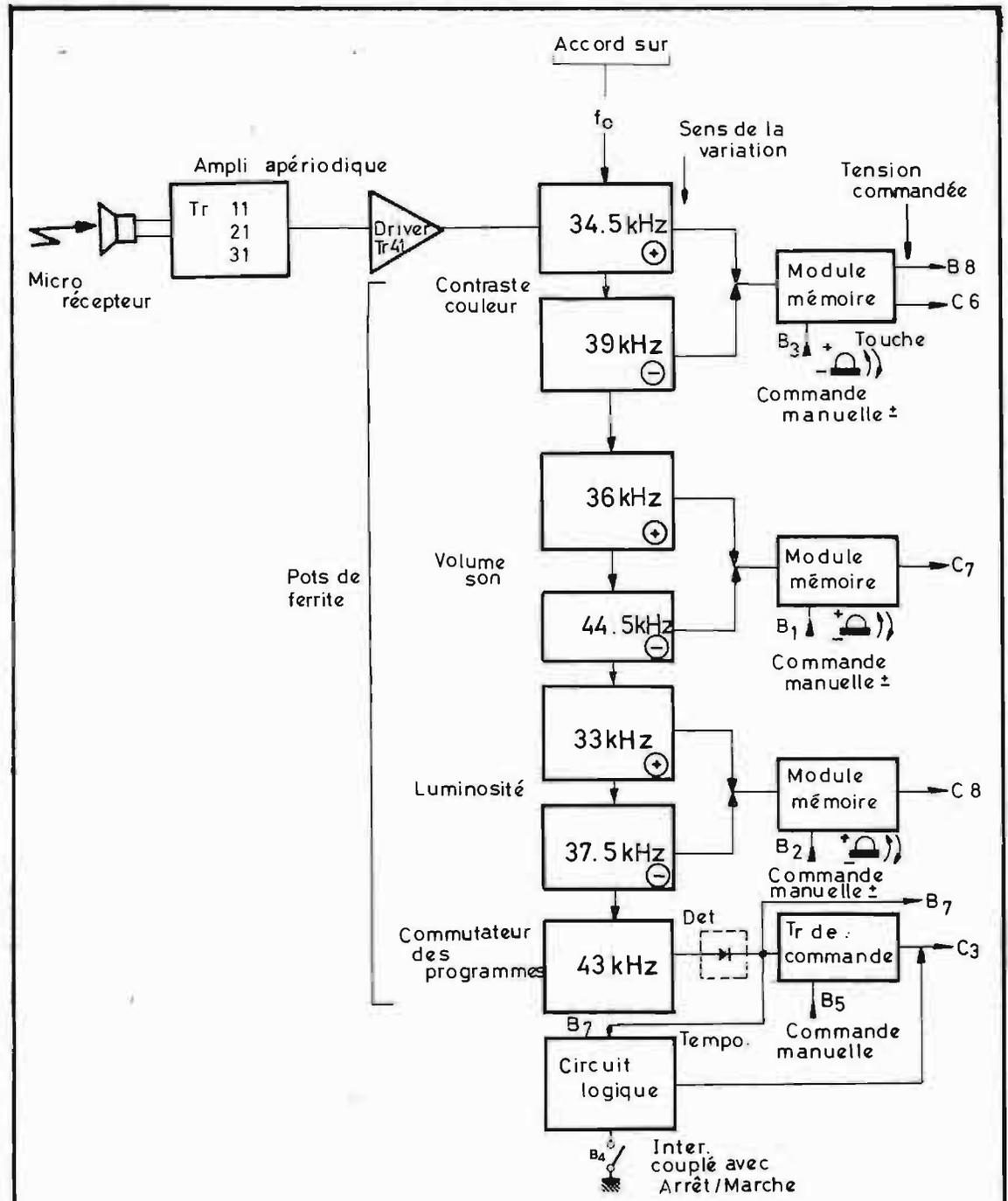


Fig. 4 - Schéma de principe du circuit récepteur de télécommande

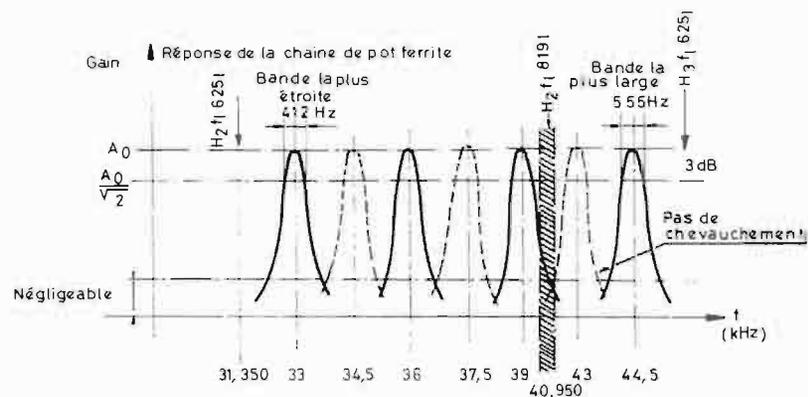


Fig. 5 - Courbe de réponse des pots fermés assurant la détection des ondes émises.

COMMANDE À DISTANCE « MARCHÉ-ARRÊT »

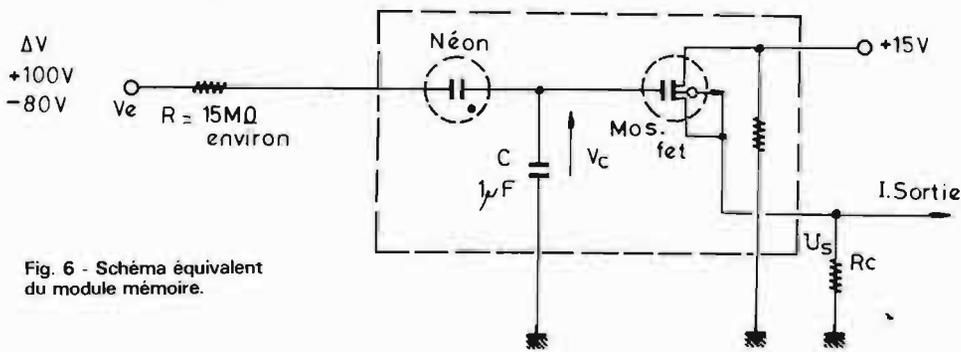


Fig. 6 - Schéma équivalent du module mémoire.

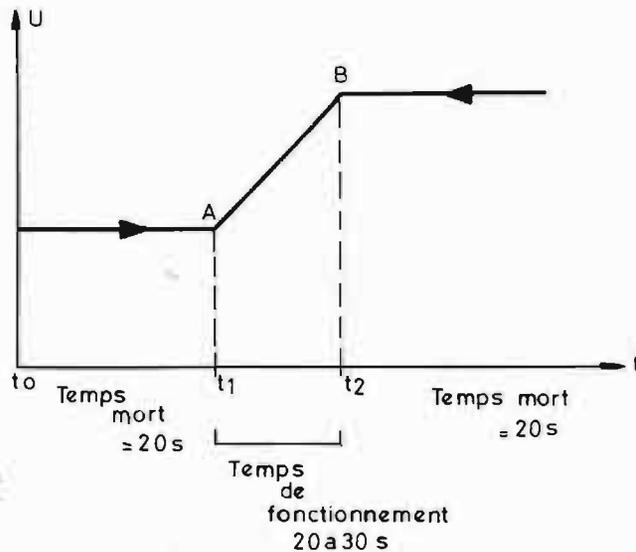


Fig. 7 - Constantes de temps de réglage amont-aval.

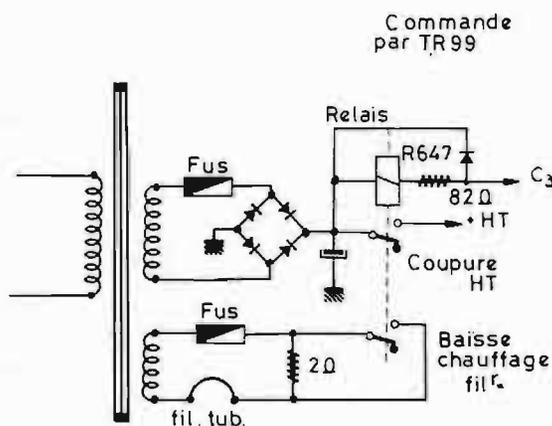


Fig. 8

ment, ou à la mise en route, une lumière, créée par un néon supplémentaire (G X 57), accélère l'amorçage des néons. Sans cette précaution, un néon amorcé dans l'obscurité met plusieurs dizaines de secondes avant d'avoir une résistance nulle. Un autre délai peut survenir lorsque la tension déli-

vrée par les détections est nulle ; pour atteindre, par exemple, les tensions de zener, il faut attendre que les charges ou décharges s'opèrent et des temps morts de 20 s encadrent les laps de temps de 20 à 30 s réservés au fonctionnement. Arrivé dans la région AB (fig. 7), la réponse aux comman-

des est presque instantanée.

La commande aux circuits du téléviseur s'opère par l'action d'un courant I_s ou par la variation de la tension V_s ; en somme, le module « mémoire », agit, soit comme un potentiomètre, soit comme un rhéostat.

Reprenons le cas du changement de programme ; la touche « marche-arrêt » engendre une séquence de 43 kHz.

La détection qui suit le circuit accordé correspondant est placée en parallèle sur le montage collecteur commun TR 88 ; l'apparition du 43 kHz (réception courte dans le temps) débloque ce transistor dont la tension d'alimentation se retrouve aux bornes de R88 et la sortie B7 se voit descendre au niveau de la masse. Signalons que la même opération se pratique en actionnant la touche P, qui met la diode DI86/OA91 à la masse. Sur le téléviseur, un relais entre autres circuits, s'enclenche, modifiant les constantes de fonctionnement des bases de temps et les bobinages de réception VHF/UHF (voir plus loin).

En maintenant le poussoir appuyé plus de 2 s, le récepteur se place automatiquement en position d'attente (ou d'« éveil »). L'ensemble des transistors TR94 à 96 et le micro-circuit SN7472NS1 sature, au bout d'un temps suffisant (retard supérieur à 2 s), le transistor BC 238 B (TR99) qui enclenche le relais de l'alimentation, (voir la figure 8). A ce moment là, les tensions d'alimentation sont coupées et les filaments du tube cathodique ne sont plus alimentés que par 5 V, la résistance RGOS de 2Ω étant, alors, en série.

Par ailleurs, le microrécepteur (figure 2) est relié à -100 V, ce qui neutralise toute réception.

Si au contraire, on appuie pour rallumer l'appareil, au bout de 2 s « image » et « son » apparaissent de suite. La plaquette électronique enclenche le programme 1 - celui de la première chaîne.

Mise en route générale. La mise en route enclenche la première chaîne de télévision, après une succession de mise en état des circuits précédant le circuit intégré IC99.

L'interrupteur d'alimentation est combiné avec un second qui ramène le point B4 à la masse pendant un court instant. Dans ce cas, la base de T96 se retrouve à la masse.

La broche 13 du microcircuit IC99 (entrée PRESET), passe au niveau zéro. Cette disposition se

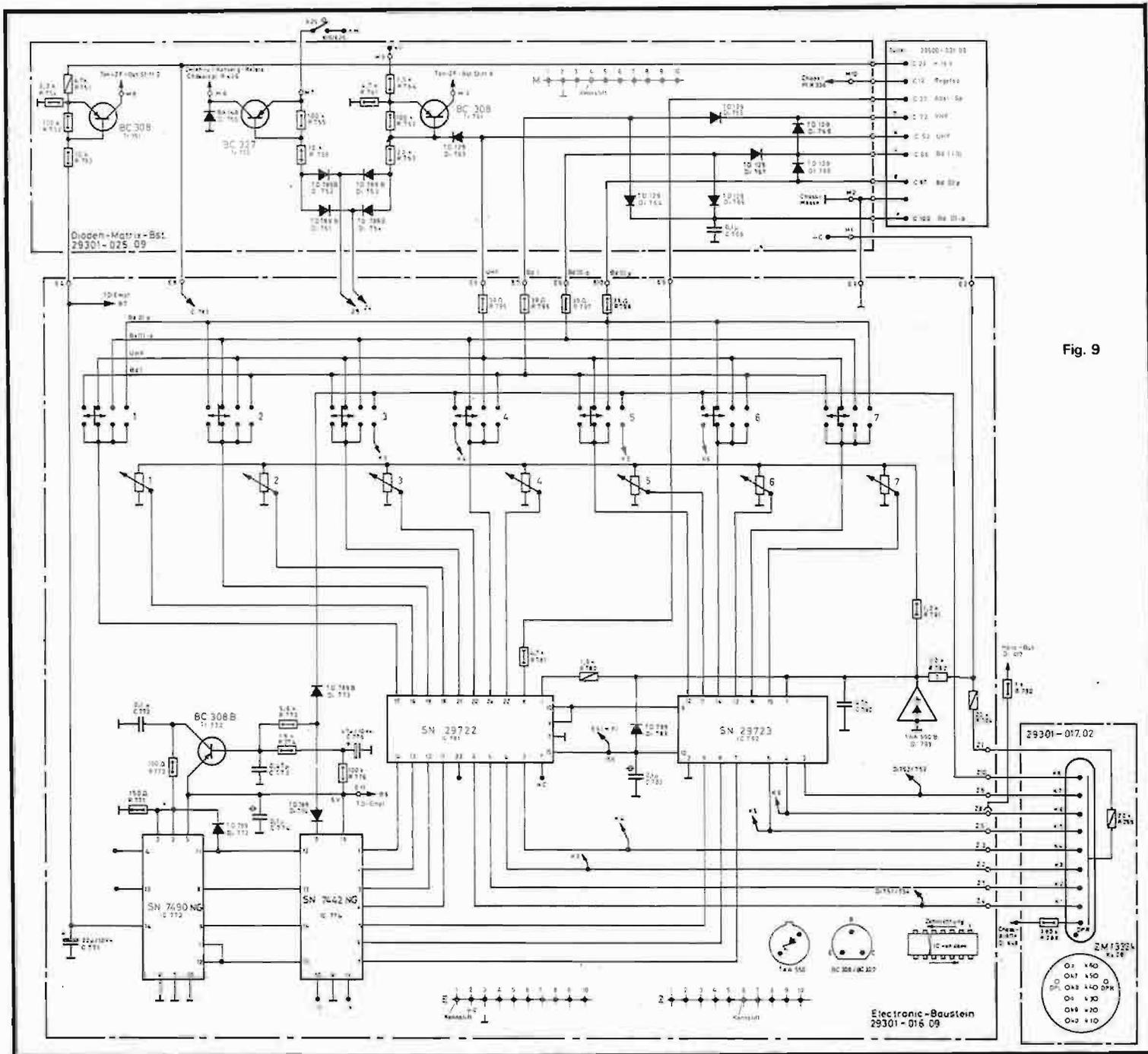


Fig. 9

maintient jusqu'à ce que l'état Q apparaisse sur la sortie 6.

Pendant ce temps, T96 est conducteur et il le reste lorsque l'interrupteur combiné à celui de l'alimentation s'ouvre jusqu'à ce que le condensateur C96 soit chargé. Cette charge terminée, T96 se bloque et la tension sur la broche 13 passe à l'état haut (+ 5 V) alors que toutes les autres entrées du CI99 (« clear » - broche 2 - « horloge » - broche 12) avaient déjà atteint le niveau « haut ». La sortie 6 présente alors un niveau « bas » qui bloque TR99 et envoie à la platine électronique l'impulsion de commande qui doit enclencher le programme désiré.

Quant aux tensions prises par les sorties B₇ et C₃ à C₈ du récepteur, on pourra remarquer, tableau A, qu'elles s'apparentent, elles aussi, à des niveaux logiques 0/5 V.

PLATINE ÉLECTRONIQUE

Le « Super Color » Grundig possède un indicateur néon numérique Nixie. Son attaque demande une logique codée en rapport avec les positions prises par les contacts 1^{re}/2^e/3^e chaînes commutés par la télécommande.

La platine électronique de la figure 9 recèle toutes les combinai-

sons souhaitables. Nous allons résumer son fonctionnement.

Les circuits intégrés IC772 et IC774 reçoivent et traduisent sous forme d'un échelon, décalable sur un registre, les diverses sollicitations de la touche de changement de chaîne. Le registre à « décalage » - sorte de compteur - alimente les deux derniers circuits intégrés montés en décodeurs précédant le Nixie. Ces circuits se trouvent, par ailleurs, conditionnés par une **logique combinatoire** imposée par les contacteurs 1 à 7 déterminant le choix du standard et que l'installateur manipule, une bonne fois pour toutes, dans une trappe accessible.

La commutation des bobinages UHF/VHF et des filtres conformateurs de bande est faite par le truchement des diodes polarisées, montées comme le montre le circuit de matricage relié aux manettes du combinatoire à quatre positions.

Roger Ch. HOUZE
professeur à l'E.C.E.

Bibliographie :
brochures Grundig.

Prochainement : Banc d'essai du « Super Color » Grundig

les enceintes ACOUSTIQUES

LE but essentiel de cet article est d'essayer de faire le point sur les enceintes acoustiques modernes les plus employées.

Un but secondaire est d'aider le lecteur à réaliser lui-même l'enceinte acoustique de son choix convenant aux types de haut-parleurs utilisés, et de le guider pour l'éventuelle mise au point de l'enceinte.

Nous examinerons successivement les deux types d'enceintes les plus répandus :

1) L'enceinte « Bass Reflex » dont l'avantage est d'offrir une excellente reproduction du registre « graves », mais dont l'inconvénient est parfois d'être un peu encombrante ; en stéréophonie, il faut deux enceintes...

2) L'enceinte close, certainement moins encombrante, mais moins apte à reproduire fidèlement les extrêmes graves ; ce type d'enceintes nécessite l'emploi de haut-parleurs dont la suspension de la membrane est extrêmement souple, et est probablement plus délicat à bien mettre au point que la précédente.

GÉNÉRALITÉS

Aussi bon que soit un haut-parleur, la reproduction en haute fidélité des sons ne peut se faire que par la combinaison judicieuse de ce haut-parleur avec un bon baffle, lequel, pour des raisons d'encombrement, est devenu maintenant une enceinte acoustique ; mais l'un comme l'autre tendent à remplir la même fonction.

Lors du fonctionnement d'un haut-parleur, le son émis provoque des variations de pression d'air. Par déplacement de la membrane, l'air se trouve alterna-

tivement comprimé et raréfié tout autour d'elle ; la pression locale varie avec les ondes sonores. Les vibrations de la membrane engendrent de cette façon des ondes sonores à l'avant et à l'arrière de cette membrane. Malheureusement, ces deux ondes sont de « caractères » opposés, puisque si l'avant du cône provoque une compression d'air, il y a une dépression à l'arrière. Il faut donc séparer ces deux ondes sonores et empêcher qu'elles se rencontrent ; car, s'il n'en est pas fait ainsi, elles vont tendre à s'annuler. Ceci n'intéressant que le voisinage immédiat du haut-parleur, aux fréquences basses.

« Baffle » est, à l'origine, un verbe pour lequel le dictionnaire anglais donne la définition suivante : déjouer les efforts par l'interposition d'obstacles. Cette définition explique parfaitement et clairement le rôle d'un baffle dans le fonctionnement d'un haut-par-

leur, notamment lorsqu'il doit reproduire des fréquences sonores très basses. Le but est donc de créer un obstacle entre les ondes avant et les ondes arrière de la membrane du haut-parleur, d'empêcher qu'elles se rejoignent et s'annulent.

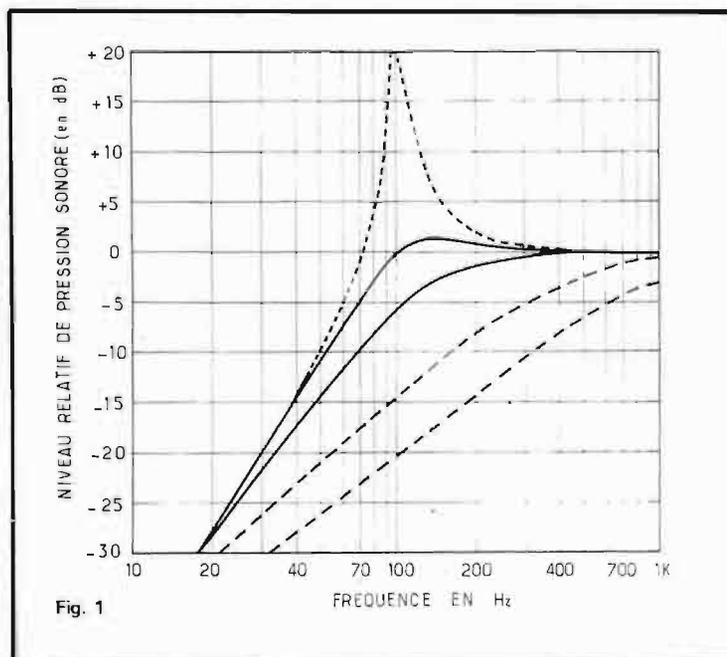
Certains baffles ou enceintes acoustiques assurent la séparation avant-arrière pour toutes les fréquences du registre sonore ; d'autres n'effectuent cette séparation que pour une certaine bande de fréquences de ce registre ; d'autres, enfin, opèrent un changement de phase des ondes arrière et les renvoient à l'avant où elles contribuent au renforcement des ondes avant (mais ceci n'est valable que pour une étroite bande de fréquences).

Le baffle est donc un coupleur acoustique et, comme dans tout coupleur, il convient d'adapter le générateur (le haut-parleur) à la charge (l'air).

Un point important dont il faut se souvenir est que, lorsqu'un haut-parleur est monté dans son baffle, le principal facteur déterminant la fréquence inférieure de coupure est la fréquence de résonance (fréquence de résonance principale) de ce haut-parleur, ou sa fréquence de résonance dans le baffle, ou même une nouvelle fréquence de résonance créée par la présence de l'enceinte. L'idée que toute résonance est mauvaise et doit être combattue, est inexacte. Bien que certaines résonances puissent amener des problèmes, les résonances fondamentales du haut-parleur et de l'enceinte, lorsqu'elles sont convenablement situées et contrôlées, feront passer de mauvaises à bonnes les performances aux fréquences très basses.

Ceci est illustré par les courbes de la figure 1 qui représentent la réponse aux fréquences basses de divers haut-parleurs montés dans un baffle infini ou une enceinte close. Notons bien que l'échelle verticale représente les niveaux relatifs de pression. Les courbes en traits pleins correspondent à la reproduction fournie par des haut-parleurs de bonne qualité ; la courbe faite de points représente celle d'un petit haut-parleur bon marché. Les courbes faites de tirets illustrent ce qui peut se passer lorsque la résonance est « freinée » au hasard.

Les performances aux fréquences basses d'une combinaison HP + baffle sont déterminées uniquement par la fréquence et la force de la résonance. C'est ainsi que rien n'accroîtra la reproduction sonore à 40 Hz (dans le cas de notre exemple), sauf une diminution de fréquence de la résonance, ceci ayant tendance à déplacer les courbes vers la gauche. Une aug-



mentation de cette fréquence dé-
placerait au contraire les courbes
vers la droite.

ENCEINTES « BASS REFLEX »

Ces types d'enceintes acousti-
ques sont des coffrets-clos, mais
comportant une ouverture (ou
évent). Il semble bien qu'il s'agisse
là, dans ses diverses variantes,
du type d'enceinte le plus répandu,
voire le plus apprécié.

Dans cette enceinte, on met à
profit l'inertie de l'air, c'est-à-dire
le fait que l'air ne se met pas en
mouvement instantanément, parce
qu'il est compressible et extensible.
Si on ajuste le volume d'un
coffret de telle sorte que sa fréquence
de résonance soit exactement
égale à celle du haut-parleur
à l'air libre, la masse d'air interne
mise en mouvement par le déplacement
de la membrane va se mouvoir en
opposition de phase par rapport au
déplacement de la face arrière de
cette membrane ; ce qui aura pour
effet de faire entrer l'air dans le
coffret par l'ouverture lorsque le
cône reculera, et de le faire sortir
lorsque le cône avancera... alors
qu'a priori, le contraire eut sem-
blé plus logique ! L'effet de freinage
de la membrane à la résonance
(ou effet d'anti-résonance) se trouve
donc accru.

En vérité, la théorie du fonc-
tionnement de l'ensemble est un
peu plus compliquée, mais nous
ne voulons pas entrer dans les
détails ici.

Il existe, nous l'avons dit, de
nombreuses variantes de l'enceinte
« bass-reflex », variantes rési-
dant surtout dans la forme générale
du coffret et dans l'évent (sa
découpe, sa disposition, son em-
placement).

La simple ouverture de l'évent
classique, c'est-à-dire ouverture
de forme rectangulaire, peut être
complétée intérieurement par un
conduit appelé « tunnel d'accord ».
Ce dernier permet généralement
de diminuer la fréquence de résonance
de l'enceinte pour des dimensions
données, ou si l'on préfère, de
diminuer les dimensions de l'enceinte
pour une fréquence donnée.

En résumé :

a) L'enceinte du type « bass-
reflex » remplit évidemment par-
faitement son rôle de baffle sépa-

Type du haut-parleur	Dimensions du haut-parleur (cm)	Type de l'enceinte sans tunnel	Type de l'enceinte avec tunnel	Dimensions de l'ouverture O (mm)	Espacement E (mm)
circulaire	17	BR 60	BR 60	148	85
circulaire	19	BR 60	BR 60	170	95
circulaire	21	BR 105	BR 80	192	105
circulaire	24	BR 150	BR 115	222	120
circulaire	28	BR 230	BR 210	256	140
circulaire	30	BR 230	BR 230	278	150
elliptique	16 x 24	BR 80	BR 60	ellipse 230 x 150	95
elliptique	21 x 32	BR 230	BR 190	ellipse 300 x 190	125

Type de l'enceinte	Épaisseur du matériau de construction (cm)	Dimensions intérieures			Dimensions extérieures			Volume intérieur pratique (dm ³)
		Largeur (cm)	Profondeur (cm)	Hauteur (cm)	A Largeur (cm)	B Profondeur (cm)	C Hauteur (cm)	
BR 60	1,5	40	24	67	43	27	70	60
BR 80	2	44	26	74	48	30	78	80
BR 105	2	48	28	80	52	32	84	103
BR 115	2	50	29	83	54	33	87	116
BR 150	2	54	32	90	58	36	94	151
BR 190	2,5	58	34	97	63	39	102	187
BR 210	2,5	60	35	100	65	40	105	206
BR 230	2,5	62	36	103	67	41	108	226

rateur entre les ondes sonores
avant et arrière rayonnées par le
haut-parleur.

b) Par son effet d'anti-résonance,
ce type d'enceinte étend vers les
très basses fréquences la réponse
de l'ensemble « enceinte + HP ».
On sait qu'un haut-parleur ne
peut pas fonctionner normale-
ment au-dessous de sa fréquence
de résonance déterminée à l'air
libre ; dans une certaine mesure,
cette enceinte le permet donc, si

par ailleurs, bien sûr, l'amplifica-
teur fournit des signaux à ces très
basses fréquences.

c) Aux très basses fréquences,
l'évent contribue également à la
diffusion sonore, ce qui augmente
l'efficacité, c'est-à-dire le rende-
ment acoustique, de l'ensemble.

L'enceinte « bass-reflex » clas-
sique est représentée sur la figure
2 ; vue de face et vue de côté en
coupe ; en bas, nous montrons en
perspective, un tunnel d'accord

(si cette solution est adoptée).

Comme nous le verrons par
l'examen du tableau I, l'artifice
du tunnel d'accord permet en gé-
néral de réduire un peu ce volume,
donc l'encombrement de l'installa-
tion.

Le tableau I indique donc le
type de l'enceinte acoustique
« bass-reflex » à adopter selon le
diamètre du haut-parleur utilisé
(diamètre donné en centimètres).
Ce tableau indique également les
dimensions de l'ouverture O à
pratiquer pour le haut-parleur
(circulaire ou elliptique), ainsi que
l'espacement E entre cette ouver-
ture et l'évent (en millimètres).

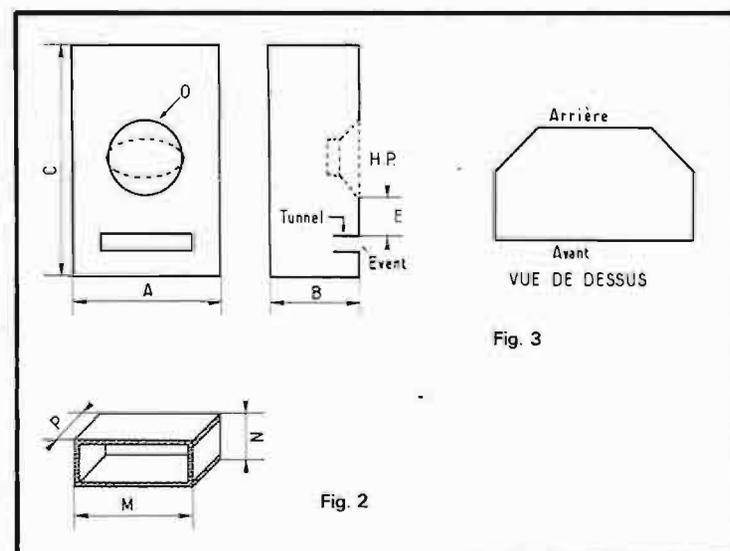


Fig. 3

Type	M (cm)	N (cm)	P (cm)
BR 60	25,2	6	14
BR 80	27	7,5	13,5
BR 105	31	8,5	16,2
BR 115	33	9	15,7
BR 150	37	10	13,1
BR 190	37	10	7,6
BR 210	37	10	5,4
BR 230	37	10	3,5

Toutes les autres dimensions sont données par le tableau II (dimensions générales de l'enceinte) et par le tableau III (dimensions MN de l'évent, et éventuellement dimensions MNP du tunnel d'accord). Pour la construction du tunnel d'accord, on peut employer du contreplaqué d'okoumé de 5 mm d'épaisseur, vissé et collé.

L'ensemble de l'enceinte doit être très rigide ; les panneaux doivent présenter une épaisseur de 15 à 25 mm, selon le type. Pour éviter d'éventuelles vibrations, surtout dans les types de grand volume, il est recommandé de fabriquer une « charpente » de renforcement en tasseaux. Comme matériau moderne, nous conseillons l'utilisation de panneaux en bois comprimé.

Dans la construction d'une enceinte, il faut toujours veiller à ce que la dimension du plus petit côté ne soit pas inférieure à la moitié du plus grand côté. Bien entendu, c'est l'un des panneaux présentant la plus grande surface qui doit être utilisé comme écran et sur lequel on doit monter le haut-parleur.

L'évent doit être effectué sur la face avant, en principe au-dessous du haut-parleur principal, et à une distance égale à la moitié du diamètre de ce haut-parleur.

Il est conseillé de tapisser l'intérieur de l'enceinte avec de la laine de verre non tassée. La présence de cet élément améliore l'amortissement, ce qui est un facteur favorable pour une bonne reproduction.

Le panneau avant et les quatre panneaux du pourtour sont montés vissés et collés. Le panneau arrière est simplement vissé, mais par de très nombreuses vis afin d'éviter toutes vibrations ; en effet, il faut tout de même prévoir un démontage facile pour l'accès éventuel au haut-parleur.

S'il s'agit d'une installation comportant plusieurs haut-parleurs, c'est évidemment le haut-parleur du plus grand diamètre qui détermine le type de l'enceinte acoustique à employer. Dans ces cas, les divers haut-parleurs sont alors répartis judicieusement sur le panneau avant, au-dessus du haut-parleur principal, les tweeters notamment étant fixés dans la partie supérieure de l'enceinte. Les composants des filtres BF éventuels sont évidemment mon-

tés à l'intérieur de l'enceinte où ils trouvent largement leur place... mais ils seront fixés d'une façon très robuste et rigide pour éviter les vibrations mécaniques.

Notons aussi que cette enceinte peut également être construite sous forme d'enceinte d'encoignure ; elle est alors plus esthétique et surtout plus facilement logeable dans un appartement. De surcroît, le rendement dans les graves est encore amélioré du fait de la limitation du rayonnement acoustique obtenue par la forme interne de l'enceinte ; voir figure 3.

ENCEINTES CLOSES MINIATURISÉES

Il est certain que de telles enceintes sont très populaires et très appréciées du fait de leur faible encombrement. L'amateur de musique trouve plus facilement une place dans son salon pour une enceinte de ce type que pour une enceinte classique de dimensions beaucoup plus importantes. Cette remarque logique revêt encore plus d'évidence en stéréophonie où il faut deux enceintes semblables.

Naturellement, si une enceinte miniature peut donner les mêmes résultats auditifs qu'une enceinte de plus grand volume, il n'y a par ailleurs aucune autre raison pour s'en priver. Mais pour arriver sensiblement à cette équivalence dans les résultats, il y a, à notre sens, deux conditions capitales à respecter :

1) Il faut employer des haut-parleurs spéciaux, techniquement élaborés pour être utilisés dans des enceintes closes. Entre autres caractéristiques, ces types de haut-parleurs ont une suspension extrêmement souple de leur membrane. C'est la raison pour

laquelle – pour ces haut-parleurs utilisés obligatoirement en enceinte close – on a parlé de « suspension acoustique ». Ils doivent en outre présenter une fréquence de résonance propre très basse.

2) Le « mariage », ou en termes plus techniques, l'adaptation entre le woofer et l'enceinte close doit être parfaite.

Bien entendu, on peut concevoir une telle enceinte acoustique avec un seul haut-parleur de diamètre moyen ; mais on peut aussi prévoir plusieurs haut-parleurs, de différents diamètres, comme dans une enceinte classique.

Dans tous les cas, c'est le haut-parleur du plus grand diamètre, le woofer, que l'on doit prendre en considération pour l'adaptation de l'enceinte.

Comme son appellation l'indique, une enceinte close est un boîtier généralement parallélépipédique, totalement fermé... sauf évidemment en ce qui concerne l'ouverture prévue à l'avant pour le haut-parleur (ou les haut-parleurs). La membrane du haut-parleur ayant une suspension excessivement souple (compliance), c'est la masse d'air enclose dans l'enceinte qui assure le freinage de cette suspension.

Une enceinte close offre donc un faible volume par rapport à l'enceinte classique (type bass-reflex, par exemple) à diamètre égal du haut-parleur principal.

Normalement, une enceinte close a une courbe de réponse « amplitude/fréquence » assez plate, uniforme. Mais elle doit, en outre, présenter une réponse assez étendue dans le domaine des graves (fréquences très basses). La planéité de la réponse et son extension vers les graves peuvent être contrôlées et déterminées par la valeur d'un facteur F_q , dit facteur de qualité de résonance composite de l'ensemble, et qui doit être voisin de l'unité. Nous y reviendrons.

DÉTERMINATION DE LA FRÉQUENCE DE RÉSONANCE DU HAUT-PARLEUR

Si l'amateur veut réaliser lui-même ses enceintes acoustiques closes – et nous ne voyons aucune raison majeure qui fasse opposition – son premier travail sera le choix judicieux du haut-parleur woofer (appelé aussi boomer).

On doit connaître sa fréquence de résonance propre vers les basses (ou résonance fondamentale). Souvent cette fréquence est indiquée dans les caractéristiques du haut-parleur par son constructeur. Si elle n'est pas connue ou si on veut la vérifier, il suffit de la mesurer, et pour cela on procède simplement comme suit (fig. 4) :

Le haut-parleur est suspendu librement à une corde, loin des murs ou autres masses réfléchissantes ; on lui applique un signal issu d'un générateur BF et on mesure la tension alternative à ses bornes à l'aide d'un voltmètre électronique sensible. On fait varier la fréquence du générateur dans le domaine des fréquences basses. La fréquence lue sur le générateur correspondant à la tension maximale indiquée par le voltmètre est la fréquence de résonance du haut-parleur (à l'air libre). D'ores et déjà, rappelons qu'il est intéressant que cette fréquence soit aussi faible que possible.

Ensuite, en procédant point par point, nous pourrions considérer :

a) La « raideur » du haut-parleur, qui est fonction de la fréquence fondamentale de résonance et de la masse de la membrane ;

b) La « raideur » de l'enceinte, ou plus exactement de la masse d'air enclose, qui s'ajoute à la « raideur » du haut-parleur lorsqu'il est installé, et qui est fonction du volume de cette enceinte ;

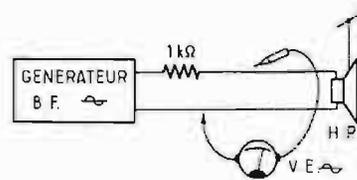


Fig. 4

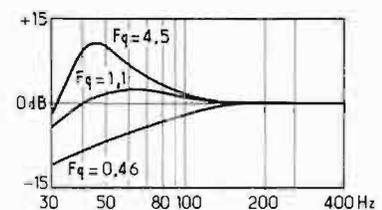


Fig. 5

c) La fréquence de résonance fondamentale de l'ensemble « haut-parleur + enceinte » ou fréquence de résonance composite, qui est différente de celle du haut-parleur considéré seul (plus élevée) et qui est fonction également du volume de cette enceinte.

Concernant ce dernier point, il convient de remarquer objectivement que la fréquence de résonance composite de l'ensemble se trouve hélas beaucoup plus augmentée par rapport à la fréquence de résonance du haut-parleur considéré seul dans le cas d'une petite enceinte close que dans le cas d'une enceinte acoustique normale de grand volume.

La connaissance des trois caractéristiques a, b et c que nous venons de définir, pourrait permettre, par le calcul, de déterminer le facteur Fq dont nous avons parlé plus haut. Mais, il va sans dire que ce calcul risque fort d'être approximatif pour l'amateur. Allez donc évaluer avec précision la masse d'une membrane de haut-parleur et sa « raideur » en dynes/cm, par exemple...

Pourtant, le facteur Fq est important à connaître, car il permet de déterminer, et éventuellement de modifier, les qualités d'une enceinte miniature. La figure 5 illustre parfaitement l'influence de ce facteur sur la réponse « amplitude/fréquence » de l'ensemble « haut-parleur + enceinte », notamment en ce qui concerne la réponse aux fréquences basses. On remarque qu'un facteur Fq de valeur élevée favorise la réponse de certaines graves (entre 40 et 50 Hz, dans notre exemple) : ce qui peut être intéressant, ou néfaste, selon le cas. On voit aussi qu'un facteur Fq de faible valeur provoque, au contraire, une atténuation dans la réponse des fréquences basses. La réponse la

plus fidèle, la courbe la plus plate, est obtenue avec un facteur Fq voisin de l'unité.

DÉTERMINATION DE Fq FACTEUR DE QUALITÉ DE RÉSONANCE COMPOSITE

Nous allons voir ce que l'on peut faire pour mesurer presque directement ce facteur Fq, c'est-à-dire par la seule application d'une simple formule. Et pour cela, nous allons reprendre le procédé de mesure déjà vu sur la figure 4 mais en le compliquant quelque peu.

Cette expérience est représentée sur la figure 6 et ici, bien entendu, le haut-parleur est monté dans son enceinte.

L'inverseur étant en position 1, on mesure tout d'abord la résistance en courant continu Rc (ou résistance ohmique) de la bobine mobile du haut-parleur à l'aide d'un ohmmètre connecté aux points A et B. Ensuite, l'inverseur est placé en position 2 et le générateur BF est réglé sur 1.000 Hz. Un voltmètre électronique alternatif est connecté aux points A et B, et l'on ajuste le gain de l'amplificateur pour obtenir une certaine tension V facilement lisible sur l'échelle du voltmètre. Sans modifier le gain de l'amplificateur, on place l'inverseur en position 3 et on connecte le voltmètre électronique aux points C et D ; puis on règle le potentiomètre bobiné linéaire de 100 ohms afin d'obtenir la même tension V lue sur le voltmètre. On place alors l'inverseur en position 2, et à l'aide de l'ohmmètre connecté entre C et E, on mesure la résistance obtenue par le réglage du potentiomètre. C'est la valeur Ra (résistance en alternatif).

Maintenant l'inverseur étant sur 2 et le voltmètre électronique connecté entre C et D, faisons varier lentement la fréquence du générateur entre 20 et 100 Hz en observant attentivement la tension maximale qui sera accusée par le voltmètre pour une certaine valeur de fréquence. La fréquence du générateur BF correspondant à cette tension maximale est Fo. **Augmentons** la fréquence du générateur jusqu'à ce que la tension lue au voltmètre soit égale à la tension maximale précédemment observée multipliée par 0,707 ; notons la fréquence F₁ correspondante du générateur. Enfin, partant de Fo, **diminuons** la fréquence du générateur jusqu'à ce que la tension lue au voltmètre soit de nouveau égale à la tension maximale multipliée par 0,707 ; notons la fréquence F₂ correspondante du générateur.

Nous venons de déterminer successivement Rc, Ra, Fo, F₁ et F₂ ; il ne reste plus qu'à remplacer les lettres par leur valeur dans la formule ci-dessous pour obtenir Fq :

$$Fq = \frac{Fo}{F_1 - F_2} \times \frac{Rc}{Ra}$$

Nous rappelons que pour une réponse « amplitude/fréquence » uniforme, le facteur Fq ainsi calculé doit être voisin de 1.

La valeur de ce facteur est fonction des caractéristiques propres du haut-parleur utilisé : résistance de la bobine mobile, suspension, densité du flux magnétique, longueur de la bobine mobile (déplacement dans l'entrefer) et autres paramètres mécaniques ou acoustiques. De plus, il est évident qu'il peut être modifié aussi par les caractéristiques de l'enceinte close : épaisseur des panneaux, volume, revêtement absorbant intérieur, notamment.

Le revêtement absorbant est d'une très grande importance : il doit être efficace et de qualité (laine de verre, par exemple) et suffisamment épais (10 à 15 mm). Un bon revêtement interne fait que le haut-parleur « voit » un volume « acoustique » supérieur au volume géométrique réel.

Les dimensions de l'enceinte, donc le volume, agissent sur le facteur Fq. Mais après détermination de ces dimensions et construction, il est difficile de les modifier pour agir sur Fq. Le plus simple est de coller le revêtement

interne panneau par panneau, en mesurant chaque fois le facteur Fq obtenu et en s'arrêtant dès satisfaction.

Comme nous l'avons dit, le haut-parleur woofler destiné à être monté dans une petite enceinte close doit avoir une suspension de membrane extrêmement souple. Par de légères pressions sur cette membrane, on doit pouvoir lui imprimer des déplacements de l'ordre de 6 à 7 mm en avant et en arrière de sa position de repos. En outre, durant ces déplacements, la bobine mobile doit conserver le plus grand nombre possible de ses spires dans l'entrefer magnétique.

RÉALISATION DE L'ENCEINTE

Passons maintenant à l'ébénisterie, à l'enceinte proprement dite. Construite en bois, ou mieux en bois comprimé, les panneaux constitutifs doivent avoir une épaisseur suffisante pour ne pas vibrer. Pour un haut-parleur principal d'un diamètre compris entre 15 et 20 cm, on recommande une épaisseur de panneaux de l'ordre de 12 mm ; pour un haut-parleur de plus grand diamètre, nous adopterons des panneaux de 20 mm d'épaisseur.

Le panneau avant et ses quatre panneaux latéraux sont vissés et collés. Le panneau arrière est seulement vissé en vue de son démontage pour accès à l'intérieur ; mais il faut prévoir de nombreuses vis pour prévenir toute vibration.

Les dimensions types des enceintes (dimensions extérieures) par rapport au diamètre du haut-parleur principal utilisé sont données dans le tableau ci-dessous (en cm) :

Diamètre du haut-parleur	Haut.	Larg.	Prof.
15	38	24	15
20	48	27	24
25	59	29	25
28	61	33	30

Nous répétons qu'il s'agit de dimensions types recommandées. Elles pourront être légèrement réduites si la place disponible dans le mobilier l'exige. Au contraire, on se souviendra que l'augmentation des dimensions

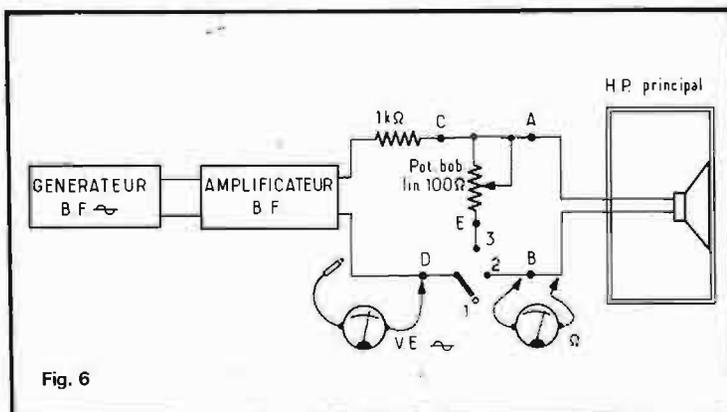


Fig. 6

c'est-à-dire l'accroissement du volume d'air interne de l'enceinte, se traduit par une diminution de la fréquence de résonance composite de l'ensemble « haut-parleur + enceinte », donc, par une amélioration de la réponse aux fréquences basses.

ADJONCTION D'UN TWEETER AVEC FILTRE

Une reproduction sonore de qualité nécessite généralement deux ou plusieurs haut-parleurs, chaque haut-parleur étant destiné à la reproduction d'une bande de fréquences différente de celle de son voisin. Cette division des bandes de fréquences, cette répartition d'énergie canalisée sur chaque haut-parleur, est confiée à des filtres BF.

Il y a longtemps que l'on s'est aperçu qu'un haut-parleur seul était incapable de reproduire correctement toutes les fréquences du registre sonore. Mais de très récentes recherches viennent aussi de démontrer que la multiplication des filtres BF - comme on le voit parfois - finit par altérer notablement la qualité du son ! On a prouvé une fois de plus que ce n'est pas ce qui est le plus compliqué qui fonctionne le mieux...

Compte tenu de l'état actuel de la technique dans la fabrication des haut-parleurs, il vient d'être reconnu que si l'on part d'un excellent woofer (haut-parleur principal), il suffit de lui adjoindre un ou deux tweeters seulement pour obtenir une reproduction parfaite (dans la mesure où, par ailleurs, l'adaptation des impédances est correcte et où l'amplificateur est d'excellente qualité technique). Cette réduction du nombre nécessaire de haut-parleurs entraîne une réduction simultanée des filtres BF, ainsi qu'une simplification de leur fabrication.

La figure 7 représente deux filtres simplifiés que l'on peut employer dans le cas du groupement d'un woofer de qualité avec un tweeter (ou deux). En A, on utilise un simple condensateur C qui laisse passer les fréquences élevées vers le tweeter, mais arrête les graves. En B, le filtre est un peu plus élaboré ; il comporte, en plus, une bobine L qui laisse passer les graves et le médium vers le woofer, mais arrête les aigus.

Fig. 7

Les caractéristiques des éléments L et C dépendent des fréquences de coupure des haut-parleurs, c'est-à-dire de la fréquence de recouvrement (afin qu'il n'y ait pas de « trou » dans la bande de fréquences reproduite), soit que ce point de recouvrement soit choisi par l'utilisateur, soit qu'il soit imposé par les caractéristiques des haut-parleurs.

Les valeurs de L et C en fonction du point de recouvrement sont données par le tableau ci-dessous (valeurs pour impédance de 8 Ω) :

Fréquence de recouvrement (Hz)	C μ F	L (mH)
500	40	2,5
1 000	20	1,25
2 000	10	0,625
4 000	5	0,312
8 000	2,5	0,156

Les condensateurs doivent être du type non polarisé ; les bobines sont des enroulements sur air en fil de cuivre de forte section. Les valeurs sont données pour des haut-parleurs avec impédance de bobine mobile de 8 ohms. Pour des impédances de 4 ohms, il faut multiplier C par 2 et diviser L par 2. Au contraire, pour des impédances de 16 ohms, il faut diviser C par 2 et multiplier L par 2.

Par ailleurs, rappelons que woofer et tweeter doivent être connectés en phase ; sinon, il se produit un affaiblissement sonore de la reproduction vers les fréquences voisines du point de recouvrement.

A titre indicatif, si nous nous référons aux constructions commerciales ayant adopté le montage de la figure 7-B (réalisations d'origine U.S.A.), nous voyons que les fréquences de recouvrement se situent toujours entre 1.500 et 3.000 Hz.

N'oublions pas pour autant que le résultat auditif final - compte

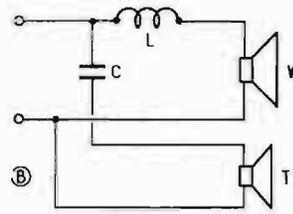
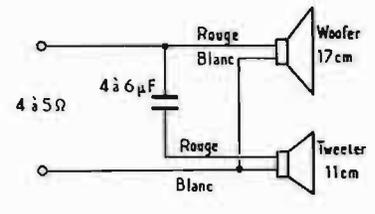


Fig. 8



tenu de la parfaite fidélité de l'amplificateur - dépend autant des performances et qualités propres des haut-parleurs employés que de l'adaptation correcte et soignée de l'enceinte acoustique.

AUTRES EXEMPLES DE CONSTRUCTION

Une enceinte close remplit sa fonction première qui est la séparation efficace des ondes sonores émises par l'avant et par l'arrière du haut-parleur. D'autre part, dans une enceinte close, il se produit un effet très important sur la fréquence de résonance propre du haut-parleur, du fait de la « raideur » du faible volume d'air enfermé agissant sur la membrane comme un ressort. C'est pour cette raison que les enceintes closes miniatures ne peuvent être utilisées qu'avec des haut-parleurs dont la membrane est à suspension extrêmement souple et ayant une fréquence de résonance à l'air libre **excessivement basse**.

Notons au passage que si l'on double le volume de l'enceinte, l'effet de ressort de la masse d'air est effectivement diminué de moitié ; mais si l'on diminue de moitié le diamètre du haut-parleur, cet effet de ressort est réduit au seizième de sa valeur d'origine. Cela explique que l'on emploie presque toujours des haut-parleurs d'un diamètre inférieur à 24 cm dans ces types d'enceintes.

Nous le savons bien, l'énorme avantage de ces enceintes est évidemment leur encombrement vraiment restreint ; on trouve facilement leur place et elles ne sont pas disgracieuses.

Le revers de la médaille est leur faible efficacité (rendement sonore) qui est une conséquence naturelle des effets développés pour réduire l'amplitude de la fréquence de résonance. L'extrême souplesse de la membrane fait

que, malgré l'enceinte, la bobine mobile est soumise à des déplacements importants. Or, il ne faudrait jamais que les spires de cette bobine ne cessent de « couper » un flux magnétique constant. Ce qui est évidemment bien difficile à réaliser et est une condition rarement satisfaite. Une plus ou moins grande partie du bobinage est hors du champ de l'entrefer, et est donc inefficace. L'efficacité sonore aux fréquences très basses est également réduite par le diamètre relativement peu important des membranes des haut-parleurs utilisés.

Un point important à surveiller également dans la réalisation d'une enceinte close miniature est l'adaptation entre le haut-parleur principal (woofer) et l'enceinte elle-même ; nous l'avons vu précédemment.

Dans la revue Radio-Electronics, nous avons relevé les plans de fabrication d'une enceinte miniaturisée qui, avons-nous pensé, pouvait intéresser nos lecteurs.

Cette enceinte comporte deux haut-parleurs à « suspension acoustique », l'un de 17 cm de diamètre extérieur (woofer), l'autre de 11 cm de diamètre extérieur (tweeter) ; impédance des bobines mobiles de 4 à 5 ohms. Pour le woofer, la puissance de crête admissible est de 16 W et sa fréquence de résonance propre à l'air libre est de 48 Hz.

Le tweeter est connecté en phase en parallèle sur le woofer ; le filtre passe-haut est simplement constitué par un condensateur de 4 à 6 μF 50 à 100 V (papier ou mylar) pour l'impédance indiquée. Tout cela est illustré par le schéma de la figure 8.

Quant à l'enceinte acoustique proprement dite, les plans de fabrication font l'objet de la figure 9 où nous voyons que les dimensions extérieures sont les suivantes : 355 x 230 x 230 mm. Elle est fabriquée à partir de panneaux en fibre de bois comprimé de 20 mm d'épaisseur découpés pour l'ob-

tention des cotes extérieures indiquées. Le panneau avant est percé de deux trous pour les haut-parleurs ; il est ensuite recouvert par une toile d'ameublement ou par un treillis métallique ajouré, maintenu par quatre lattes vissées et collées sur le pourtour.

Tous les assemblages des panneaux doivent être vissés et collés ; en outre, tout au long des angles intérieurs des assemblages, on colle un tasseau de renfort en bois d'une section de 20 x 20 mm.

Le panneau arrière devant être démontable, n'est pas collé. Il est simplement vissé ; mais il le sera par de nombreuses vis de 4 x 30 afin d'éviter toutes vibrations. Au bas de ce panneau, on prévoit également une petite prise femelle pour la connexion des deux fils d'alimentation des haut-parleurs.

L'intérieur de l'enceinte doit être entièrement recouvert par des plaques de laine de verre (ou autre matériau absorbant) collées aux panneaux.

Quant à la finition extérieure, elle est laissée au goût du réalisateur : brou de noix ciré, vernis, laque, peinture, etc.

Naturellement, s'il s'agit de stéréophonie, deux exemplaires identiques sont à réaliser. Il convient de placer les enceintes, une dans chaque angle d'un même mur de la pièce, leurs axes étant dirigés vers le centre de la salle d'écoute.

Des mesures précises ont été faites sur l'ensemble acoustique ainsi réalisé. La fréquence à l'air libre du haut-parleur principal utilisé étant de 48 Hz, la fréquence de résonance de l'ensemble « haut-parleur + enceinte » passe à 75 Hz, mais avec une amplitude réduite de moitié environ.

En ce qui concerne la réponse « amplitude fréquence » et si l'on admet + 5 dB, on peut dire qu'elle s'étend de 75 Hz à 12.000 Hz en-

viron, avec un léger creux à 4.000 Hz et une légère pointe à 6.000 Hz.

La firme française Audax bien connue propose diverses réalisations dont voici les principales :

1) Haut-parleur HIF 17 E (diamètre 17 cm) et tweeter type TW 10 E. Enceinte : H (hauteur) = 46 cm ; L (largeur) = 29 cm ; P (profondeur) = 21 cm.

2) Haut-parleur HIF 20 JS (diamètre 20 cm) et deux tweeters TW 10 E. Enceinte : H = 53 cm ; L = 33 cm ; P = 24 cm.

3) Haut-parleur HIF 24 HS (diamètre 24 cm) + haut-parleur MW 1200 (diamètre 12 cm) + deux tweeters TW 10 E. Enceinte : H = 67 cm ; L = 42 cm ; P = 30 cm.

4) Haut-parleur WFR 15 (diamètre 28 cm) + haut-parleur « Médomez » (diamètre 15 cm) + deux tweeters TW 8 B. Enceinte : H = 70 cm ; L = 45 cm ; P = 32 cm.

Comme nous l'avons déjà dit maintes fois, l'ensemble de la fabrication exécutée doit être très rigide. Construite en bois comprimé (Novopan) de 15 à 25 mm d'épaisseur (suivant le volume), l'enceinte comportera avantageusement des tasseaux d'angle (et éventuellement transversaux pour les grands modèles). Veiller à une parfaite étanchéité par application de mastic aux angles et autour des haut-parleurs (si nécessaire). Introduire à l'intérieur de la laine de verre du commerce par application d'un matelas de 50 à 75 mm d'épaisseur collé sur les parois internes.

MISE AU POINT DES ENCEINTES ACOUSTIQUES À L'OSCILLOSCOPE

Ce titre peut paraître bizarre...
Comment peut-on utiliser un os-

cilloscope pour étudier une enceinte acoustique faite de panneaux de bois assemblés ? En vérité, l'examen porte sur certaines caractéristiques du haut-parleur, caractéristiques qui se trouvent profondément modifiées (nous l'avons déjà vu par des mesures exposées précédemment) selon les effets de l'enceinte acoustique, selon la forme de cette dernière, ou les transformations qu'on lui fait subir.

Enceinte et haut-parleur sont intimement liés tant techniquement que pratiquement. Voyons donc maintenant ce qui se rapporte aux haut-parleurs.

Un haut-parleur présente toujours une ou plusieurs fréquences de résonance propre qui peuvent provenir de la résonance des divers circuits ou éléments constitutifs. Néanmoins, la résonance principale d'un haut-parleur se situe vers les fréquences peu élevées, disons entre 30 et 150 Hz. Lors de la construction du haut-parleur, on cherche d'ailleurs à faire cette fréquence de résonance aussi basse que possible. En effet, un haut-parleur ne fonctionne plus de façon correcte au-dessous de cette fréquence de résonance, laquelle doit donc se situer à l'extrémité du registre des graves que l'on espère reproduire.

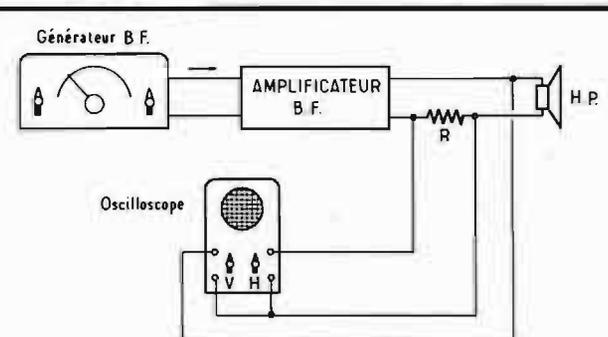
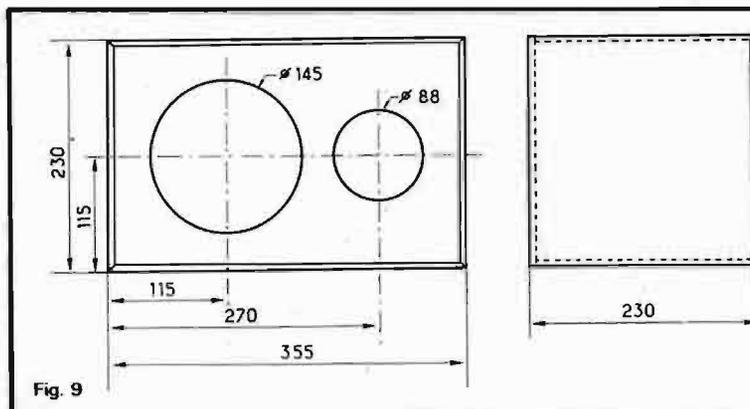
Pratiquement, il est peu courant de rencontrer une fabrication de haut-parleur dont la fréquence de résonance soit inférieure à 30 Hz, même pour les meilleurs modèles. Néanmoins, quelques rares types de fabrication toute particulièrement étudiée, et en outre convenablement chargés par une bonne enceinte acoustique, présentent une fréquence de résonance de l'ordre de 16 Hz. A notre avis, cela est parfait ; car, musicalement parlant, il serait inutile de vouloir réduire encore cette fréquence.

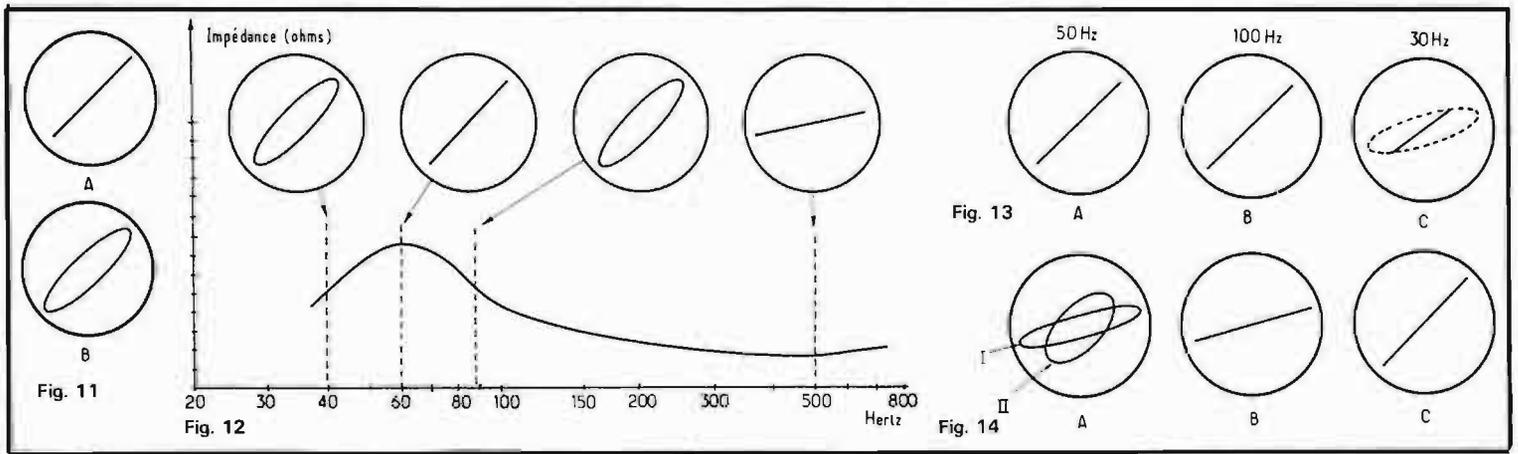
Nous venons de parler d'un haut-parleur convenablement chargé acoustiquement par son enceinte. C'est que, en effet, haut-parleur et enceinte forment un ensemble que l'on ne peut dissocier et qu'il faut pratiquement considérer comme un tout pour les observations qui s'y rapportent. Et c'est aussi, parce qu'il est possible à l'aide d'une enceinte judicieusement adaptée de reporter vers une fréquence plus basse la fréquence de résonance propre du haut-parleur considéré seul (cas de l'enceinte « bass-reflex »).

Le procédé d'étude faisant l'objet de cet article est très simple. Le montage à réaliser est représenté sur la figure 10. Nous avons un générateur BF à tension de sortie constante et dont la fréquence doit être réglable de 20 Hz environ jusqu'à 1.000 Hz (cela suffit amplement) ; ce générateur est connecté à l'entrée d'un amplificateur BF fidèle qui attaque le haut-parleur qui doit être installé dans l'enceinte à examiner.

Une résistance R de faible valeur est intercalée dans l'une des connexions, et l'oscilloscope est branché comme indiqué sur la figure ; déviation horizontale en parallèle sur la bobine mobile ; déviation verticale en parallèle sur la résistance R.

La méthode de mesure repose, d'une part, sur la variation de phase des signaux appliqués à l'oscilloscope entre la résonance et la non-résonance, et d'autre part, sur le fait que l'énergie du son rayonné par le haut-parleur modifie son impédance, donc l'amplitude des signaux aux bornes de la bobine mobile. Si l'on bloque la membrane, ou plus normalement, si l'on freine son déplacement (cas de la charge apportée par une enceinte), l'impédance n'est pas la même que lorsque la membrane est libre.





La valeur de la résistance R est assez faible : environ 1 ohm. En conséquence, la tension BF aux bornes est également faible, et il convient d'utiliser les amplificateurs horizontal H et vertical V de l'oscilloscope. Les réglages du gain de ces amplificateurs permettent d'ailleurs de doser les signaux appliqués au tube cathodique et d'obtenir des oscillogrammes convenablement dimensionnés sur l'écran.

L'oscillogramme obtenu est une droite (fig. 11-A) à la résonance et une ellipse (fig. 11-B) en dehors de la résonance.

Le premier travail consiste à examiner le haut-parleur considéré seul, c'est-à-dire non monté sur son baffle ou dans son enceinte. En faisant varier la fréquence du générateur BF, nous pourrions obtenir, pour un haut-parleur donné et ceci à titre d'exemple, les oscillogrammes de la figure 12. Ces

oscillogrammes sont obtenus sans modifier les réglages de gain H et V de l'oscilloscope au cours de la mesure. Les variations d'inclinaison indiquent donc ici les variations d'impédance de la bobine mobile du haut-parleur en fonction de la fréquence du signal ; ceci est illustré par la courbe « impédance/fréquence » correspondante représentée au-dessous. En outre, nous avons obtenu deux oscillogrammes représentant des droites, c'est-à-dire pour lesquels l'impédance de la bobine mobile est purement résistive ; celui de gauche, vers les fréquences basses (c'est la résonance pour laquelle l'impédance est maximum) ; celui de droite, vers des fréquences plus élevées (c'est la résonance pour laquelle l'impédance passe par son minimum).

Dans le cas présent, seule la résonance fondamentale vers les fréquences les plus basses nous

intéresse (60 Hz dans notre exemple).

Maintenant, nous allons nous livrer à l'expérience suivante :

Laissons le générateur BF réglé sur la fréquence de résonance que nous avons déterminée (60 Hz) et pour laquelle nous avons obtenu une droite sur l'écran de l'oscilloscope. Fermons totalement l'avant du haut-parleur en le mettant par exemple à plat sur une table ; l'oscillogramme prend alors la forme représentée en I (fig. 13-A). Manœuvrons le réglage du générateur BF, afin de retrouver la fréquence de résonance correspondant à ces conditions : Nous obtenons l'oscillogramme fig. 13-B pour une fréquence de 150 Hz environ.

Revenons à notre position de départ, le générateur BF étant réglé sur 60 Hz, et montons le haut-parleur sur un baffle-plan carré de 80 cm de côté. L'oscillogramme nous donne la courbe II (fig. 13-A). Comme précédemment, manœuvrons le réglage du générateur BF afin de retrouver la fréquence de résonance correspondant à ces conditions : nous obtenons l'oscillogramme fig. 13-C pour une fréquence de 50 Hz environ.

Cette expérience montre bien l'effet d'une charge acoustique sur un haut-parleur, et notamment l'amélioration apportée dans le dernier cas, puisque la fréquence de résonance a été diminuée de 10 Hz.

Pour l'examen du comportement d'une enceinte, de quelque modèle que ce soit, il suffit de faire la même expérience. On détermine notamment la fréquence de résonance du haut-parleur considéré seul ; puis, on recherche la nouvelle fréquence de résonance obtenue après son montage dans l'enceinte.

Comme nous l'avons dit, il convient de rechercher à repousser cette résonance le plus possible vers les fréquences basses.

En général, plus la résonance est repoussée loin, meilleure est l'enceinte. Il devient alors facile de comparer divers types d'enceintes. On peut aussi se livrer à divers travaux de mise au point ou d'amélioration sur un type donné d'enceinte : volume général, revêtement interne, dimensions ou emplacement des fentes ou de l'ouverture de décompression, etc. L'examen oscilloscopique est rapide, facile et renseigne immédiatement sur l'effet produit par la modification éventuelle (heureuse ou malheureuse).

Voici d'ailleurs, pour faire mieux comprendre ce genre de mise au point, l'expérience que nous avons faite, toujours avec le haut-parleur qui nous a précédemment servi. Nous l'avons monté à l'intérieur d'une enceinte type bass-reflex dont le seul panneau arrière amovible était complètement enlevé. La fréquence de résonance trouvée a été de 50 Hz (fig. 14A). Puis nous avons vissé le fond ; il s'agissait alors d'un coffret absolument clos, car aucune ouverture de décompression n'était encore pratiquée. Nouvelle mesure de la fréquence de résonance : 100 Hz (fig. 14-B). Ce n'est pas précisément ce que nous souhaitons ! La fréquence de résonance avait notablement augmenté.

Nous avons alors commencé à pratiquer l'ouverture de décompression en effectuant une série de petits trous à l'endroit prévu à cet effet ; nous avons agi progressivement, partant du principe logique qu'il est plus facile d'agrandir une ouverture que de la rétrécir. Et à chaque fois, à chaque étape, nous avons fait une mesure de

la nouvelle fréquence de résonance obtenue. Cette dernière a pu être diminuée jusqu'à 30 Hz dans notre essai (fig. 14C) ; en pointillés, nous avons représenté, à titre documentaire, l'oscillogramme obtenu, à cette même fréquence, en obstruant l'ouverture de décompression à l'aide d'un morceau de contre-plaqué.

Nous pourrions évidemment multiplier les exemples, mais nous ne pensons pas que cela soit nécessaire pour un procédé aussi simple, procédé qui est applicable, rappelons-le, à n'importe quel type de baffle, de coffret et d'enceinte.

À la suite d'innombrables mesures auxquelles nous nous sommes livrés depuis bien des années, nous sommes obligés de dire qu'une enceinte « bass reflex » **bien adaptée** est techniquement supérieure à une enceinte close miniaturisée ; ce qui d'ailleurs n'est pas pour surprendre ! Outre les mesures, l'oreille le confirme également... L'enceinte « bass reflex » n'a qu'un défaut hélas : son encombrement.

Pour compléter cette étude déjà longue, nous rappellerons simplement à nos lecteurs que nous avons publié un article sur la construction des filtres simples ou complexes à plusieurs voies pour haut-parleurs dans le Numéro 1433 (page 228), ainsi qu'un article sur la protection des transistors de l'étage de sortie BF et des haut-parleurs dans le Numéro 1450 (page 155).

Roger A. RAFFIN

Bibliographie

Notices 34 et 984 de Audax Electronics World Radio-Electronics

L' ELECTRONIQUE AU SALON DE L' AUTOMOBILE " 1974 "

B IEN qu'il soit placé sous le signe de l'austérité, le 61^e Salon de l'automobile nous a révélé de nombreuses nouveautés au niveau des applications électroniques dans les diverses branches de cette industrie.

Cependant, malgré tous les avantages que les dispositifs électroniques procurent au niveau de l'économie de carburant, les constructeurs n'ont pas encore étendu leur emploi aux voitures de série. On note une exception sur le nouveau cabriolet Peugeot, muni d'un dispositif d'allumage électronique intégré à son moteur V6.

Les véhicules à propulsion électrique sont toujours à l'étude, une gamme de trois modèles est présentée par la firme Teilhol, ainsi qu'un modèle de voiture « électronique » COB, destinés à une utilisation urbaine, le poids

mort important dû aux batteries, joint à leur faible autonomie, en limite le développement.

Sur la nouvelle Citroën CX 2000, l'électronique se réduit au montage optionnel de l'Avi-

max, et à une signalisation d'incident de l'une des fonctions, moteur, freins, température etc., allumant des voyants au tableau de bord.

On note la généralisation du

câblage sur circuit imprimé souple derrière les tableaux de bord, et l'on nous a indiqué la volonté des constructeurs de faire appel à des circuits imprimés souples, ramifiés pour tout le câblage des véhicules, cette solution amenant simultanément une économie de matières premières, un abaissement des coûts de la main-d'œuvre, et une fiabilité très nettement améliorée. Le circuit primaire est installé sous le véhicule, blaksonné pour le maintenir en place, et les diverses branches sont raccordées à des circuits souples secondaires se dirigeant vers les accessoires à alimenter. Cette technique est au point depuis plusieurs années aux U.S.A., où divers constructeurs équipent leurs véhicules de cette façon.

C'est chez les accessoiristes et les fabricants de véhicules utilitaires que nous trouvons comme l'an passé la plus forte densité

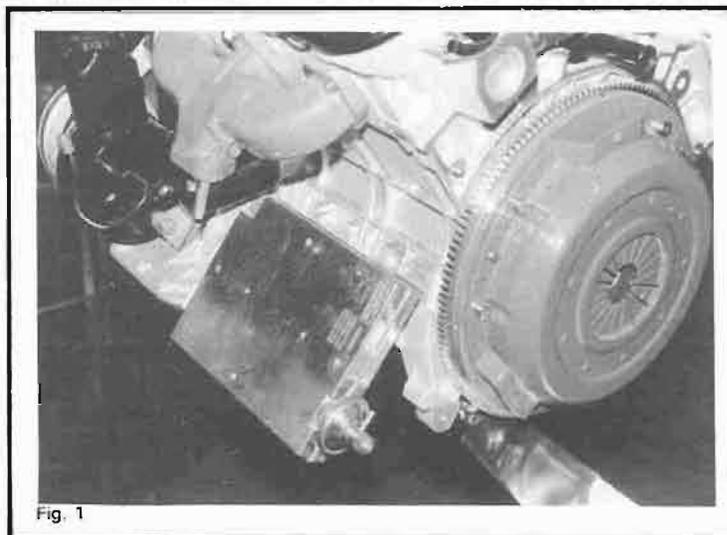


Fig. 1

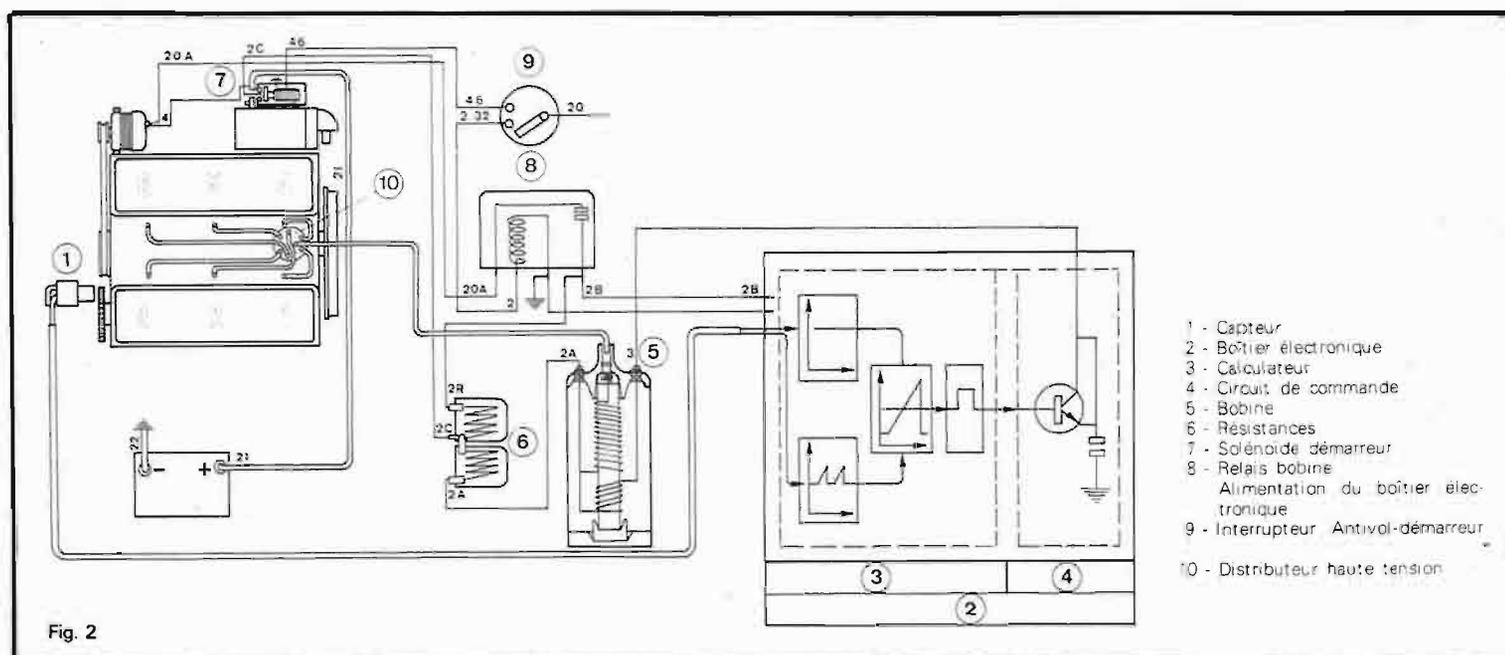


Fig. 2

d'appareillages électroniques.

Les centrales clignotantes de détresse sont diverses et nombreuses, leur principe va de l'électro-mécanique à l'électronique en passant par les versions hybrides, tels les dispositifs anti-voil.

Des indicateurs de vitesse électroniques sont proposés par les accessoiristes, malheureusement ils ne sont montés que sur les véhicules de haute gamme, comme les Ferrari.

Enfin, divers dispositifs d'allumage électronique amenant une réelle économie sur la consommation de carburant, tout en réduisant la pollution sont nés cette année, ils sont visibles sur les stands de leurs constructeurs, pas encore sur les véhicules de série.

A côté des équipements plus ou moins électroniques, nous avons noté avec plaisir la présence de contrôleurs de consommation d'essence, indiquant sur le cadran d'un dépressiomètre couplé à la pipe d'admission, la consommation à tout instant, faible, moyenne ou élevée. Ces appareils sont très simples et renseignent le conducteur en lui permettant de réaliser une réelle économie sur sa consommation.

Le Haut-Parleur présentera dans un prochain numéro un indicateur de consommation électronique étalonné en litres aux 100 km, dans la rubrique « réalisation »

Voici énumérées quelques nouveautés que nous avons notées sur les divers stands.

Peugeot présente un coupé 504 équipé d'un moteur V6 à allumage électronique intégré (fig. 1 et 2). Le dispositif a été mis au point



Fig. 4

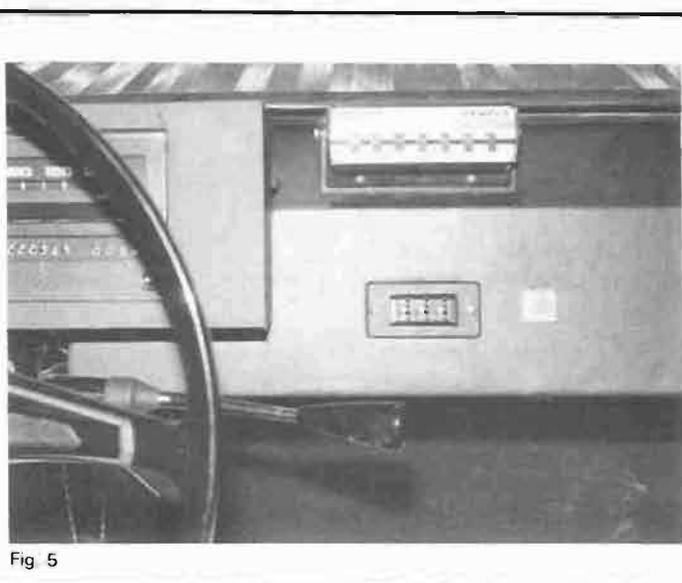


Fig. 5

par Schlumberger, il est muni de composants Sescosem.

On prélève à l'aide d'un capteur magnétique des tops sur l'arbre à cames, qui donnent simultanément la vitesse de rotation du moteur et une information sur la position des pistons. D'autre part, une information destinée à la correction de l'avance est prélevée sur la dépression du carburateur. Le boîtier électronique conditionne l'allumage en fonction de ces paramètres, et l'ensemble, intégralement statique est calé au point initial lors de la fabrication, il n'y a plus de réglage pendant toute la durée de vie du moteur (système Altronic).

Ce dispositif peut être adapté très facilement à tous les types de véhicules ; l'information peut être prélevée indifféremment sur le vilebrequin ou sur l'arbre à cames. Plus de rupteur, plus de réglages, l'avantage est patent.

Chez Jeager, on met l'accent

sur l'économie d'essence, en préconisant le montage d'un nouveau compte-tours électronique, associé à l'indicateur de consommation d'essence à dépression (fig. 3). Ce dernier est raccordé selon le type de véhicule, sur le conduit de l'avance à dépression, ou sur la pipe d'admission près du carburateur. Selon la position de la pédale de l'accélérateur, l'aspiration du mélange air-essence sera plus ou moins grande, elle est directement proportionnelle à la dépression dans le circuit d'admission, et en mesurant celle-ci, on a une indication de la quantité d'essence absorbée par le moteur. Quatre zones sont repérées sur l'instrument, mini lorsque la pédale d'accélérateur est au repos, faible, moyen et fort selon la course de la pédale.

En utilisant judicieusement les rapports de la boîte de vitesse, le conducteur pourra rester dans les zones faible-moyen, et éviter

la zone forte qui n'amène qu'une consommation généralement inutile d'essence non exploitée pour la traction par le moteur.

Toujours chez ce constructeur, un dispositif contrôlant le bon état de la pression des pneus, l'AVDEG peut être installé sur tous les véhicules, il est commandé par un dispositif électronique dont le principe de fonctionnement ne nous a pas été révélé. L'appareil détecte les déséquilibres entre roues, et signale les dégonflages jusqu'à la crevaison.

Chez DBA, une bobine « électronique » ville-route permet d'adapter la tension délivrée aux bougies selon les conditions du trafic, à l'aide d'une commutation électronique d'une résistance série dans le primaire de la bobine. Ce dispositif, grâce à la stabilité et à la valeur élevée de la haute tension, améliore la combustion du mélange dans les cylindres, et par là, optimise le ren-



Fig. 3

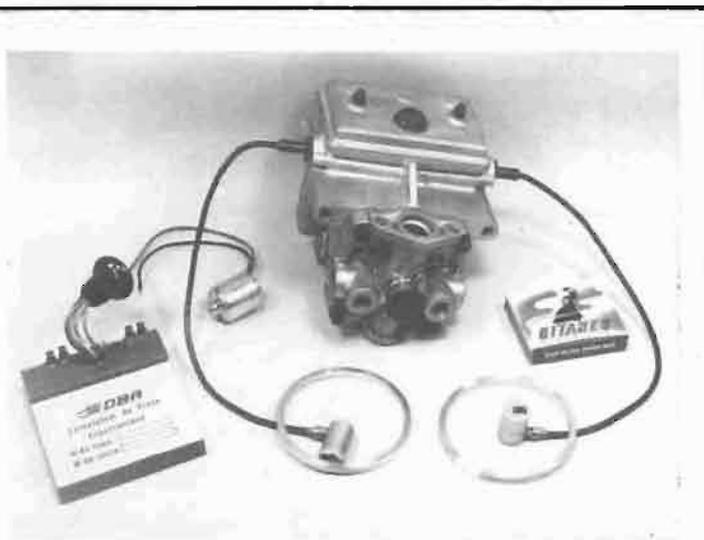


Fig. 6

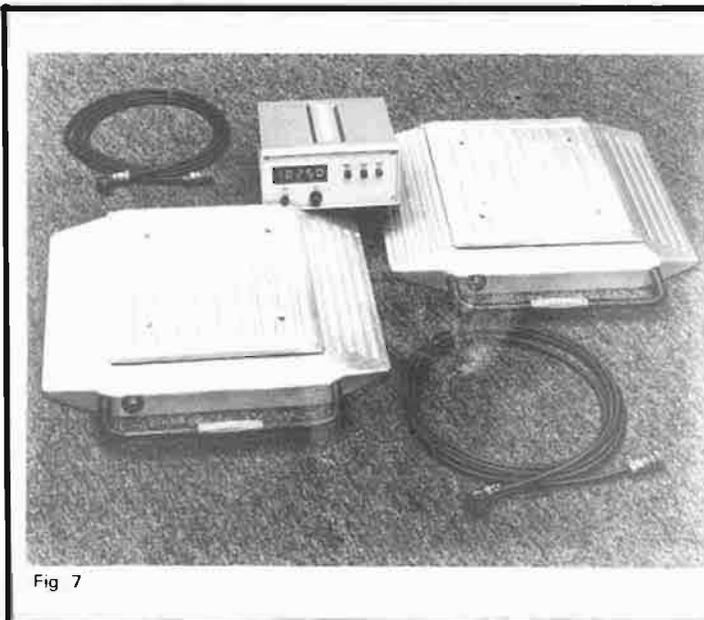


Fig 7

dement du moteur (fig. 4).

A côté de l'AVIMAX, indicateur de dépassement d'une vitesse programmée, un dispositif antivol M 3S (fig. 5) est proposé. Une combinaison sur roues codées digitales doit être affichée sur le tableau de bord. Si le code n'est pas reconstitué, à la mise du contact un klaxon indépendant retentit pendant 30 secondes.

Côté véhicules utilitaires, un correcteur électronique de freinage contrôle l'adhérence latérale des roues, et permet de conserver une stabilité quelque soit le type d'attelage, semi-remorque, remorque, en comparant la vitesse de décélération des essieux arrière à une valeur à ne pas dépasser (fig. 6).

La société Fourray, présentait une plate forme de pesage portable Dynauto 10, à disposer sous chaque roue de poids lourd (fig. 7). Ces appareils permettent

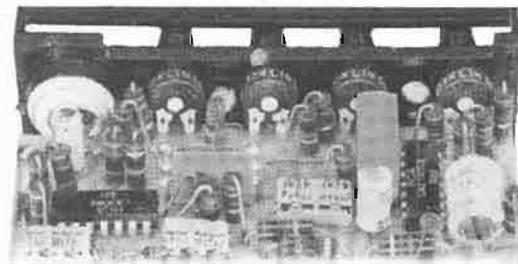
de déterminer la charge exacte sur chaque roue, ils sont, soit munis d'un affichage numérique intégré, soit réunis à un boîtier d'affichage extérieur. La gamme de mesure couvre de 0 à 10 tonnes avec surcharge sans danger de 100 %, la précision atteint ± 25 kg jusqu'à 2,5 tonnes, ± 50 kg de 2,5 à 10 tonnes. L'appareil est totalement autonome, alimenté par batterie interne et chargeur incorporé, étanche au jet et à la poussière, sa température d'utilisation est comprise entre -25 et $+50$ °C. Des versions 20 et 30 tonnes sont également disponibles.

Chez Veglia, nous avons remarqué une pendule à quartz, un compteur horaire électronique pour engins de travaux publics, un indicateur de consommation d'essence analogue à celui présenté par Jeager, et un thermomètre électronique indicateur de

Fig. 9 a



Fig. 9 b



verglas. Une sonde extérieure fournit l'information en température, qui est affichée sur un cadran, et lorsque celle-ci est voisine de 0, un voyant rouge s'allume et indique la formation de verglas.

Cette firme fabrique une gamme complète de tableaux de bord aux raccords par circuits imprimés souples (fig. 8). Enfin un indicateur de vitesse avec totalisation des distances parcourues intégralement électronique est proposé. Ce compteur de vitesse est réalisé à l'aide de circuits intégrés, il comporte un générateur d'impulsions prélevant celles-ci en sortie de la boîte de vitesse, et fournit d'une part au galvanomètre un courant proportionnel à la vitesse, d'autre part, une division de fréquence conduit à alimenter un moteur pas à pas solidaire des roues de l'affichage des distances. Le sys-

tème élimine les transmissions mécaniques, et permet d'obtenir une précision très nettement supérieure aux appareils classiques, (pour ces derniers ± 15 % sont une valeur courante sur les véhicules de série) qui ne dépend plus que de la bonne valeur de la pression de gonflage des pneumatiques ($\pm 2,5$ %).

Nous avons noté divers modèles d'antivols, fonctionnant à l'ouverture d'une portière, ou comme celui de la société Auto Alarm, réagissant dès que l'assiette du véhicule est déplacée de 10°, ce qui permet d'éviter le vol des roues. En outre, il est muni d'un réarmement automatique permettant la remise en route du klaxon si une nouvelle tentative de vol a lieu.

Les dispositifs anti-radar, c'est-à-dire vous avertissant lorsque la vitesse maximale programmée est dépassée, sont nettement

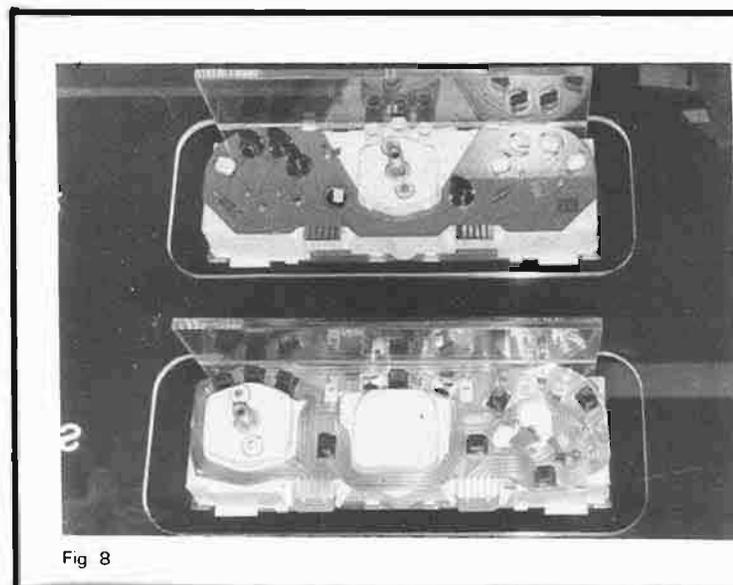


Fig 8

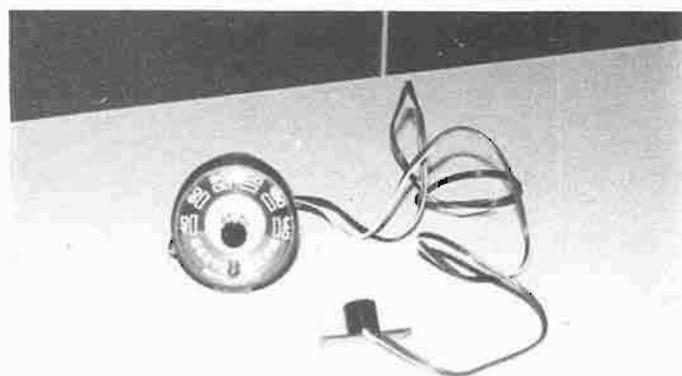


Fig 10

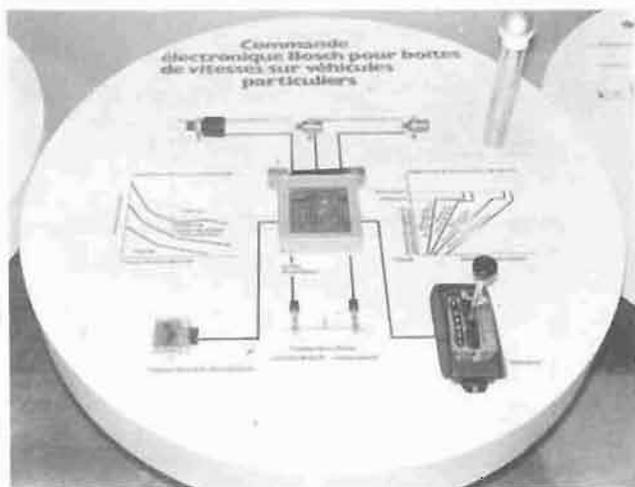


Fig 11



Fig 12



Fig 15

améliorés par rapport à ceux présentés l'an dernier. Deux modèles sont instantanément installables par l'utilisateur, sans opération mécanique. Le premier (fig. 9), le « Schick bip », comporte le boîtier de commande à trois touches et avertisseur incorporé, qui se fixe à l'aide d'une embase auto-collante au-dessus du tableau de bord, et un capteur, fixé de la même façon sur le bas de l'indicateur de vitesse. Les trois touches sont toutes munies d'un potentiomètre permettant de déterminer la vitesse programmée jusqu'à 60 km/h, 100 km/h et au-dessus. Un réglage de volume contrôle l'alarme sonore, celle-ci délivre des bip dont la fréquence s'élève proportionnellement à la valeur de la vitesse atteinte au-dessus du seuil programmé.

Le second (fig. 10) le Detecto

Alarm comporte une aiguille que l'on dispose vis-à-vis de la vitesse à ne pas dépasser, affichée sur un cadran circulaire, et un capteur collé au bas de l'indicateur de vitesse. La plage contrôlée est variable entre 40 et 140 km/h.

Le principe de fonctionnement de ces appareils consiste à prélever des tops que délivrent les aimants du mouvement mécanique de l'indicateur de vitesse (tous les indicateurs en comportent) et de transformer ces informations à l'aide de l'électronique du boîtier, comparant un seuil préréglé et la vitesse variable.

Chez Lucas, un très intéressant dispositif électronique est présenté. Il s'agit d'un équipement destiné à maintenir constante la distance entre véhicules sur autoroutes, un radar modulé en fréquence communique les in-

formations en vitesse et distance à un calculateur qui contrôle les freins et l'accélérateur du véhicule, et ajuste ainsi la distance séparant les voitures à une valeur satisfaisant les impératifs de sécurité. Le conducteur n'a plus qu'à maintenir son volant, jusqu'au jour où un nouvel équipement électronique le délivrera de cette tâche.

Bosch présente une foule d'équipements et accessoires, parmi lesquels on note un indicateur proportionnel d'usure des garnitures de freins, un nouvel allumage électronique, et un asservissement électronique de boîte de vitesse automatique (fig. 11).

Côté autoradio, le Berlin électronique (fig. 12) comporte une tête de commande très compacte, que l'on peut installer au cen-

tre du volant et qui regroupe toutes les commandes. L'appareil est muni d'un décodeur FM stéréo, il peut enregistrer ou lire les cassettes mono-stéréo, et peut recevoir un micro pour l'enregistrement direct du courrier.

Thomson présentait son radiotéléphone couplé au réseau par voie HF, et une nouvelle génération d'émetteurs-récepteurs « Copilote » pour réseaux privés à modulation de phase, pour 1-6 ou 12 canaux, avec espacement à 20-25 ou 50 kHz, sur les bandes 68-88 MHz, 146-174 MHz, et 440-470 MHz.

Pour terminer, nous avons remarqué à la section motos, deux modèles munis de moteurs Wankel rotatifs, la Hercules (fig. 13) et la Suzuki (fig. 14) à côté de la Kawasaki 900 (fig. 15) gagnante du dernier Bol d'Or. **J.B.**



Fig 13



Fig 14

Qu'est-ce que L'ÉLECTRICITÉ ?

L'ÉLECTRONIQUE est une application de l'électricité. La connaissance de celle-ci est indispensable pour bien assimiler celle-là.

Certes, la plupart des lecteurs du « Haut-Parleur » ont déjà une idée bien précise sur l'électricité, mais, pour beaucoup, elle est quelque chose d'essentiellement mystérieux et de rebelle à tout essai de compréhension. Aussi nous a-t-il semblé utile de reprendre ici quelques notions qui sont aussi fondamentales pour qui veut faire de l'électronique que la connaissance de la table de multiplication l'est pour un homme qui veut faire du calcul. Nous essaierons de le faire d'une façon aussi simple que possible, en nous excusant à l'avance auprès de ceux qui connaissent tout cela depuis longtemps.

ETUDIIONS L'EAU DES FLEUVES

Dans la quasi-totalité des cas, les phénomènes de nature électrique sont liés au **mouvement** des charges, et l'on commence souvent l'étude de l'électricité par celle des effets produits par les charges qui se déplacent.

Il nous semble plus logique de parler d'abord de ce que sont ces charges, afin d'examiner les phénomènes liés à leur mouvement. Avant de définir un fleuve, il faut bien savoir ce qu'est l'eau.

Donc, la première question que l'on doit se poser est la suivante : « Qu'est-ce que la charge électrique ? »

On dit généralement que l'électricité est un « fluide » ; ce terme semble vague, mais on ne peut guère appeler autrement cet élé-

ment insaisissable par lui-même, dont les effets deviennent bien plus voyants quand il est en mouvement. Il en est un peu de même de l'air : on le perçoit difficilement, mais les effets du vent sont très sensibles.

L'électricité ou, pour être plus précis, les charges électriques font partie de la matière. On sait que toute matière est composée de molécules. Ces molécules sont elles-mêmes des groupes de corpuscules plus petits, les atomes.

Ces derniers, à leur tour, sont composés d'un noyau, partie minuscule renfermant la quasi-totalité de la masse de l'atome, autour duquel il y a des « particules ».

Ce noyau est minuscule : si l'on arrivait à « comprimer » la matière de telle sorte que les noyaux soient très proches les uns des autres (au lieu d'être séparés par des vides immenses par rapport à leur taille), on aurait une matière dont un centimètre cube représenterait une masse de plusieurs tonnes. Et ce n'est pas là une simple vue de l'esprit : une matière ainsi « condensée » existe : elle est le constituant des étoiles dites « naines blanches », comme le « compagnon » de Sirius.

On sait que ce noyau est généralement très stable, à part celui de certains corps dits « radio-actifs » (uranium 235, plutonium), dont les noyaux atomiques éclatent spontanément. Pour les autres corps, on ne sait casser ou modifier leurs noyaux atomiques que depuis peu de temps, et on n'y arrive qu'en mettant en jeu des énergies énormes.

Revenons à ce qui se trouve autour du noyau. Nous avons parlé de « particules ». Ce sont les fameux « électrons » (le premier mot en « ... tron » d'une longue famille).

Suivant les hypothèses faites sur la structure de l'atome, on envisage différemment leurs déplacements. Selon un schéma maintenant considéré comme désuet, on peut dire que ces électrons « tournent » autour du noyau, comme les planètes autour du Soleil.

Ces particules sont extrêmement légères, la masse d'un électron étant environ 2000 fois plus petite que celle d'un atome d'hydrogène (qui n'est pourtant pas si lourd, vu qu'il en faut six cent mille milliards de milliards pour faire un gramme). Autrement dit, un électron a une masse « au repos » de : $9,1096 \cdot 10^{-28}$ g (nous disons « au repos » car, avec ces corpuscules qui peuvent être animés de très grandes vitesses, voisines de celle de la lumière, les corrections de relativité jouent souvent, augmentant la masse quand la vitesse augmente).

Si léger qu'il soit, l'électron contient une charge électrique importante : dans un kilogramme d'électrons, il y a cent soixante seize milliards de Coulombs, soit quarante neuf millions d'ampères-heures.

Précisons toutefois que, pour avoir ce « kilogramme d'électrons », il faudrait rassembler de deux à cinq tonnes de matière... et encore : il faudrait en « extraire » tous les électrons.

L'ÉQUILIBRE DES CHARGES

Comment se fait-il donc, si la matière contient tant de charges, que les effets ne s'en manifestent pas plus visiblement ? Tout simplement parce que les noyaux des atomes contiennent de quoi « neutraliser » les électrons. Nor-

malement, dans la matière, il y a un équilibre parfait entre les électrons et les charges contenues dans les noyaux des atomes.

Mais cet équilibre est très facile à rompre. Il suffit d'agir sur la matière par des produits chimiques, des contraintes mécaniques, des frottements, de la chaleur, de la lumière, des mouvements d'aimants au voisinage, etc., pour que l'équilibre soit rompu.

C'est ce que les Grecs ont constaté avec l'ambre, une résine fossile, dont on fait de beaux bijoux. Ils remarquèrent que cet ambre, frotté, devenait capable d'attirer les corps légers, comme les brins de paille. Comme l'ambre, en grec ancien, se nommait « elektron », on nomma « électricité » le phénomène lié aux propriétés de l'ambre frotté.

Que se passe-t-il donc quand on frotte cet ambre ? Il y a, en surface, un effet mécanique sur les électrons des atomes constituant les molécules de l'ambre. Ils sont déplacés, le corps qui frotte apportant des électrons supplémentaires, ou enlevant (suivant le corps qui frotte, le phénomène peut avoir lieu dans un sens ou dans l'autre). Quoi qu'il en soit, après le frottement, l'équilibre dont nous parlions ne subsiste plus : il y a trop (ou trop peu) d'électrons pour que leur effet soit exactement neutralisé par celui des noyaux. L'effet résultant est alors ce que l'on appelle un « champ électrique » ; au voisinage du morceau d'ambre frotté, les corps légers se trouvent attirés.

Les connaissances sur l'électricité en sont restées là pendant bien des siècles. C'est, en effet, 700 ans, à peu près, avant notre ère, que Thalès de Millet découvrit le phénomène lié à l'ambre frotté.

On en resta aux curieuses propriétés de ce corps naturel pendant longtemps, puisque ce n'est que vers la seconde moitié du dix-septième siècle que Guillaume Gilbert, médecin de la reine Elisabeth d'Angleterre, fit une étude systématique sur les corps « électrisables ». Il trouva que l'on obtient des résultats analogues avec le verre, le soufre et bien d'autres corps.

C'est à peu près un demi-siècle plus tard que fleurirent les innombrables « machines électriques » qui allaient permettre une meilleure compréhension de ce « fluide ». La première dont l'histoire parle est celle d'Otto de Guericke, qui fonctionnait avec un globe de soufre (il est à noter que le soufre était choisi en partie à cause de ses propriétés électriques, en partie à cause de son caractère un peu « diabolique », car on commençait à soupçonner l'analogie entre les décharges depuis les corps électrisés et l'éclair de la foudre).

Déjà, vers 1730, Grey et Wheeler avaient fait une découverte fondamentale : ils avaient remarqué que, sur certains corps, l'électrisation reste parfaitement localisée alors que, sur d'autres, elle se généralise à tout le corps, à condition que ce dernier soit maintenu par un corps de la première espèce. Nous traduisons cela maintenant en disant que, dans un isolant, on peut créer des excès (ou des manques) locaux d'électrons, alors que, avec des corps conducteurs (ou mauvais isolants), l'action électrique se répartit sur tout ce corps, s'il est supporté par un isolant (sinon, les charges s'en vont, par le support, à la terre).

On s'aperçut très vite que l'on avait intérêt, pour les études, à stocker les charges sur des conducteurs, supportés par des isolants, plutôt que sur les isolants eux-mêmes.

En effet, si l'on a emmagasiné des charges électriques sur un isolant, on ne peut disposer, pour des expériences, que des charges produites à l'endroit même où l'on va les prélever. Si l'on a transféré les charges sur un cylindre de métal, supporté par des tiges en verre, par exemple, on peut prélever en un point de la pièce métallique la totalité des charges que l'on a stockées partout sur le métal.

Les premières machines électriques utilisèrent donc un isolant frotté comme générateur de charges, et un conducteur supporté par des isolants comme stockeur de charges. Pour passer de l'iso-

lant au conducteur, on utilisait le « pouvoir des pointes », qui facilite l'écoulement vers elles (ou par elles) des charges électriques. On put alors commencer une étude sérieuse des charges électriques.

ELECTRICITÉ DES DEUX SIGNES ET... TARTINE DE CONFITURE

Dès le début de l'étude sérieuse des phénomènes électriques, un Français, malheureusement bien oublié de nos jours, qui s'appelait Du Foy, collaborateur de l'abbé Nollet (grand précurseur dans l'étude de l'électricité, lui aussi), vit que si l'on suspendait à un fil de soie un petit objet léger, il était initialement attiré par le conducteur chargé de la machine électrique, mais que, dès que l'objet était arrivé en contact avec le conducteur, il était aussitôt repoussé par lui.

C'est à peu près à la même époque que l'on mit au point un appareil assez sensible pour déceler la présence des charges électriques : l'électroscope à feuilles d'or. La figure 1 montre comment il est constitué.

On place dans un récipient transparent R (une bouteille à large goulot, ou un bocal) une lan-

val sur une partie horizontale H qui termine en bas une tige verticale T. Les deux bouts de la languette font deux feuilles F et F' qui, normalement, pendent verticalement, au contact l'une de l'autre.

La tige T est maintenue par le couvercle C du récipient, couvercle isolant de préférence (ce n'est pas indispensable si le verre constituant R est bien propre et bien sec). La tige est terminée en haut par une boucle B.

Un tel électroscope est facile à construire. Il est recommandé de prendre une plaque de plexiglas pour faire le couvercle C ; la partie horizontale H est le bout recourbé d'un fil de cuivre soudé en bas de la tige T.

La feuille d'or se trouve assez facilement chez les marchands d'articles de dessin : on l'emploie pour la dorure et l'enluminure des manuscrits. Quoique l'on puisse en penser, elle n'est pas bien chère, le prix de l'or n'intervenant d'ailleurs presque pas dans le prix de la feuille (c'est le travail de laminage qui est coûteux). Le problème le plus délicat est la manipulation de la feuille, qui est si mince qu'un soufflé suffit pour la déchirer ; il faut mettre un mouchoir noué devant son nez (comme les chirurgiens) quand on manipule cette feuille.

Dès que l'on approche de la boule un bâton d'isolant électrisé, on voit les feuilles dévier. Lors-

que l'on écarte le bâton, les feuilles retombent.

Si nous approchons un bâton de plastique frotté avec une peau de chat, les feuilles divergent. Il en va de même si nous approchons de la boule une tige de verre frottée avec un drap. Mais, si nous approchons simultanément le bâton de plastique et la tige de verre, en les mettant à des distances convenables de la boule, on constate que les effets des deux corps électrisés se contrarient, on peut arriver à annuler la divergence des feuilles.

On en conclut, comme l'ont fait les physiciens il y a près de deux cents ans, qu'il y a deux sortes de charges—électriques et qu'elles sont antagonistes. Initialement, ils les avaient appelées : électricité vitrée et électricité résineuse (les plastiques n'existaient pas à l'époque, on utilisait des sortes de résines).

Plus tard, on pensa qu'il fallait regarder cela comme des quantités positives et négatives, on dit que l'une des électricités serait appelée positive, l'autre négative. On avait, diront les statisticiens, une chance sur deux de faire un choix heureux. Malheureusement, là aussi, le fameux principe de la tartine de confiture a joué, on a pris le mauvais choix (vous connaissez, bien sûr, le « principe de la tartine de confiture » : quand on laisse tomber une tartine, il n'y a théoriquement qu'une chance sur deux pour qu'elle tombe avec la confiture vers le bas, or c'est toujours ce qui se produit : il est à signaler que l'on donne aussi à ce principe le nom plus noble de « Loi de Murphy »).

Pourquoi ce choix est-il désastreux ? Tout simplement parce qu'il conduit à considérer comme négative la charge des électrons, qui sont les vrais véhicules du courant électrique dans la majorité des cas, et l'on verra plus loin à quel point cela va nous gêner. Mais tant pis, le choix est fait, il n'y a pas à revenir là-dessus.

Dès que l'on eût précisé les notions d'électricité positive et négative, on fit la constatation suivante : deux corps chargés d'électricité de même nom (nous disons maintenant de même signe) se repoussent mutuellement, tandis que deux corps chargés d'électricité de noms (signes) contraires s'attirent. C'est là l'explication du phénomène constaté par Du Foy : le petit objet supporté par un fil de soie, une fois arrivé au contact d'un corps électrisé, se charge d'électricité du même nom

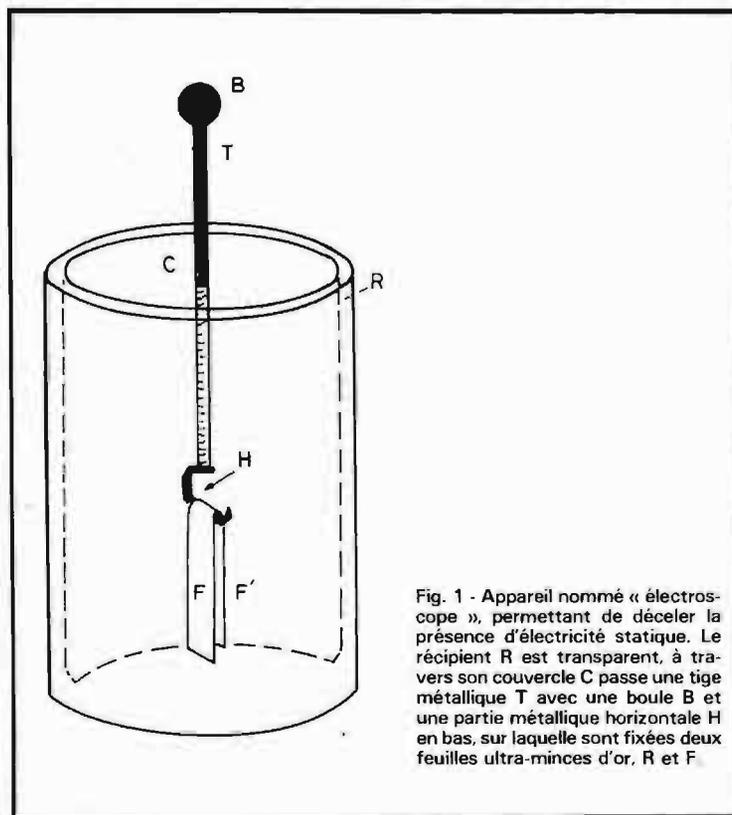


Fig. 1 - Appareil nommé « électroscope », permettant de déceler la présence d'électricité statique. Le récipient R est transparent, à travers son couvercle C passe une tige métallique T avec une boule B et une partie métallique horizontale H en bas, sur laquelle sont fixées deux feuilles ultra-minces d'or, F et F'.

que celle qui est sur ce corps : l'objet léger est alors repoussé par le corps électrisé.

INTERPRÉTONS LES ESSAIS À L'ÉLECTROSCOPE

Comment se fait-il que les feuilles de l'électroscope divergent quand nous approchons de la boule un corps chargé par frottement ? Cela s'explique par le phénomène dit « d'influence ».

Supposons (fig. 2) que le bâton électrisé que nous approchons de la boule soit chargé d'électricité négative. Il y a, dans le métal de la tige, de la boule et des feuilles, des charges positives et négatives en quantités considérables, mais elles sont initialement en quantités égales, se neutralisant parfaitement.

La présence du bâton chargé va détruire cet équilibre : les charges positives vont venir dans la boule, les charges négatives vont être repoussées le plus loin possible de cette dernière : elles iront dans les feuilles. Ces dernières porteront donc toutes les deux des charges de même signe : elles se repousseront.

Dès que l'on écarte le bâton, l'influence cesse ; les charges positives et négatives regagnent leurs places et se neutralisent parfaitement. Les feuilles ne sont plus chargées et elles retombent.

Nous pouvons maintenant faire une expérience plus compliquée et l'interpréter.

Pendant que le bâton chargé est proche de la boule, comme sur la figure 2, touchons avec le doigt la tige T (fig. 3 a). Tout en laissant le bâton au même endroit, retirons le doigt (fig. 3 b), puis écartons le bâton (fig. 3 c).

Nous constatons, lorsque nous touchons la tige, que les feuilles retombent, ce qui est normal : notre doigt va permettre l'écoulement vers le sol des charges que le bâton repoussait le plus loin possible. Comme lesdites charges peuvent aller, par le chemin qui leur est offert (le doigt), le corps de l'opérateur et le sol, bien plus loin que dans les feuilles, elles vont immédiatement profiter de l'occasion et quitter les feuilles.

Quand nous enlevons le doigt (fig. 3 b), les charges positives sont maintenues dans la boule par influence du bâton chargé négativement. Mais quand nous retirons le bâton, les charges positives ne sont plus maintenues dans la bou-

le, elles vont partout en particulier sur les feuilles (fig. 3 c). Ces dernières s'écartent.

Si nous approchons de nouveau le bâton électrisé négativement, nous nous retrouverons dans le cas de la figure 3 (b), et la divergence des feuilles va diminuer, au fur et à mesure que l'on approchera le bâton.

A l'opposé, si nous approchons de la boule un corps chargé positivement, il va repousser d'autres charges positives vers les feuilles, dont la divergence va augmenter.

UN PETIT TOUR DANS L'ÉLECTRONIQUE

Pour bien montrer que ces

considérations sont directement applicables dans le domaine de l'électronique, nous allons, à la lumière de ce que nous venons de voir, nous pencher sur le fonctionnement du microphone à condensateur.

On sait que ce dernier comporte une fine membrane M (fig. 4), soumise à l'action des ondes sonores, placée très près d'un corps électrisé E, que nous supposons porteur de charges positives sur sa face en regard de la membrane (on sait que, maintenant, il n'est plus nécessaire d'amener ces charges sur une plaque fixe E, on a remplacé cette dernière par un « électret », sorte de disque portant, par construction, des charges positives sur une face et des charges négatives sur l'autre).

Le phénomène d'influence tend donc à appeler sur la membrane des charges négatives, tandis que les charges positives de la membrane sont repoussées, à travers le fil F, vers l'entrée de l'amplificateur A (généralement il s'agit de la grille d'un transistor à effet de champ).

Quand la membrane M va s'approcher du corps E, ce qui aura lieu quand elle sera poussée par une augmentation de pression due aux ondes acoustiques, il y aura un effet d'influence plus prononcé, il y aura donc plus de charges positives qui iront vers l'entrée de A. A l'opposé, quand M va s'écarter de E, sous l'influence d'une diminution de pression, il y aura moins de charges positives à l'entrée de A.

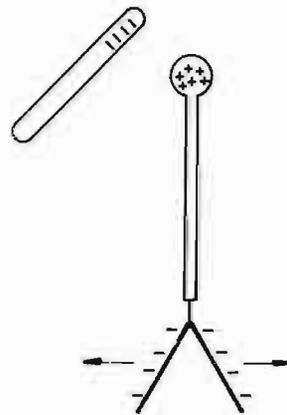


Fig. 2. - Quand on approche de la boule de l'électroscope un bâton électrisé, par exemple en électricité négative, les charges positives contenues dans la tige de l'électroscope vont vers la boule B, les charges négatives sont repoussées vers les feuilles. Ces dernières, chargées négativement toutes deux, se repoussent et divergent.

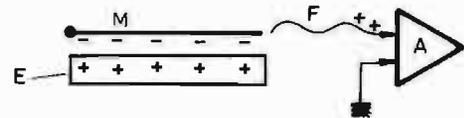


Fig. 4. - Dans le microphone à condensateur, la plaque électrisée positivement E maintient dans la membrane M des charges négatives, faisant partir les charges positives de la membrane vers l'entrée de l'amplificateur A.

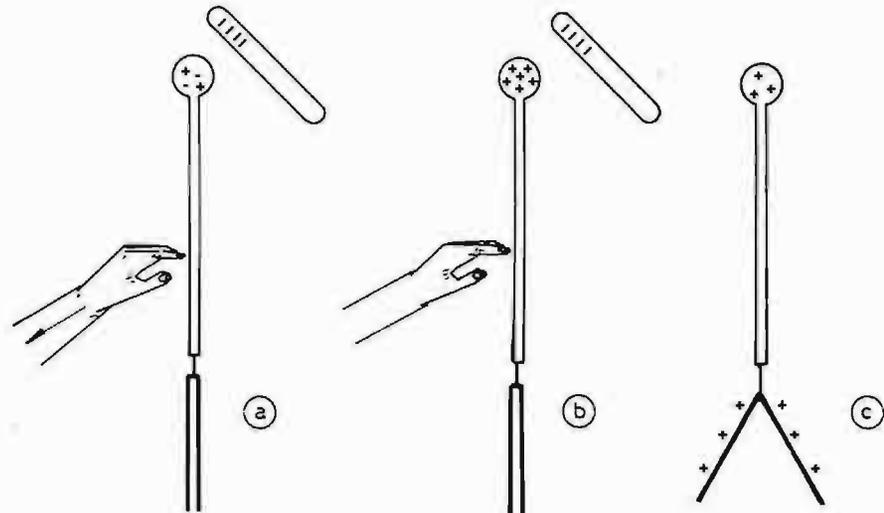


Fig. 3. - Ayant approché un bâton électrisé de la boule de l'électroscope, comme sur la figure 2, on a touché (a) la tige. Les charges négatives sont parties dans le sol et les feuilles retombent. En (b), avec le bâton à la même place, on a cessé le contact de la main et de la tige : les charges positives, maintenues dans la boule par l'influence des charges négatives du bâton, ne vont pas dans les feuilles : ces dernières restent verticales. Si on écarte le bâton (c), les charges positives se répartissent partout dans le métal de l'électroscope, y compris dans les feuilles, qui re-divergent.

On voit donc comment le mouvement de M va engendrer une variation de potentiel à l'entrée de A, ce dernier l'amplifiant pour donner un signal BF utilisable.

LES PROBLÈMES D'INCOMPATIBILITÉ D'HUMEUR

Puisque les charges de même signe se repoussent, on se doute que cette « mésentente » des charges va les pousser à s'écarter le plus possible les unes des autres. Si ces charges sont sur un isolant, qui ne les laisse pas circuler, tant pis pour elles : elles seront forcées de se supporter mutuellement, malgré l'horreur qu'elles s'inspirent.

Mais, dans un conducteur, supporté, comme toujours, par un isolant, les charges peuvent se déplacer librement, à condition de rester sur le conducteur, puisqu'il n'y a pas de chemin pour elles vers le sol.

Elles se comporteront donc comme des enfants qui sont « fâchés entre eux » et que l'on a logés dans une même pièce dont la porte est fermée : ils se mettent aussi loin que possible les uns des autres, occupant les coins de la pièce. Les charges se fuiront donc mutuellement dans la limite du possible et elles iront se loger sur la **surface** du conducteur. Il n'y en aura aucune qui restera à l'intérieur.

Si ce conducteur est une sphère, la répartition des charges sera régulière : chaque centimètre carré de la surface de cette sphère contiendra la même charge (nous supposons qu'aucun corps influençant n'est à proximité).

Mais s'il s'agit d'un corps de forme plus complexe, l'effet de répulsion mutuelle des charges sera maximal là où le rayon de courbure est petit, ne laissant aux charges que peu de « recul » pour se fuir mutuellement. C'est ce fait qui explique le pouvoir des pointes : quand le rayon de courbure devient tout petit, les charges sont repoussées par d'autres avec une telle force qu'elles en arrivent à s'enfuir par l'air, rendu conducteur par « ionisation ».

Les constructeurs de machines électriques avaient noté ce phénomène, utilisé pour collecter par des peignes les charges développées sur des isolants par frottement. Ils avaient aussi fait attention à prévoir des conducteurs tout à fait dépourvus d'aspérités

pour le stockage des charges : ce sont des cylindres de gros diamètre, terminés par des sphères ou des fractions de sphères.

Cette aversion réciproque des charges va conduire à une autre nécessité : utiliser des conducteurs de grande taille pour loger sans trop de difficulté beaucoup de charges. En effet, sur une petite sphère, par exemple, les charges ne peuvent guère se fuir. Il en résulte que, lorsqu'il y a un peu de charges logées sur la surface de cette petite sphère, il devient très difficile d'en loger d'autres. Chaque charge que l'on voudra apporter sur la petite sphère va être si énergiquement repoussée, surtout vers la fin de son déplacement, qu'il faudra un travail énorme pour l'amener.

De toutes façons, même avec une grosse sphère, où l'on peut loger, toutes choses égales par ailleurs, plus de charges que sur une petite, il ne sera guère possible de dépasser une charge relativement minime : sur une sphère de 1 mètre de diamètre (bien encombrante), on ne peut guère loger plus d'un cent millième de Coulomb. Pour loger de plus grandes charges, il faudra trouver autre chose que la simple boule métallique isolée.

LA MESURE DES CHARGES

Cette force qui fait se repousser deux charges de même signe a permis, dès les débuts de l'électricité, de définir une unité de charge.

On a commencé par étudier comment cette force variait avec la **distance** qui sépare les charges. On a vu qu'elle était inversement proportionnelle au carré de cette distance : quand on multiplie la distance des charges par 5, par exemple, la force est divisée par 25 (carré de 5) ; quand on divise la distance par 7, la force est multipliée par 49.

On a donc pris comme unité de charge celle qui, placée à un centimètre d'une charge identique dans le vide (ou dans l'air, ce qui est pratiquement la même chose du point de vue de la force), la repoussait (et était repoussée par elle) avec une force de une « dyne ». En effet, l'unité de distance du système utilisé à l'époque (système cgs) est le centimètre, l'unité de force étant la dyne, qui représente à peu près la force d'attraction de la Terre sur une

masse de un milligramme, autrement dit le **poinds** de un milligramme.

Cette unité de charge est minuscule : il en faut trois milliards pour faire le Coulomb, unité de charge actuellement utilisée.

Dans le système d'unités normalisé (MKSA) l'unité de distance est le mètre, l'unité de masse le kilogramme-masse, l'unité de temps étant la seconde. Il en résulte que l'unité de force de ce système est le « Newton », qui vaut exactement cent mille dynes.

On ne définit pas le Coulomb par action de répulsion sur une charge égale. En effet, en admettant que l'on puisse placer une boule métallique portant une charge de un Coulomb à un mètre d'une autre boule portant la même charge, la force de répulsion mutuelle serait de neuf milliards de Newtons, soit à peu de choses près, le poids d'une masse d'un million de tonnes !

L'UTILISATION DES CHARGES ANTAGONISTES

Donc, dès que l'on veut loger des charges électriques sur une pièce métallique, on se heurte à la force qui fait se repousser les charges. Celles que l'on a réussi à placer sur la pièce sont fortement repoussées vers l'extérieur et elles repoussent toute charge que l'on veut y apporter, ce qui fait qu'un tel apport ne peut se réaliser qu'au prix d'un travail mécanique considérable.

Tout se passe un peu comme si l'on voulait apporter du gaz dans un récipient de très faible volume : la pression y augmenterait très vite, nécessitant un effort de pompage énorme pour y faire entrer encore un peu de gaz.

Avec les charges, on ne parle, bien sûr, pas de « pression ». On dit que les charges sont à un **potentiel** élevé par rapport à la Terre, vers laquelle la répulsion électrique leur donne « envie » d'aller (si nous osons interpréter ainsi la « psychologie des charges »). C'est un peu la même chose que si l'on avait hissé de l'eau en la faisant pénétrer par le bas dans un tube vertical de très petite section : même pour une faible quantité d'eau, le niveau monterait très haut, ce qui provoquerait l'apparition d'une très forte pres-

sion en bas du tube. Il faudrait, pour chaque gramme d'eau à faire pénétrer dans le tube, vaincre une pression énorme, et l'introduction de ce gramme d'eau correspondrait à un travail mécanique considérable.

On note ce « potentiel », correspondant au travail (en Joules) que l'on doit effectuer pour amener en ce point une charge de un Coulomb, en unités de potentiel : en Volts.

Pour donner le potentiel d'un point, il faut définir d'où l'on est parti pour amener la charge unité en ce point. On parle plus de « différence de potentiel » entre deux points que de potentiel d'un point. Si on ne l'a pas précisé, l'un de ces deux points est toujours la Terre.

Donc, maintenant que nous connaissons la notion de potentiel, analogue à la notion de pression en mécanique, nous pouvons mieux préciser l'imperfection de la simple boule métallique comme réceptacle de charges : on ne peut y loger que peu de charges, et ce en la portant cependant à un potentiel énorme par rapport à la Terre.

Qu'on ne s'y trompe pas : les premières machines électriques ne donnaient que des charges dérisoires, atteignant péniblement le microcoulomb (un millionième de Coulomb !), mais elles mettaient en jeu des différences de potentiel énormes, se comptant souvent en dizaines ou en centaines de kilovolts.

Dans un récipient donné où l'on veut loger du gaz, il y a un rapport constant entre la masse m de gaz qu'on y fait entrer et la pression P de gaz obtenue quand le gaz est entré. Ce rapport P/m, indépendant de P et de M, définit le volume du récipient, ou, comme l'on dit aussi, sa **capacité**.

Pour les conducteurs sur lesquels on loge des charges, il y a aussi un rapport constant, caractérisant l'aptitude de ce conducteur à emmagasiner des charges : le rapport de la variation de potentiel de ce corps à la quantité d'électricité qu'on y a introduite, provoquant ladite variation de potentiel ; ce rapport se nomme la **capacité** du conducteur, il se compte en **Farads**. Un conducteur d'une capacité d'un Farad a son potentiel qui augmente d'un Volt quand on lui amène une charge de un Coulomb.

A titre indicatif, si l'on voulait faire un conducteur simplement sphérique ayant une capacité d'un Farad, il « suffirait » d'une sphère de dix-huit millions de kilomè-

tres de diamètre, soit treize fois le diamètre du Soleil.

On en tire une conclusion : une grosse boule métallique n'est pas la solution rêvée pour stocker des charges importantes.

Mais alors, comment faire pour entasser beaucoup de Coulombs dans quelque chose sans faire appel à des boules grosses comme Sirius (c'est loin, Sirius, de plus c'est peu maniable et relativement chaud !), oui, comment faire ?

La solution se trouve aisément si on réfléchit avec notre logique actuelle : puisque c'est la répulsion mutuelle des charges de même signe qui rend si difficile le stockage de ces charges, on doit arriver à faciliter les choses en faisant intervenir des charges de signe contraire, au voisinage de l'endroit où l'on veut mettre les premières charges.

**UNE BOUTEILLE
DE LEYDE,
DE L'EAU,
UNE MACHINE
ÉLECTRIQUE,
UN PHYSICIEN,
LA COURONNE DE
FRANCE ET...
PAS DE
RATON-LAVEUR !**

Non, ce n'est pas un poème de Prévert ! Il s'agit de l'histoire authentique de la découverte accidentelle des condensateurs.

Le physicien s'appelait Muschenbroek, il travaillait à Leyde dans les Pays-Bas, et il avait pensé que l'on pouvait électriser de l'eau (il voulait stocker des charges électriques dans l'eau : après tout, pourquoi ces charges ne seraient-elles pas solubles dans l'eau ?).

Il prit donc (fig. 5) une bouteille contenant de l'eau, fermée par un bouchon traversé par une tige. Cette dernière se terminait en bas dans l'eau, en haut dans l'air, avec une boule au bout.

Il toucha le conducteur d'une machine électrique avec la boule et fit fonctionner la machine. Les charges arrivèrent par la tige, fort lentement (une machine électrique produit, nous l'avons dit, fort peu de charges).

Après un certain temps, prévu pour la charge, Muschenbroek toucha la boule, préalablement écartée de la machine électrique et... il reçut une commotion fort désagréable.

On peut penser que c'est plus l'émotion que la commotion qui l'affecta à ce point, mais il raconta à tout le monde qu'il venait de ressentir une chose atroce, il s'alita et précisa qu'il ne recommencerait pas l'expérience, quand bien même on lui offrirait la couronne de France !

On ne la lui offrit d'ailleurs pas et il s'en remit. Evidemment, le choc avait été bien plus désagréable que tout ce que les physiciens avaient pu ressentir jusque-là en déchargeant avec le doigt des corps chargés d'électricité, mais ce ne devait pas être tellement horrible.

Muschenbroek conclut de son expérience que l'eau pouvait retenir des charges à la perfection, ce qui était une erreur. Non, la propriété de la fameuse « Bouteille de Leyde » venait de la présence face à face, à faible distance, de l'eau à l'intérieur de la bouteille et de la main du malheureux expérimentateur à l'extérieur. Si le physicien avait posé sa « bouteille » sur un support isolant assez grand pendant la charge, il n'aurait senti, en déchargeant le tout, qu'une secousse légère, car il n'aurait pas pu faire entrer beaucoup de charges dans l'eau de la bouteille (sur la face extérieure de cette eau, pour être plus précis, autrement dit sur la face intérieure de la bouteille).

Mais la présence de la main à l'extérieur de la bouteille, une main conductrice, fort proche (à l'épaisseur du verre près) de l'eau à l'intérieur (cette eau devant, elle aussi, être considérée comme conductrice), venait tout changer. Pourquoi ? Parce que l'arrivée de charges négatives (par exemple) dans l'eau provoquait, par influence, l'arrivée de charges de signe opposé, positives donc dans notre exemple, sur la main du physicien, plus exactement sur la face interne de cette main, celle qui était au contact avec le verre de la bouteille. Ces charges montaient depuis la Terre à travers le corps de l'infortuné physicien, qui ne sentait alors rigoureusement rien, le courant électrique correspondant étant très largement inférieur à ce qu'il faut pour qu'on le ressente.

Dans ces conditions, l'attraction exercée, à travers le verre, sur les charges négatives par les charges positives, permettait de loger bien plus facilement les charges négatives, car cette attraction contrebalançait efficacement la répulsion mutuelle des charges négatives.

Donc, pour reprendre notre comparaison de tout à l'heure, tout se passait comme si l'on avait voulu pomper de l'eau en la faisant pénétrer dans un tube vertical, ouvert en haut, par la base de

ce dernier, mais dans un tube de gros diamètre, cette fois, où l'on peut loger beaucoup d'eau sans que le niveau monte abusivement.

La machine électrique jouait le rôle que, dans notre exemple, joue la pompe qui refoule l'eau à la base du tube. Que ce soit dans le gros tube ou dans le petit tube, le niveau final était le même, dépendant uniquement de la pression maximale que peut donner la pompe. Evidemment, pour arriver à ce niveau limite, il faut plus de temps dans le cas du gros tube qu'avec le petit.

De même, la machine électrique, pouvant donner une différence de potentiel maximale définie, chargeait au même potentiel par rapport à la Terre un conducteur quelconque isolé et la bouteille de Leyde (ou plutôt la face intérieure de cette bouteille). Mais avec la bouteille, la charge était plus longue, et l'énergie emmagasinée était bien plus grande, d'où l'émotion de l'inventeur du condensateur.

**DEUX CONDUCTEURS
SÉPARÉS PAR
UN ISOLANT...**

... et nous avons réalisé un condensateur. Les charges d'un signe que l'on met sur un des conducteurs, plus exactement sur la face de ce conducteur en regard de l'autre, appellent, par influence, des charges de signe opposé sur l'autre conducteur (on dit aussi « armature ») du condensateur.

Le stockage des charges est alors très facile. L'effet d'attraction des charges négatives par les charges positives enlève aux unes et aux autres presque toute envie de s'en aller. Elles ont même tellement envie d'aller les unes vers les autres qu'il est prudent de ne pas augmenter outre mesure la différence de potentiel entre les armatures : les charges opposées prendraient alors le plus court chemin pour venir se rejoindre.

Pensez que, sur une plaque de verre de 2 mm d'épaisseur, de 1 m x 0,5 m, en garnissant les deux faces de papier métallique presque jusqu'aux bords (fig. 6), on peut stocker autant d'électricité, à différence de potentiel égale, que dans une sphère isolée de 160 m de diamètre ! Les charges positives d'une des armatures sont attirées par les charges négatives de l'autre. Et l'on peut charger ce condensateur avec une dif-

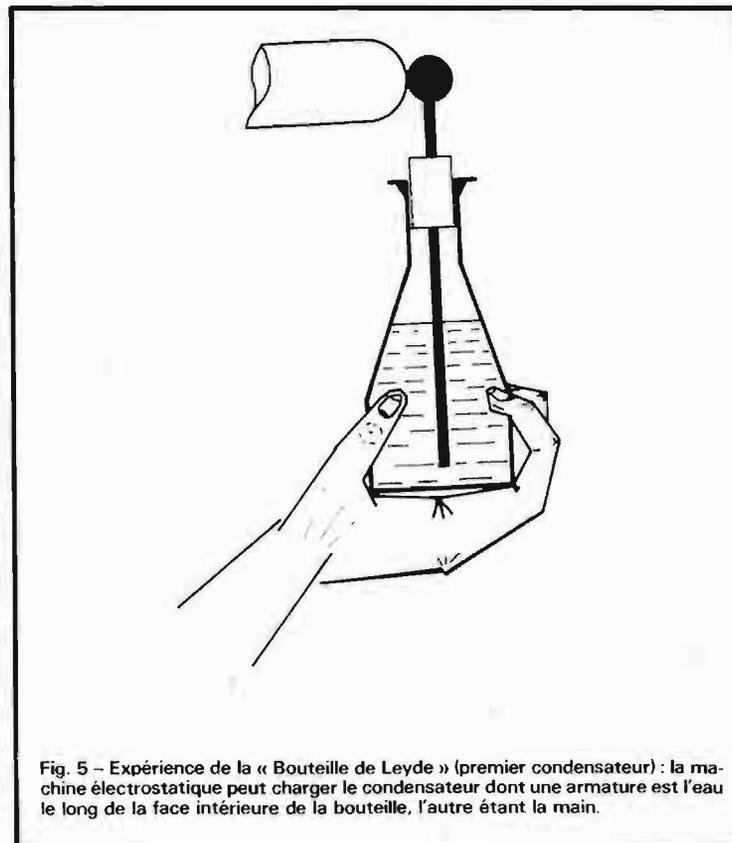


Fig. 5 - Expérience de la « Bouteille de Leyde » (premier condensateur) : la machine électrostatique peut charger le condensateur dont une armature est l'eau le long de la face intérieure de la bouteille, l'autre étant la main.

férence de potentiel élevé entre les armatures : deux millimètres de verre, cela supporte facilement 20 kV ; sous cette tension, on stocke près d'un cinquième de millicoulomb, et cela représente une énergie disponible de près d'un cinquième de Joule.

Bien entendu, les charges ont toujours « envie » de se rejoindre : si l'on connecte par un fil les deux armatures de notre condensateur, il y aura écoulement des charges d'une des armatures vers l'autre, sous l'influence de la différence d'état électrique (ou différence de potentiel) entre ces armatures. Le courant électrique qui en résultera sera, presque toujours, trop bref et trop peu intense pour que l'on puisse en étudier vraiment les effets.

ET SI L'ON FAIT AGIR LES PRODUITS CHIMIQUES ?

Là, tout change. Nous avons dit, plus haut, que l'on pouvait rompre l'équilibre entre les charges positives et les charges négatives dans la matière de différentes façons. Jusqu'ici, nous n'avons envisagé que le frottement, et nous avons vu qu'il était capable de produire fort peu de charges, mais qu'il peut les placer à un « niveau électrique », ou à une « pression électrique » considérable, autrement dit à un potentiel élevé. La production d'électricité par frottement est un peu l'analogie de la compression de très faibles quantités de gaz sous une énorme pression dans un réservoir de volume minuscule.

L'action chimique procède tout autrement. Quand on plonge un métal comme le zinc dans un bain acide, l'action des ions hydrogène de la solution se traduit par une « attaque » du zinc. Les atomes de zinc passent en solution sous forme d'« ions zinc », qui sont des atomes auxquels on a enlevé deux électrons par atome. Ces électrons, en nombre énorme, vont se loger dans le zinc. Rendant ce dernier négatif par rapport à la solution, ils ralentissent l'attaque (qui peut même s'arrêter complètement si les produits sont ultra-purs).

En un temps quasi nul, l'action chimique libère ainsi un nombre fabuleux d'électrons dans le zinc, sans aucune comparaison avec ce que peut produire un frottement. Mais cette action de nature chimi-

que ne peut « élever la pression » (le potentiel) des électrons bien haut, tant s'en faut. Ce n'est plus en kilovolts ou mégavolts que l'on compte les différences de potentiel, mais en volts (sans les mettre tellement au pluriel !), car le phénomène est d'une tout autre nature que celui du frottement.

Pourrons-nous « utiliser » ces électrons du zinc ? Oui, à condition de les faire circuler dans un fil et de les renvoyer dans la solution acide. Pour cela, il faudra que les électrons y rentrent par un conducteur qui ne soit pas soumis à l'attaque chimique, contrairement au zinc. Nous utiliserons une deuxième électrode en cuivre, ou en charbon, plongée elle aussi dans le bain acide : ce sera l'électrode « positive » de notre pile, car, les lecteurs l'ont bien deviné malgré les précautions de l'auteur, il s'agit d'une pile électrique.

Dès que nous prélèverons les électrons sur l'électrode de zinc, pour les renvoyer à l'électrode de charbon (par exemple) à travers un circuit extérieur à la pile, l'attaque chimique régénérera immédiatement les électrons prélevés, en nombre énorme à chaque seconde.

Tout se passe comme si l'action chimique travaillait comme une pompe, capable de comprimer à une vitesse fantastique d'énormes masses de gaz, sous une pression très faible, dans un réservoir, où ladite pompe peut, si l'on consomme une partie de ce gaz, le remplacer immédiatement en quasi-totalité.

On conçoit qu'il faudra prévoir, pour le parcours des électrons, à l'extérieur de la pile, un chemin aisé : plus question de faire passer

les charges par ces « mauvais isolants » dont s'accoutaient parfaitement les expérimentateurs utilisant les machines électriques ; plus question de faire passer les charges par du bois mouillé, par de l'eau presque pure : il n'y passerait qu'une quantité de charges par seconde tout à fait dérisoire par rapport à ce que l'action chimique peut fournir. Non, nous emploierons des circuits où les électrons passent bien, des conducteurs métalliques par exemple.

OÙ EN SOMMES-NOUS ?

Nous avons donc vu ce qu'étaient les charges électriques, telles qu'on les a découvertes il y a fort longtemps. Nous savons qu'on peut les produire par frottement, ce qui en donne fort peu mais avec une énorme « envie de partir », due à la répulsion mutuelle des charges. Cette répulsion nous a permis de définir une unité de charge ; le travail que l'on doit faire pour amener une charge unité d'un point à un autre (travail exercé contre les forces répulsives des charges) nous a permis de définir la différence de potentiel entre ces points.

Nous avons vu ensuite que le stockage des charges était malaisé en raison de l'effet de répulsion mutuelle, qui les localise sur la surface des conducteurs et limite très strictement la quantité de charges stockables. Une « astuce », l'utilisation du maintien des charges grâce aux charges antagonistes, nous a permis d'augmenter les possibilités de stockage dans les conducteurs, sans toutefois aller tellement loin.

Nous avons enfin vu que, pour produire des quantités énormes d'électrons sous une différence de potentiel très faible, une solution de choix était l'action chimique.

Donc, dans notre pile, les électrons, que nous connaissons bien maintenant, sont prêts à partir en quantités fantastiques (par rapport aux décharges des corps électrisés) dès que nous leur offrons un passage suffisamment aisé. Bref., nous avons bien fait connaissance de l'eau ; nous sommes prêts à ouvrir la vanne, nous aurons un fleuve. Les effets qui se manifesteront alors sont tout à fait nouveaux, mais leur étude va être bien simplifiée : tout est prêt, le courant électrique peut partir, mais... ça c'est une autre histoire (comme disait Rudyard Kipling) !

(A suivre)

J.-P. OEHMICHEN
Ingénieur E.P.C.I.

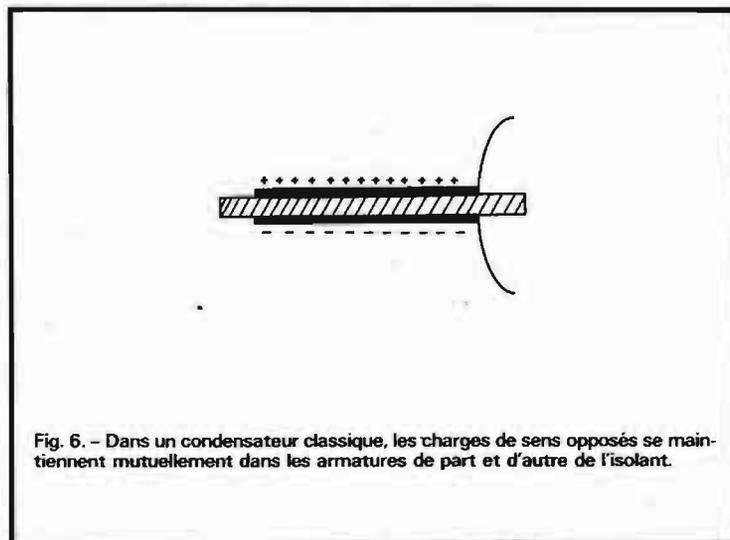


Fig. 6. - Dans un condensateur classique, les charges de sens opposés se maintiennent mutuellement dans les armatures de part et d'autre de l'isolant.

ACOUSTIQUE MUSICO - ELECTRONIQUE

INTRODUCTION

AUCUN domaine spécialisé de l'activité humaine n'est indépendant des autres et aucun ne peut être classifié dans une seule catégorie. Par exemple, la musique dépend de l'acoustique et actuellement de l'électronique. D'autre part, la musique est un art, mais aussi une science.

Ceux qui s'intéressent à la musique et aux possibilités que les progrès de la science lui offrent pour prospérer, doivent posséder des notions substantielles des arts et techniques dont la musique dépend. Cet article répond à la demande de plusieurs lecteurs. L'acoustique a été ignorée par la plupart des musiciens des temps passés, sauf quelques rares exceptions, comme les musiciens ayant reçu, en plus de l'enseignement de la musique, une culture générale,

ou mieux, une culture scientifique.

Actuellement, on enseigne l'acoustique dans les écoles de musique. De plus, il existe des professeurs éminents, traitant de la musique dans certaines universités américaines et même françaises. Il va de soi que l'électronique intervient de plus en plus dans le domaine musical, non seulement pour la transmission des programmes purement musicaux (radio, TV, phono, magnétophones, microphones) mais aussi dans la création des instruments électroniques de musique (imitation et réalisation d'instruments nouveaux). Depuis des dizaines d'années, l'électronique s'efforce, d'ailleurs avec un succès assez faible, à engendrer la musique, dite électronique (voir fig. 1). On peut voir aisément que dans toutes les applications citées, sauf la dernière, le succès est total, par exemple un orgue électronique de qualité

est comparable à un orgue à tuyaux et possède, de plus, l'avantage de coûter moins cher. Par contre, aucune musique électronique ne porte encore ombrage aux œuvres de grands compositeurs, anciens et actuels.

L'électronique peut toutefois aider les compositeurs à réaliser plus rapidement et dans de meilleures conditions, le passage toujours laborieux, de la pensée musicale depuis le cerveau jusqu'au papier à musique sur lequel cette pensée est inscrite graphiquement (voir fig. 2) et peut faire son chemin.

De la même manière, l'électronique peut aider les chefs d'orchestre, les improvisateurs, les arrangeurs et bien entendu tous ceux qui font des recherches musicales pour la création d'un art nouveau ou, plus modestement, pour trouver des effets nouveaux dans le domaine des rythmes et celui du timbre. Dans les problè-

mes concernant les accords, le timbre, la transposition, la modulation (dans le sens musical), les lois de l'acoustique interviennent pour révéler certaines incompatibilités.

Les physiologistes toutefois, et aussi l'expérience, trouvent une solution à ces incompatibilités en créant la gamme tempérée pour les instruments à accords fixes, comme par exemple celui du piano, de l'orgue et de la plupart des instruments à vent (sauf le trombone à coulisse).

D'autres instruments comme ceux à cordes notamment, sont commandés par l'exécutant pour la production des notes musicales.

De ce fait, certaines notes musicales censées être identiques, n'ont pas exactement la même hauteur, selon qu'elles sont émises par un violon ou un piano.

Toutefois, en dépit de toutes les lois, l'oreille est tolérante et la

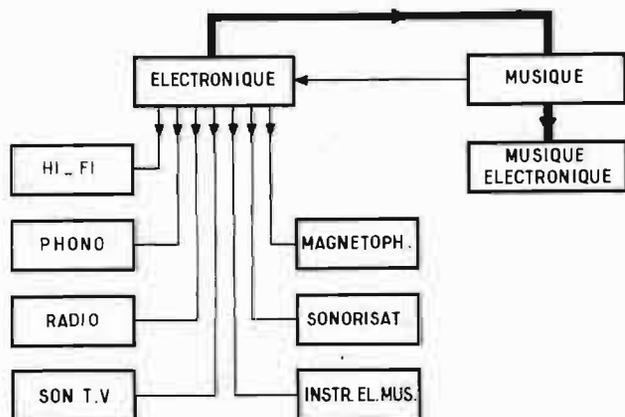


Fig. 1

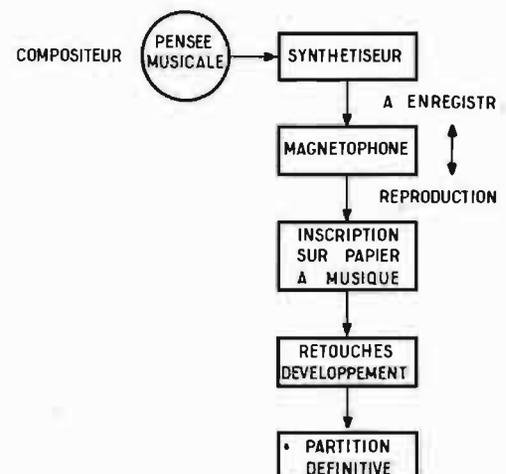


Fig. 2

plupart des auditeurs ne sont pas gênés par ces légers écarts qui sont équivalents à la création de notes fausses.

Il est d'ailleurs notoire que l'oreille est plus tolérante que l'œil, la preuve est donnée par le fait que la plupart des appareils de mesure sont à indicateur visuel et non auditif.

CARACTÉRISTIQUES DES SONS

Les sons qu'entend l'oreille humaine se caractérisent principalement par leur hauteur, leur intensité, leur timbre.

La hauteur apparente d'un son (grave-aigu) se traduit scieptifi- quement par la fréquence de la vibration qui est à l'origine du son prédominant.

Le son pur est celui dont la forme est sinusoïdale. Actuellement, l'étude des caractéristiques des sons est devenue aisée, grâce aux dispositifs transducteurs, comparateurs, amplificateurs, analyseurs, mis à la disposition des chercheurs, par l'électronique (voir fig. 3).

On mentionne souvent, d'une manière impropre, les sons « audibles ». Ce sont ceux entendus par l'oreille humaine et leur fréquence est comprise entre deux limites assez indéterminées : la plus basse se situe vers 30 Hz et la plus élevée bien perceptible entre 10.000 et 15.000 Hz, selon les individus. En musique, les **signaux** utilisés comprennent aussi bien ceux qui créent du **bruit** que ceux qui créent des notes musicales. De plus, les sons composés peuvent comporter des harmoniques et même d'autres sons, non harmoniques, dont la fréquence peut s'élever jusqu'à 40.000 Hz et plus. Les sons **usuels** en musique ne dépassent que rarement la fréquence de 5.000 Hz en fondamentales et avec des instruments classiques. L'intensité des sons, c'est leur puissance. Les électroniciens mesurent aisément la puissance électrique des signaux de sortie des amplificateurs. La puissance acoustique peut toutefois se mesurer directement à partir des sources de sons, par des procédés assez complexes, coûteux et de précision « moyenne ».

Les **accords** sont l'association de plusieurs sons émis en même temps, par exemple deux, trois... etc. (voir fig. 4).

Les **intervalles** entre deux sons, sont définis scientifique-

ment par le rapport de leurs fréquences. Soit i ce rapport et prenons :

$$S = 1000 \log i$$

par exemple, deux notes octaves consécutives sont dans le rapport des fréquences 2, ainsi LA_3 et LA_2 : 440 et 220 Hz respectivement sont dans le rapport $440/220 = 2$.

Le logarithme décimal de 2 est 0,3 environ, ce qui donne :

$$S = 1000 \cdot 0,3 = 300$$

la valeur plus exacte est 301,0299957.

Lorsque S comporte des décimales, on les supprime pour ne conserver que la partie entière qui s'exprime en **savards**, donc, dans le cas de notre exemple $S = 301$ savards. Le savard est proportionnel aux décibels, bels etc.

Soient deux sons dont le rapport des fréquences est $i = f_2/f_1$ et deux autres sons dont le rapport des fréquences est $i' = f_2'/f_1'$. Si $i' = i$, les **intervalles** entre f_2 à f_1 et de f_2' à f_1' sont les mêmes. On trouve alors le même nombre de savards.

GAMMES DES MUSICIENS ET ACOUSTICIENS

Trois gammes sont citées le plus souvent : la gamme de Zarlino, celle de Pythagore et la gamme tempérée, celle adoptée actuellement pour accorder les pia-

nos, les orgues électroniques et tous les instruments à accords préréglés.

La gamme de Zarlino (ou Zarlin) est basée sur les fréquences harmoniques, donc sur des lois de la physique et, par conséquent, des lois naturelles, non faites par les hommes... L'étude des cordes et des tuyaux vibrants montre qu'un son de fréquence f_1 dite **fondamentale** (ou **harmonique 1**, terme inusité) peut être accompagné de sons **harmoniques** :

harmonique 2, $f_2 = 2 f_1$ (pair)

3, $f_3 = 3 f_1$ (impair)

4, $f_4 = 4 f_1$ (pair)

n , $f_n = n f_1$ (impair)

2 n , $f_{2n} = 2n f_1$ (pair)

harmonique 2 $n + 1$, $f_{2n+1} = (2n + 1) f_1$ (impair)

Les harmoniques pairs sont ceux dont la fréquence est de la forme f_{2n} ou $n = 1, 2, 3...$ n . Les harmoniques impairs sont ceux de la forme f_{2n+1} avec $n = 1, 2, n$.

Les octaves sont **successivement** les sons dont les fréquences sont $f_1, 2 f_1, 4 f_1, 8 f_1, 16 f_1$, etc.

A noter le genre des mots **harmoniques** et **octaves**, certains auteurs employant le masculin, d'autres le féminin. « Larousse » dit : **une** octave mais dans certains ouvrages, nous lisons **un** octave, mais partout, **une** quinte, quarte, etc. Pour les harmoniques, on trouve aussi bien **une** harmonique (sous-entendu une fréquence harmonique) qu'**un** harmonique (sous-entendu un son harmonique).

GAMME DE ZARLINO

Revenons à la gamme de Zarlino qui a vécu vers 1560. Soit f_1 la fréquence relative de la première note, l'UT ou le DO. L'harmonique 2 de ce DO est alors à la fréquence double donc $2 f_1$. L'oreille a l'impression d'entendre la même note, mais « en plus aigu ». On donne à cette note, le même nom. On prend ensuite le troisième harmonique, à la fréquence $3 f_1$ et en prenant la note de fréquence moitié $3/2 f_1$, on obtient la note SOL de la gamme de Zarlino.

En utilisant des harmoniques supérieurs, en divisant par des nombres entiers convenables, on obtient les sept notes de la gamme de Zarlino, plus la huitième, octave de la première (tableau 1).

Cette gamme dite des physi- ciens, comporte deux caractéristiques : l'une est naturelle car on se sert des harmoniques, l'autre est conventionnelle, car on divise la fréquence harmonique par un nombre entier tel que la fréquence obtenue, s'inscrive dans l'intervalle f_1 à $2 f_1$ (voir fig. 5).

Ainsi le RE est déterminé par le numérateur 9 (neuvième harmonique $9 f_1$) et le dénominateur 8, pour ramener la note juste au-dessus du DO, d'un intervalle d'un ton **environ**.

Les intervalles musicaux sont

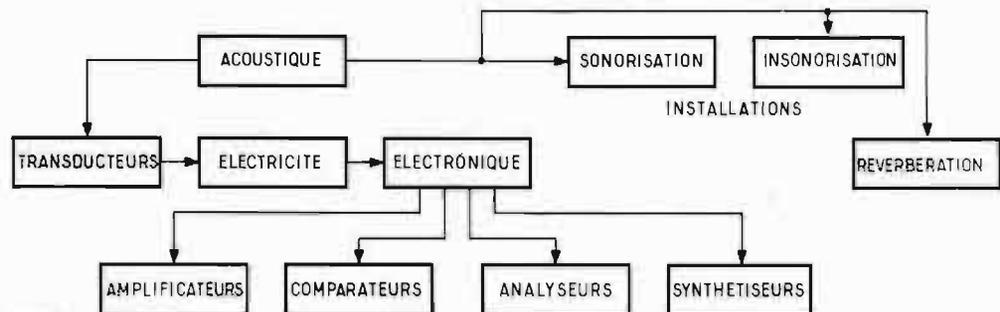


Fig. 3

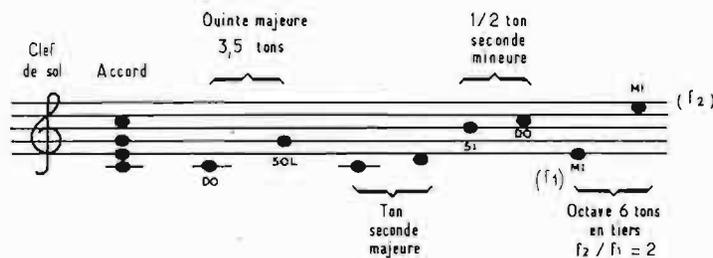


Fig. 4

TABLEAU I							
1	2	3	4	5	6	7	8
DO	RE	MI	FA	SOL	LA	SI	DO
f_1	$(9/8) f_1$	$(5/4) f_1$	$(4/3) f_1$	$(3/2) f_1$	$(5/3) f_1$	$(15/8) f_1$	$2 f_1$

TABLEAU II							
1	2	3	4	5	6	7	8
DO	RE	MI	FA	SOL	LA	SI	DO
f_1	$(9/8) f_1$	$(81/64) f_1$	$(4/3) f_1$	$(3/2) f_1$	$(27/16) f_1$	$(243/128) f_1$	$2 f_1$

(voir fig. 4) : seconde : entre deux notes consécutives ; tierce : entre deux notes séparées par une note, par exemple RE et FA ; quarte : entre deux notes séparées par deux autres, par exemple entre DO et FA ; quinte : par exemple entre DO et SOL ; sixte : par exemple entre DO et LA ; septième : par exemple entre DO et SI ; et enfin, l'octave : par exemple entre DO et DO.

On remarquera que dans cette gamme de Zarlino, les intervalles portant le même nom, ne sont pas égaux et les difficultés commencent pour les physiciens et les musiciens.

Ainsi, la seconde UT - RE correspond à un rapport $(9/8) 1 = 9/8 = 1,125$.

$$\frac{5/4}{9/8} = \frac{40}{36} = \frac{10}{9} = 1,1111$$

alors que les musiciens prétendent que les deux intervalles sont tous deux d'un ton.

De même, de MI à FA, le rapport est :

$$\frac{4/3}{5/4} = \frac{16}{15} = 1,066666...$$

ce qui est apprécié par les musiciens comme un demi-ton.

Toutefois, entre SI et DO, l'intervalle correspond au rapport :

$$\frac{2}{15/8} = \frac{16}{15} = 1,066666...$$

et il se trouve que c'est le même que celui de MI et FA.

On trouvera aussi, des secondes majeures, des secondes mineures (les deux mentionnées), des tierces majeures (deux tons) et des tierces mineures (1,5 tons).

Ensuite, la quarte majeure, par exemple DO - FA à 2,5 tons environ et il n'y a pas de quarte mineure dans la gamme à 7 notes (donc sans notes altérées, celle-ci venant apporter encore des complications et des incompatibilités entre instruments). Il y a des quintes majeures et DO - SOL à 3,5 tons, RE - LA à 3,5 tons et des quintes mineures, comme SI - FA $(0,5 + 1 + 1 + 0,5) = 3$ tons.

Pour les sixtes : il y a des sixtes majeures : DO - LA (4,5 tons), RE

- SI et des sixtes mineures : MI - DO à $3 + 0,5 + 0,5$ tons = 4 tons.

Certains de ces tons et demi-tons sont **approximatifs**.

Dans la musique classique, on considère l'accord parfait majeur DO - MI - SOL (rapports 1, 5/4, 3/2) comme agréable. On le nomme accord consonant parce que les rapports (ou intervalles) sont **simples** mais on peut se demander à partir de quels intervalles les rapports sont compliqués ? Les musiciens modernes ne tiennent plus aucun compte de ces lois arbitraires et admettent des accords de notes à intervalles quelconques, voire même à quarts de tons. On parvient ainsi aux dissonances, agréables pour la plupart des auditeurs pas trop « élémentaires » mais, un excès de dissonances mène à la cacophonie qui est la négation de la musique.

GAMME DE PYTHAGORE

Le fameux savant grec (VI^e siècle avant J.C.), connu surtout par son théorème et sa table de multiplication, s'est aussi intéressé à la musique et a créé la gamme qui porte son nom.

Pythagore définit les sept notes de sa gamme à l'aide de quintes (intervalle 3/2) en partant de la note FA. Soit f la fréquence d'un quelconque FA. La fréquence de la note dont l'intervalle avec FA est une quinte, donc la note nommée DO (le DO fin de gamme). En effet, la fréquence du premier étant, d'après la règle f_1 , celle du FA est $(4/3) f_1$, celle du deuxième DO est alors $(4/3)(3/2) = 12/6 = 2$ ce qui concorde avec la notion d'octave (= 2^e harmonique) comme intervalle entre deux DO consécutifs. Ensuite, on part de ce DO ($2 f_1$) pour obtenir la quinte au-dessus, donc SOL à l'intervalle $2 \cdot 3/2 = 3$ que l'on ramène au SOL inférieur en divisant par 2, ce qui donne, pour le SOL de la gamme $(3/2) f_1$.

La note quinte qui suit le 2^e SOL est RE, d'où l'intervalle $3 \cdot 3/2 = 9/2$. Pour ramener ce RE dans la gamme considérée, on divise par 4, ce qui donne $9/8 f_1$.

La note « quinte » du RE est LA. On trouve $(9/2)(3/2) = 27/4$ laquelle, selon le procédé adopté est ramenée à $27/16$, donc à la fréquence $(27/16) f_1$, f_1 étant la fréquence du premier DO de la gamme.

Ensuite, la note quinte de LA est MI. Cela donne un rapport

$(27/4)(3/2) = 81/8$. On ramène ce rapport à $81/64$ pour situer ce MI dans la gamme, ce qui donne la fréquence $(81/64) f_1$.

La note quinte suivante est SI. On trouve : $(81/8)(3/2) = 243/16$ et on prend $(243/128) f_1$ comme fréquence de ce SI.

La gamme de Pythagore est alors la suivante (tableau 2) :

On voit que cette gamme, tout comme celle de Zarlino, est déterminée par une règle arbitraire. Ne concordent, entre les deux gammes, que les notes DO (bas) DO (haut), RE, FA, SOL. Par exemple, pour le LA, on a $5/3 f_1 = 1,666...$ (Zarlino) et $27/16 f_1 = 1,6875$ (Pythagore) ou $5/3 = 1,666...$ et $27/16 = 1,6875$ sont différentes. Beaucoup plus grave, est le fait que certains intervalles deviennent trop différents de ceux théoriques.

Si par exemple, la quinte DO - SOL correspond à l'intervalle 3/2 dans les deux gammes, la quinte RE - LA correspond dans la gamme de Zarlino au rapport :

$$\frac{5}{3} : \frac{9}{8} = \frac{40}{27} = 1,481481...$$

alors que le rapport correct serait pour une quinte, $3/2 = 1,5$.

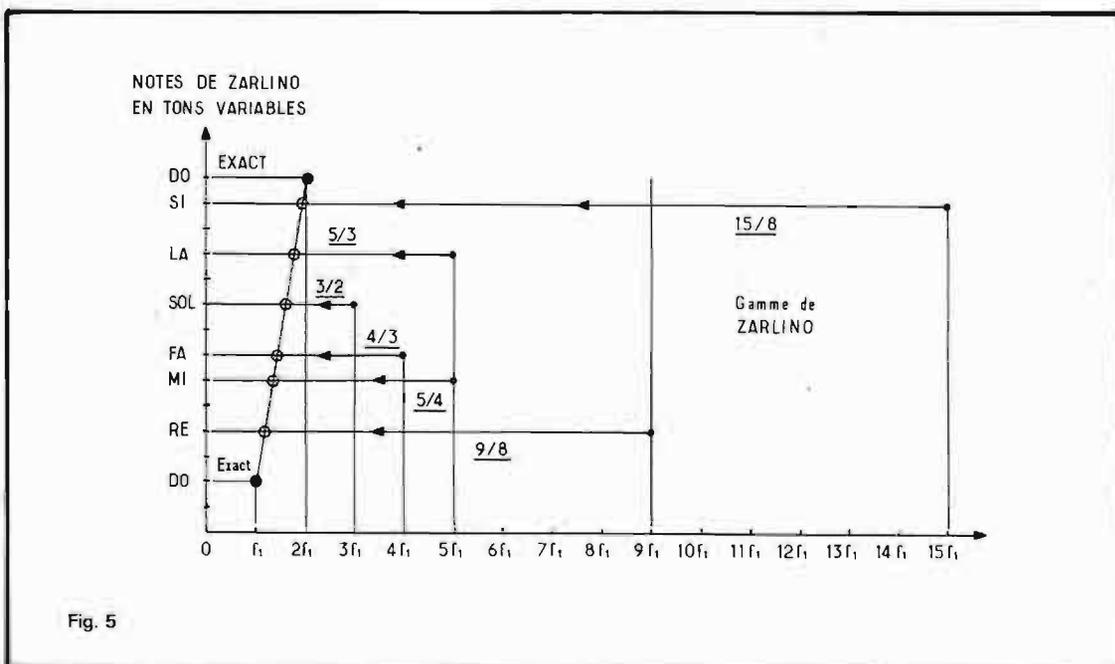


Fig. 5

LES ALTÉRATIONS : DIÈSE ET BÉMOL

Les écarts entre les notes de même nom, des deux gammes citées (et il en existe d'autres) ne sont pas très grands. Les ennuis commencent lorsqu'on considère les soi-disants demi-tons obtenus par altération :

« dièse » = élever une note d'un demi-ton,
« bémoliser » = abaisser une note d'un demi-ton.

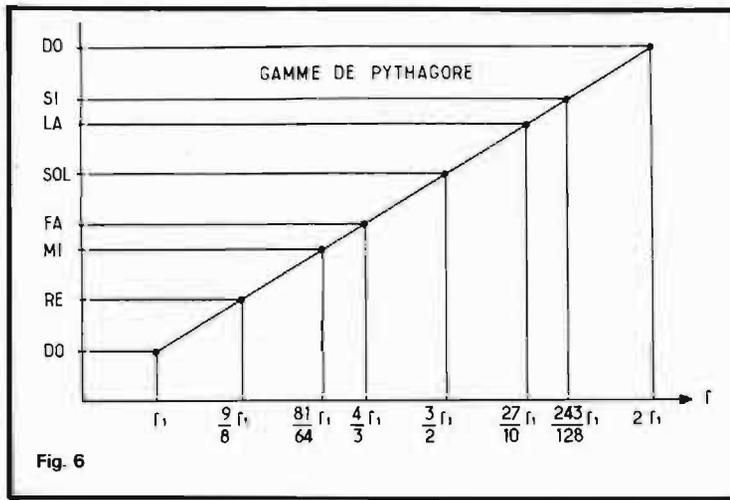
Revenons à la gamme de Pythagore et partons du SI à la fréquence $(243/128) f_2 = 1,89843 f_2$. La note quinte majeure supérieure de SI n'est pas FA, car l'intervalle est de 3 tons et non de 3,5 tons. Ce n'est pas non plus SOL, dont l'intervalle est de 4 tons (sixte mineure). Il faut, donc imaginer la note FA dièse écartée du SI de 3,5 tons. Cela donne, en partant du SI à $243/16 f_1$:

$$\frac{243}{16} \cdot \frac{3}{2} = \frac{729}{32}$$

$$= 22,78125$$

que l'on ramène à $729/512$
 $= 1,423828...$

En continuant de la même manière, on parvient à un SI dièse



qui est au-dessus d'un DO ayant le même emplacement. De même, en revenant en arrière (vers des notes plus basses) et en partant du FA de la gamme considérée, on constate encore qu'un certain RE double bémol, est différent d'un DO.

Les transpositions d'une gamme en DO en une gamme en DO dièse, ou toute autre, deviennent alors impossibles, si les notes de l'instrument, par exemple, celles d'un piano, sont accordées de quinte en quinte.

La solution du problème est donnée par la **gamme tempérée** qui est de conception purement

mathématique, mais qui est acceptée par l'oreille humaine et permet les accords, les transpositions nécessaires, autant que l'on veut.

GAMME TEMPÉRÉE

Restent toujours valables, les rapports d'octaves, égaux à 2, 4, 8, 16... 2^n , avec $n = 1, 2, 3...$

Les autres notes sont écartées de demi-ton en demi-ton. Il y a douze intervalles. Les rapports correspondant à un intervalle d'un demi-ton sont

$$x = \frac{12}{\sqrt{2}} = 1,059463094...$$

Il est facile de voir que dans ces conditions, si f est la fréquence de la première note d'une gamme tempérée, celle de la note suivante est $f x$, puis $f x^2$, $f x^3$ et la douzième note sera $f x^{12} = 2 f$, l'octave.

Il est également évident que l'on pourra partir de n'importe quelle note de la première gamme, pour obtenir les autres notes de la nouvelle gamme, par le même procédé.

Soit par exemple $f x^3$ la première note. On aura successivement : $f x^3, f x^4, f x^5... f x^{15}$.

Comme $f x^{15} = f x^{12} \cdot x^3$, le rapport des fréquences extrêmes est $f x^{15} / f x^3 = x^{12} = 2$.

On pourrait alors, en rompant avec la tradition musicale, supprimer les bémols par exemple, en n'utilisant que les dièses. Exemple, on ne distinguera plus DO dièse de RE bémol, ce sera toujours DO dièse.

VIOLON ET ORGUE (OU PIANO)

Les violonistes ont tendance à suivre la gamme de Pythagore. Si un violoniste joue, par exemple

TABLEAU III

ALLEM.	c_5 à B_5	C_4 à B_4	C_3 à B_3	C_2 à B_2	C_1 à B_1	C à B	c à b	c' à b'	c^2 à b^2	c^3 à b^3	c^4 à b^4	c^5 à b^5	c^6 à b^6
AMÉR.	C_{-3} à B_{-3}	C_{-2} à B_{-2}	C_{-1} à B_{-1}	C_0 à B_0	C_1 à B_1	C_2 à B_2	C_3 à B_3	C_4 à B_4	C_5 à B_5	C_6 à B_6	C_7 à B_7	C_8 à B_8	C_9 à B_9
FRANC.	DO -4 à SI -4	Do -3 à SI -3	Do -2 à SI -2	DO -1 à SI -1	DO 0 à SI 0	DO 1 à SI 1	DO 2 à SI 2	DO 3 à SI 3	DO 4 à SI 4	DO 5 à SI 5	DO 6 à SI 6	DO 7 à SI 7	DO 8 à SI 8
DO	2,0439	4,087	8,175	16,351	32,703	65,406	130,812	261,625	523,251	1 046,502	2 093,004	4 185,009	8,372,018
DO	2,165	4,330	8,661	17,323	34,647	69,295	138,591	277,182	554,365	1 108,730	2 217,461	4 434,922	8 869,844
RE	2,294	4,588	9,177	18,354	36,708	73,416	146,832	293,664	587,329	1 174,659	2 349,318	4 698,636	9 397,272
RE	2,430	4,861	9,722	19,445	38,890	77,781	155,563	311,126	622,253	1 244,507	2 489,015	4 978,031	9 956,063
MI	2,575	5,150	10,300	20,601	41,203	82,406	164,813	329,627	659,255	1 318,510	2 637,020	5 274,030	10 548,081
FA	2,728	5,456	10,913	21,826	43,653	87,307	174,614	349,228	698,456	1 396,912	2 793,825	5 587,651	11 175,303
FA	2,890	5,781	11,562	23,124	46,249	92,498	184,997	369,994	739,988	1 479,977	2 959,955	5 919,910	11 839,821
SOL	3,062	6,124	12,249	24,499	48,999	97,998	195,997	391,995	783,990	1 567,981	3 135,963	6 271,926	12 543,853
SOL	3,244	6,489	12,978	25,956	51,913	103,826	217,652	435,304	870,609	1 741,218	3 482,437	6 964,875	13 929,750
LA	3,4375	6,875	13,75	27,5	55	110	220	440	880	1 760	3 520	7 070	14 080
LA	3,641	7,283	14,567	29,135	58,270	116,540	233,081	466,163	932,327	1 864,655	3 729,310	7 458,620	14,917,240
SI	3,858	7,716	15,433	30,867	61,735	123,470	246,941	493,883	987,766	1 975,533	3 951,066	7 902,132	15 804,265

DO, DO dièse, RE et il est accompagné par un pianiste ou organiste, jouant les mêmes notes, le DO dièse du violoniste sera plus haut d'un dix-huitième de ton du DO dièse tempéré du piano. Le 9^e de ton se nomme comma. Entre DO dièse et RE bémol, l'écart est d'un comma.

Il n'y a donc pas de consonance entre les notes DO dièse des deux instruments et on peut dire alors que **l'on joue faux par rapport à l'autre**, sans pouvoir préciser, d'ailleurs, lequel est juste !

Cette non concordance se manifeste aussi bien lors de l'exécution des mélodies que de celle des accords.

Finalement, chaque musicien joue comme il veut mais il est probable qu'un violoniste, accompagné par des instrumentistes jouant en gamme tempérée, est finalement entraîné de s'accorder sur eux.

D'autre part, les notes double-diésées et double-bémolisées sont rares, car l'écriture musicale devient laborieuse et la lecture difficile.

Finalement, on devra s'en tenir

à la gamme tempérée, avec emploi du nombre « magique ».

$$x = \frac{12}{\sqrt{2}} = 1,059463094$$

Des tableaux des fréquences des notes ont été publiés, mais la plupart, élaborés avant l'existence des calculatrices électroniques, sont « légèrement » faux.

Nous avons dressé un tableau plus exact (voir tableau III). Les données dont on dispose sont : $x = \sqrt[12]{2}$ dont on a donné la valeur plus haut et la fréquence normalisée du LA₃ qui est :

$$f = 440 \text{ Hz exactement}$$

De ce fait, la loi des octaves donne, exactement : LA₂ : 220 Hz ; LA₁ : 110 Hz ; LA₀ : 55 Hz ; LA₋₁ : 27,5 Hz ; LA₋₂ : 13,75 Hz ; LA₋₃ : 6,875 Hz ; et LA₋₄ : 3,4375 Hz.

De la même manière, on obtient en multipliant par deux, les valeurs exactes de LA₄... jusqu'à LA₈ à 14.080 Hz.

Il est alors facile, à l'aide de x, de trouver les autres fréquences.

Partons du LA₋₄ à 3,4375 Hz exactement.

En multipliant par x successivement, on obtient La dièse, SI et en divisant par x on obtient SOL dièse, FA dièse, FA, MI, RE dièse, RE et DO dièse et DO de la gamme d'indice - 4.

En partant de ces douze fréquences, il a suffi de multiplier successivement par deux pour obtenir les fréquences des notes des gammes d'indice - 3, - 2, - 1, 0, 1... 8.

Toutes les fréquences ont été calculées ainsi avec dix décimales, mais sur le tableau nous n'avons conservé que trois, ce qui est largement suffisant.

Voici les puissances exactes (à 10 décimales près) de x :

$$\begin{aligned} x &= 1,059463094 \\ x^2 &= 1,122462048 \\ x^3 &= 1,189207115 \\ x^4 &= 1,25992105 \\ x^5 &= 1,334839854 \\ x^6 &= 1,414213562 = \sqrt{2} \\ x^7 &= 1,498307077 \\ x^8 &= 1,587401052 \\ x^9 &= 1,68179283 \\ x^{10} &= 1,781797436 \\ x^{11} &= 1,887748625 \\ x^{12} &= 2, \text{ évidemment.} \end{aligned}$$

Ces valeurs numériques seront utiles, pour les lecteurs possédant des petites calculatrices électroniques, ne permettant que les quatre opérations.

Au tableau III, on a indiqué aussi, en haut, la nomenclature allemande (dite universelle) et américaine.

Remarquons aussi que le SI est traduit par B ou par H, selon le pays, mais les autres notes sont dans l'ordre : DO = C, RE = D, MI = E, FA = F, SOL = G, LA = A, SI = B ou H.

Sur le tableau III, on a désigné le SI par B. Les indices correspondent aux gammes du DO à SI.

Certains auteurs passent du DO₁ à DO₋₁, le DO₀ étant omis.

F.J.

PLUS BESOIN D'ANTENNE T.V. EXTÉRIEURE ! UNE NOUVELLE INVENTION RÉVOLUTIONNAIRE PERMET DE CAPTER LES ONDES T.V. DIRECTEMENT SUR LES DIZAINES DE MÈTRES DE FILS ÉLECTRIQUES INSTALLÉS DANS VOTRE MAISON. TRANSFORME LITTÉRALEMENT VOTRE INSTALLATION ÉLECTRIQUE EN UNE



SUPER-ANTENNE TELEVISION

Se branche sur n'importe quelle prise de courant 110 ou 220 V mais ne consomme pas d'électricité ! Installation immédiate sans spécialiste, sans rien modifier au téléviseur. Fonctionne sur tous modèles noir et blanc.

On s'est aperçu que tout le réseau de fils électriques qui court le long des murs de votre appartement constitue un colossal récepteur d'ondes T.V. Il suffit de les amener jusqu'à votre téléviseur, par l'intermédiaire d'un tube spécial moins encombrant que la plus petite antenne intérieure, et vous obtenez instantanément des images claires, lumineuses, finement détaillées.

Une invention fantastique (Brevet D 212.849) ! Supprime les antennes extérieures inesthétiques. Coûte bien moins cher.

Des milliers en service aux U.S.A.

Prix publicitaire F 29,50 seulement

GARANTIE 100 %

Dans certains cas, il peut arriver que les conditions particulières de votre installation électrique ne permettent pas une utilisation satisfaisante de cette antenne. Ces cas étant imprévisibles, nous garantissons formellement le remboursement immédiat, intégral et sans formalités de toute antenne qui nous serait retournée après 15 jours d'essai sans engagement.

BON POUR 15 JOURS D'ESSAI SANS RISQUES N° 4 391 15 11

à envoyer à LA VIE MODERNE, 3, Av. Jeanne-Marlin - 06300 NICE. Veuillez m'envoyer avec droit de retour dans les 15 jours pour remboursement si pas satisfait :

930.107 - Super Antenne F. 29,50
 2 Super Antennes F. 49,50

Marque de votre téléviseur : _____

Règlement contre remboursement (+ 8,60 F de frais de port et de contre-remboursement).

Règlement ci-joint par chèque ou mandat-lettre (Vous économisez 8,60 F, soit 20 %).

NOM _____
PRENOM _____
N° _____ RUE _____
Code Postal | | | | |
VILLE _____

Grâce aux achats de grosses quantités exceptionnelles, nous sommes heureux de pouvoir accorder des

RÉDUCTIONS DE PRIX TRÈS CONSIDÉRABLES

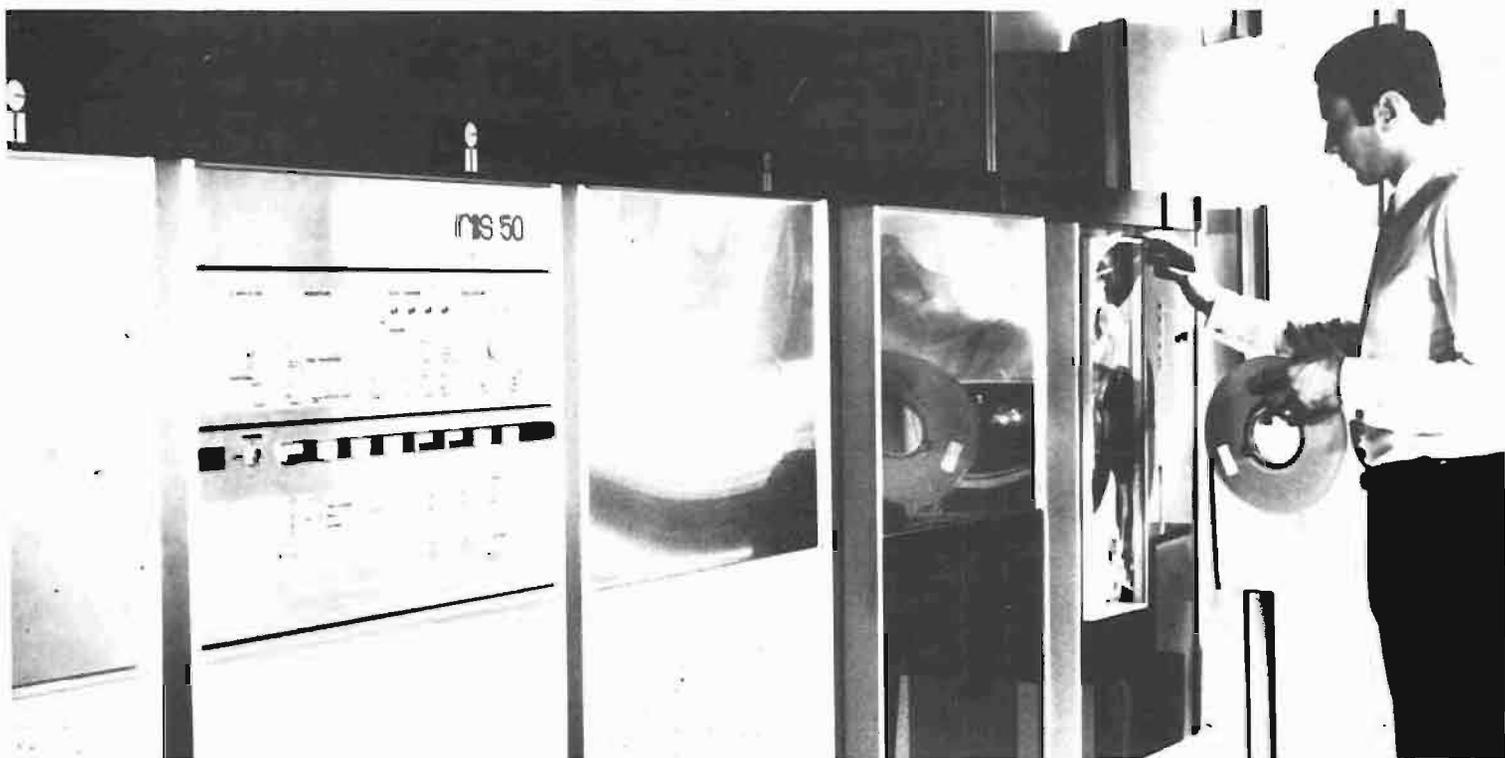
pour TRANSISTORS, THYRISTORS, DIODES, TRIAC, RÉSISTANCES, CONDENSATEURS etc.



Demandez s.v.p. gratuitement notre OFFRE SPÉCIALE 1974/75.

EUGEN QUECK

D-85 NUREMBERG - (Rép. Féd. All.) Augustenstr. 6. Ingenieur-Büro Import-Export



MARC FERRETTI

LES ORDINATEURS : CES MINIS QUI IMITENT LES GRANDS

LES calculateurs de bureau étaient, il y a peu de temps encore, volumineux, lourds et chers, mais ils connaissent une transformation rapide en tout point favorable.

Un très vaste choix de calculateurs est maintenant offert aux consommateurs : ce sont des micro-ordinateurs qui disposent, tels les grands ordinateurs, d'une unité centrale capable de gérer une mémoire de masse (souvent une minicassette) et des périphériques les plus divers : lecteur de cartes perforées ou magnétiques, table traçante, lecteur de courbes... A côté de ces unités dont le prix s'étale entre 10.000 et 50.000 F, se développent une multitude de calculateurs de poche, capables d'effectuer les quatre opérations arithmétiques de base, addition, soustraction, multiplication et division : le cœur de l'appareil est constitué par un circuit intégré LSI, commandé par un clavier ; le résultat des opérations apparaît instantanément sur un écran lumineux constitué de diodes électroluminescentes ou de cellules à cristaux liquides.

DES MICRO-ORDINATEURS QUI PARLENT EN BASIC

Les plus performantes de toutes ces machines à calculer sont, sans conteste, les modèles 2200 de Wang et le HP30 de Hewlett-Packard. Toutes deux travaillent en basic, possèdent un clavier et un affichage alphanumérique ; en outre, elles sont munies d'une cassette bidirectionnelle incorporée. Dans une configuration particulière, les deux modèles peuvent être raccordés à un système de time-sharing au moyen d'une ligne téléphonique classique : ils travaillent alors en terminaux, et peuvent ainsi transmettre des problèmes qui excèdent leur propre capacité à d'autres ordinateurs. Ils peuvent aussi accéder à des fichiers sur disque et programmer dans d'autres langages, tels que le Fortran, l'Algol ou le Cobol.

Tous deux sont programmables : le Basic constitue une nouveauté dans le monde des calculateurs ; c'est un langage qui emprunte sa structure et l'essentiel



Photo 1 a :

« Innovations... Informatique »

a) Un calculateur de poche à fonctions financières, chez Hewlett-Packard, a été présenté au dernier Sicob. En plus des quatre opérations arithmétiques de base, communes à tous les calculateurs, 21 des fonctions nécessaires à la résolution des problèmes financiers ont été préprogrammées sur le « HP70 » : calculs d'intérêts cumulés, de valeur future et de rentabilité d'un capital à intérêts composés, de différences de pourcentages, de flux monétaire actualisé.



Photo 1 b

b) Le calculateur C7000 de Burroughs est doté d'une unité de calcul électronique conçue pour additionner, soustraire, multiplier, diviser, élever à une puissance, et extraire la racine carrée ; il possède en outre une unité de mémoire à accès direct de 240 positions, une mémoire statique et deux registres de facteurs constants. L'impression des calculs s'effectue grâce à une imprimante à tambour travaillant à 40 caractères par seconde et 17 caractères par ligne. Le calculateur est programmable : un registre programme peut stocker jusqu'à 100 programmes simultanément, chacun d'eux possédant sa propre identification. Enfin une carte magnétique sert à adresser les programmes.

(Photo Michel TASSY)



Photo 1 c :

c) National Semiconductor poursuit les perfectionnements de son propre programme de microprocesseurs IMP 16 et annonce la sortie d'un circuit de programmation sur carte enfichable. Ce circuit permet aux utilisateurs de programmer, en moins de cinq minutes, leurs applications spécifiques.

de son vocabulaire à l'anglais élémentaire. Ils sont tous deux dotés d'aides à la mise au point de programmes : ces aides permettent de générer, de corriger, d'insérer, de modifier blocs, lignes, instructions, caractères, au sein d'un programme, sans passer par certaines étapes douloureuses de reffape d'une ligne entière, par exemple.

Les erreurs de syntaxe, lors de l'écriture d'un programme, sont

immédiatement détectées et son message d'erreur apparaît sur l'affichage.

Tous deux, ces modèles possèdent une cassette incorporée qui permet de stocker programmes, données, définitions de programmes spéciaux et fonctions diverses. La bande est organisée par blocs : le calculateur peut trouver automatiquement l'emplacement d'un programme ou d'un jeu de

données sur la bande magnétique.

Le modèle 30 de Hewlett-Packard est pourvu d'un affichage à diodes électroluminescentes, permettant ainsi de visualiser 32 caractères alphanumériques. Une imprimante thermique à 80 colonnes a été spécialement conçue pour ce calculateur : elle imprime 250 lignes par minute, avec 80 caractères par ligne. En option, il peut être associé à un écran catho-

dique sur lequel les programmes, les données et les résultats des calculs sont susceptibles d'être affichés.

Le Wang-2200 est doté, dans sa version standard, d'un large écran de visualisation sur lequel défilent programmes et valeurs d'entrée et de sortie. En option, une machine à écrire peut être connectée au calculateur. Un clavier spécial est disponible, dans

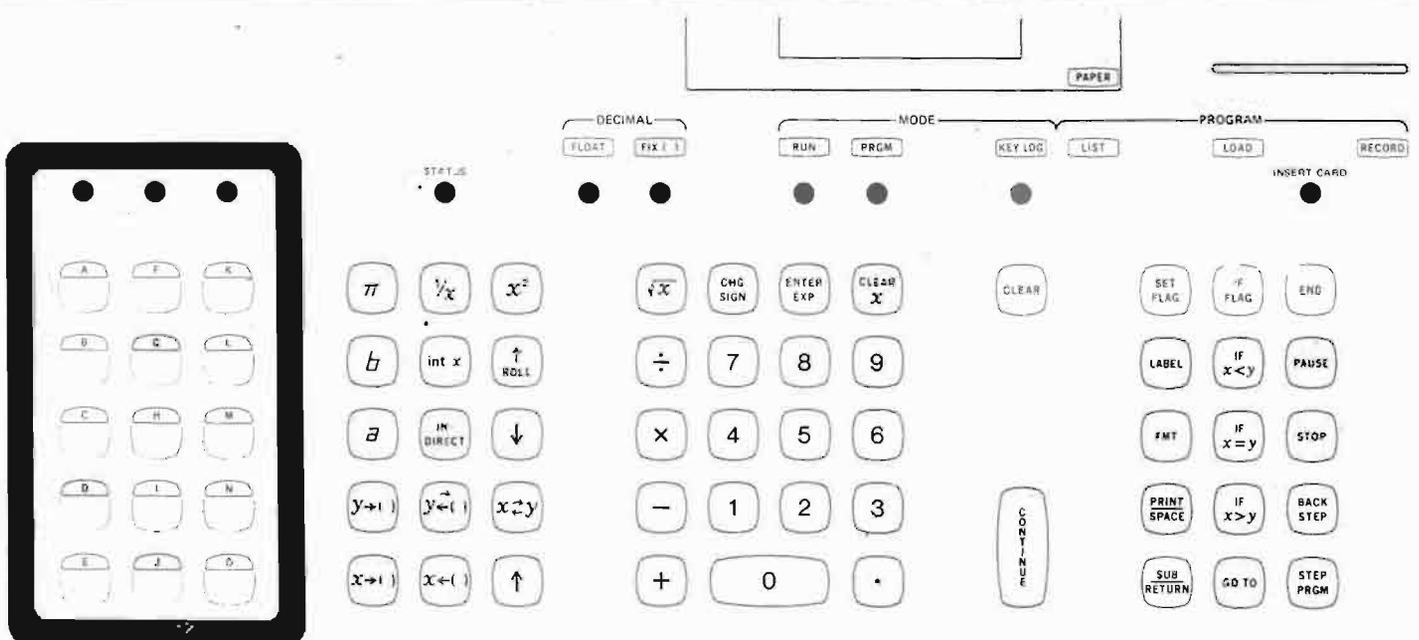


Fig. 1 - Le clavier du modèle HP 10 comporte, à droite, une zone réservée aux fonctions précâblées dans le calculateur, et à gauche, une zone spécialisée : elle sert à la commande des modules enfichables, permettant de disposer de fonctions mathématiques ou statistiques, ou encore de fonctions propres à l'utilisateur.

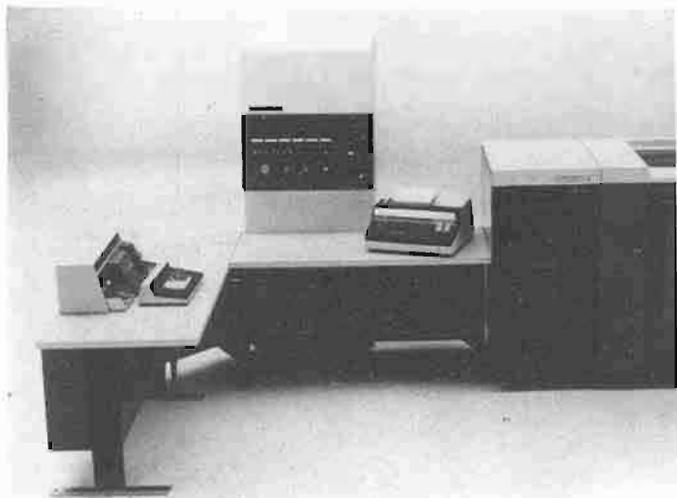


Photo 1 d

d) L'ordinateur Burroughs 1728 comprend un calculateur central 6 MHz, une mémoire de contrôle 167 nanosecondes/16 bits, une mémoire principale 667 nanosecondes/24 bits, un sous-système d'entrées-sorties à 14 canaux et une imprimante de pupitre.

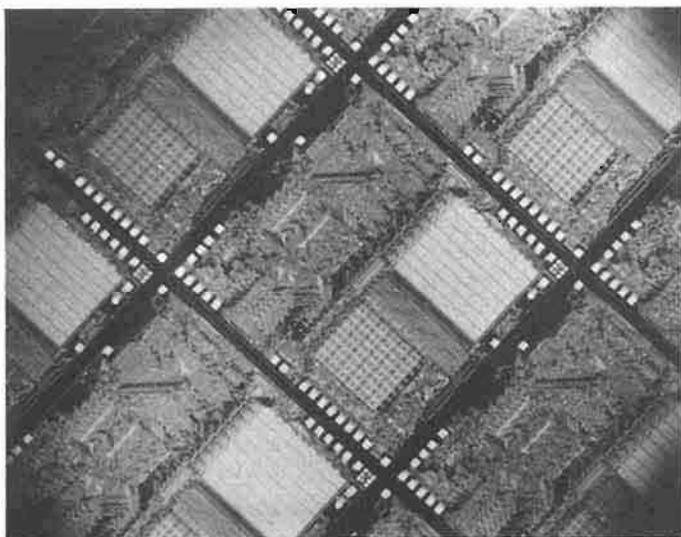


Photo 2

Le secret de la miniaturisation des calculateurs électroniques réside dans l'utilisation de ces microcircuits : sur une même « puce » de circuit intégré, on trouve tous les éléments essentiels au fonctionnement du calculateur.

(Cliché North American Rockwell Microelectronics Co.)

lequel chaque touche correspond à une instruction en Basic : ainsi, par exemple, au lieu de frapper successivement P, R, I, N, T comme sur un clavier traditionnel, il suffit d'appuyer sur la touche « Print » pour donner l'ordre d'impression de valeurs alphanumériques.

Bien sûr, ces deux modèles peuvent être reliés à divers périphériques, tels que des traceurs de courbes. Leur prix ? Environ 40.000 F dans une configuration moyenne.

Alors Wang-2200 ou HP30 ? Le choix sera difficile et... peut-être plus subjectif que technique car les deux machines se valent !

DES CALCULATEURS ÉVOLUÉS : H.P., COMPCORP TEKTRONIX

Dans le domaine des calculateurs évolués, Hewlett-Packard dispose d'un arsenal très complet, depuis le modèle HP10, jusqu'au modèle HP30. Le premier de ceux-ci, le calculateur HP10 est programmable, au clavier ou à l'aide de cartes magnétiques. Programmer au clavier consiste simplement à presser, dans l'ordre approprié, les touches qui décrivent le calcul projeté. Les programmes et les grands volumes de données sont conservés sur des cartes magnétiques, faciles à manipuler et à introduire dans le calculateur.

Des modules enfichables permettent à l'utilisateur du HP10 de disposer de fonctions standards : fonctions mathématiques, fonctions statistiques, ou encore fonctions à définir par l'utilisateur lui-même. Ces fonctions disposent d'une mémoire spéciale, à lecture seulement, qui leur est propre. El-

les n'encombrent donc pas la mémoire du calculateur, les laissant pleinement disponibles pour l'exécution des programmes.

La configuration de base comporte une mémoire stockant les programmes (jusqu'à 500 pas de programmes), et une mémoire de nombres de 51 registres. Ce modèle est suffisamment puissant pour résoudre un système linéaire de 10 équations à 10 inconnues. Comme tous les autres calculateurs évolués, la mémoire est « extensible ». On peut commander un modèle de 10 avec 500, 1000 ou 2000 pas de programmes, et 51 ou 111 registres de mémoires de données. Chacun de ces registres numériques est un accumulateur : il est possible d'effectuer des opérations mathématiques directement sur le contenu des registres de mémoire sans avoir à les rappeler dans un registre de travail.

Avec son modèle 20, Hewlett-Packard a introduit, voici deux ans, l'emploi de langages algébriques dans les calculateurs de bureau : on frappe directement au clavier les expressions algébriques telles qu'il est coutume de les écrire sur le papier ; il n'est, dès lors, plus question de « pas de programme », comme précédemment. Un programme se compose maintenant d'une série de lignes, chaque ligne étant composée de plusieurs ordres de calcul.

Il est possible, dans ce modèle, d'utiliser simultanément trois blocs enfichables de fonction : blocs mathématiques, bloc de fonctions à définir...

Comme dans tout le hardware commercialisé par Hewlett-Packard, l'affichage comporte des diodes électroluminescentes. Une imprimante thermique silencieuse est incorporée au modèle 20 de base : elle imprime les nombres,



Photo 3

Le summum des calculateurs :
a) Le Wang 2200



b) et le modèle 30 de Hewlett-Packard.

symboles, lettres qui sont affichés sur l'écran de diodes électroluminescentes, aussi bien que les instructions d'utilisation, noms de résultats et autres messages alphanumériques.

L'introduction de programmes et données peut se faire au moyen de cartes magnétiques, comme dans les HP10 et HP30.

Le HP21, présenté voici juste un an, est une extension du HP20. Il est équipé d'une cassette incorporée, lui permettant, ainsi, de disposer de jusqu'à 8000 registres de mémoires. Les programmes stockés dans la cassette peuvent être enregistrés dans la mémoire du calculateur, manuellement, ou automatiquement sous contrôle du programme en machine.

Le modèle HP21 de base comprend 167 registres et il peut être étendu à 1447 registres de mémoire interne : la version de base permet de résoudre un système linéaire de 16 équations à 16 inconnues, tandis qu'avec 1447 registres, il est possible de résoudre 70 équations à 70 inconnues.

Plusieurs constructeurs ont, dans cette base de machines à calculer, un certain nombre de modèles à proposer.

C'est le cas de Compucorp qui dispose du modèle 425 dont la capacité de mémoire est de 522 pas et qui, sur option, peut être étendue à 4096 pas de programme. Un lecteur de cartes magnétiques est incorporé. Le clavier comporte des touches de fonctions trigonométriques, logarithmiques et statistiques.

Le modèle 445 de Compucorp est dérivé du précédent. Il est da-

vantage orienté vers le calcul statistique (alors que le 425 est plutôt destiné aux scientifiques et techniciens) : sommation, moyenne, écart-type, erreur standard, coefficient de corrélation et de régression, etc., sont disponibles.

Des périphériques sont disponibles avec les 425 et 445 de Compucorp : lecteur de cartes perforées ou graphitées, cassettes de bande magnétique, table traçante, imprimante, mémoire à disque.

Chez Tektronix, deux modèles similaires, les TEK21 et 31 sont disponibles. Le premier peut exécuter 128 pas de programmes et stocker les données dans dix registres. Le second exécute jusqu'à 512 pas de programmes et dispose de 74 registres de données. En option, la mémoire du TEK31 peut être étendue jusqu'à 2048 pas de programmes et 1010 registres. Des cartes magnétiques (pour le TEK21) et des cassettes magnétiques (pour le TEK31) servent à stocker les programmes et données.

Comme pour les autres calculateurs, l'utilisateur dispose d'une large panoplie de fonctions, essentiellement mathématiques

Marc FERRETTI
(à suivre)



Photo 5

Deux calculateurs programmables :
a) Le Compucorp-425 possède 10 registres de stockage et 64 mémoires extensibles à 512...



b) ... et le modèle 21 de Hewlett-Packard, calculateur à langage algébrique.



Photo 4

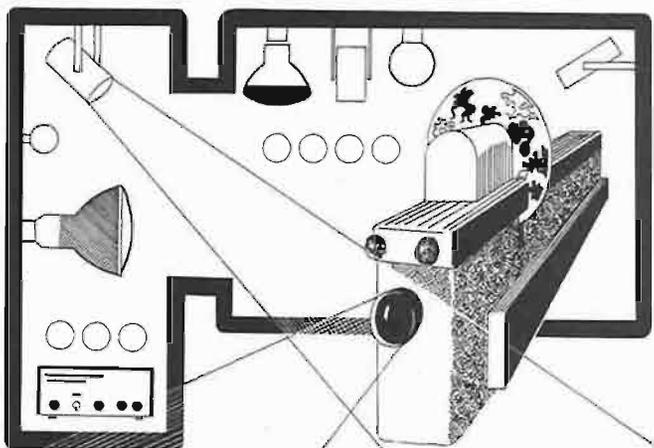
Les nombreux périphériques du calculateur (Cliché Hewlett-Packard).



Photo 6

Le HP-20 : une ligne de programme est affichée sur l'écran. Elle est le reflet des expressions algébriques telles qu'on les décrit couramment.

visio shop



Le 15 novembre à 50 m. du métro Alésia, s'ouvre le plus important magasin spécialisé en : animation lumineuse et psychédélique.

...des nouveautés...des prix imbattables...
...la qualité...un choix important...

modulateurs

1 canal puissance 800w.	70 F
2 canaux " 2x1 500w.	155 F
3 canaux " 3x1 500w.	240 F
Stéréo " 2x1 500w.	185 F
6 autres modèles à des prix V-S	

Lampes

Spots colorés 60w.	7,25 F
" " 75/100 w.	8,70 F
Floods 'Par 38' 150 w.	16,50 F
Tube fluo/4 teintes 120cm.	30 F
Tube lumière noire "	84 F
Tube " " 45cm.	62 F
Réglette à starter "	36 F
" " 120cm.	62 F

Stroboscopes

Strob M4 compact 40 j.	198 F
" CD40 cde.distance 40j.	255 F
" CD100 " " 100j.	340 F

VENTE PAR CORRESPONDANCE. Catalogue complet contre : 1,20 f.

Ouvert du mardi au samedi de. 9 h. à 13 h. et de 14 h. à 19 heures.

visio SHOP 1, rue du Luncain (angle
71r. d'alésia) *75014 Paris *t:589.68.16

divers

Pince orientable	22 F
Gradateur 1500 w.	66 F

Nouveautés

PROJECTEUR light show à cassette
Grand choix: huiles colorées, géométrie
: couleurs, noir & blanc, polarisante.
Complet avec cassette 460 F

RAMPE "DESING" pour spots. Métal
laqué orange. Orientable tous sens.
Chaque branchement indépendant.
Modèle équipé de 4 spots 125 F
" " 6 " 160 F

LIQUIDE H.V 38 réagissant à la
lumière noire. SURPRENANT !!!
nx. coloris. le flacon 14 F

Kits

Tous les KITS à des prix imbattables:
modulateur, strob, clignoteur etc...
Toutes pièces détachées: coffret, triac
transfo, potar, boufon, voyant etc...



Photo 7

Le modèle CompuCorp 445
« Statisticien ».

PETIT DICTIONNAIRE D'INFORMATIQUE

- IBM: International Business Machine. Premier constructeur mondial d'ordinateurs.

- IF: si. Instruction conditionnelle utilisée en programmation pour exécuter des aiguillages. Utilisée souvent sous la forme:

« IF... THEN... (Si... Alors...) »

Après le « IF » se trouve une relation arithmétique ou booléenne, et, si elle se trouve vérifiée, l'introduction placée après « THEN » est exécutée. Si elle n'est pas vérifiée, la séquence suivante, placée souvent à la ligne suivante, est exécutée, sans prendre en considération l'instruction « THEN ».

- IMPACT: « Impact printer », imprimante à percussion.

- to IMPLEMENT: mettre en place, mettre en œuvre.

- to IMPLY: impliquer.

- IMPULSE: impulsion.

- INCOMING: « Incoming data », données placées en entrées.

- to INCREASE: faire progresser (un compteur).

- INCREMENT: incrément, pas de progression.

- INDIRECT: « Indirect addressing », adressage indirect.

- INFORMATION: « Information engineering », informatique. « Information handling », traitement de l'information.

« Information packing density », densité d'enregistrement de l'information.

« Information processing », traitement de l'information.

« Information processing system », ordinateur.

- to INHIBIT: interdire, empêcher, bloquer.

- INITIALIZATION: initialisation.

- to INITIATE: lancer (un programme)

- INK: « Ink recorder », enregistreur à stylet.

- IN-LINE: « In-line processing », traitement direct, immédiat.

- INOPERATIVE: en non-fonctionnement.

- INPUT: entrée, introduction (de données).

« Input data », données en entrée.

« Input hardware », périphérique d'entrée.

« Input file », fichier d'entrée.

« Input hopper », magasin d'alimentation (de cartes).

« Input message », message d'entrée.

« Input/output », entrée-sortie.

- INQUIRY: interrogation, consultation (d'un fichier).

- to INSERT: introduire (une carte dans un paquet), injecter (un caractère dans une ligne à imprimer), intercaler (une instruction dans un programme).

- INSTRUCTION: instruction (de programme)

« Instruction address »: adresse d'une instruction.

- INTEGER: nombre entier.

« Integer constant »: constante entière.

- INTEGRATED: intégré.

« Integrated circuit », circuit intégré.

- to INTERCONNECT: interconnecter.

- INTERFACE: interface (entre appareils, systèmes), liaison.

- INTERFERENCE: perturbation.

- to INTERLOCK: verrouiller.

- INTERNAL: « Internal storage », mémoire interne.

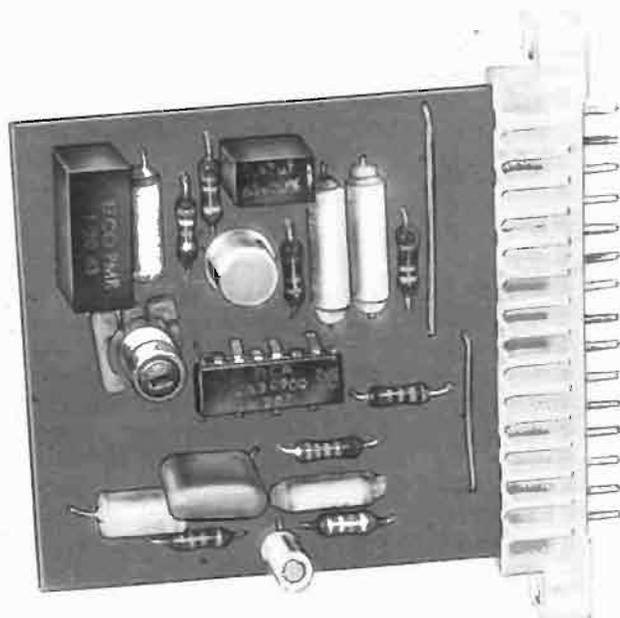
- to INTERPRET: décoder (une instruction).

- to INTERROGATE: interroger, consulter (un fichier).

DECODEUR STEREO MULTIPLEX

AMTRON

UK 252



L e décodeur constitue l'une des parties les plus délicates d'un récepteur stéréophonique. Lorsqu'on désire le réaliser avec des éléments discrets, les difficultés pour obtenir un rendement optimum sont considérablement accentuées. Heureusement la technique moderne met à notre disposition un circuit intégré, qui, avec un circuit interne très complexe, permet d'atteindre le meilleur résultat actuellement possible, avec un minimum de composants extérieurs et un seul point de réglage. En tenant compte de toutes les conditions auxquelles doit répondre un décodeur pour fournir une sortie presque par-

faite, cela tient du miracle. Le circuit intégré renferme dans sa structure interne, en plus des organes strictement nécessaires pour le décodage, un régulateur de la tension d'alimentation, un dispositif qui introduit automatiquement le fonctionnement stéréo, dès qu'est perceptible le signal de pilotage envoyé par l'émetteur, en allumant simultanément une lampe témoin qui avertit de la réception du signal stéréophonique. Un connecteur sur lequel est inséré le circuit imprimé facilite la manutention et le branchement, ainsi que l'installation sur n'importe quel chassis.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Tension d'alimentation :
10-16 Vc.c. non stabilisés
Courant absorbé :
environ 122 mA
Signalisation stéréo
avec indicateur lumineux
(lampe 12 V - 100 mA)
Sensibilité : environ 60 mV eff.
Séparation entre les deux canaux :
supérieure à 30 dB

Distorsion : 0,5 %
Suppression de
la fréquence pilote : 35 dB
Impédance d'entrée : 50 k Ω
Impédance de sortie : 10 k Ω
Circuit intégré employé :
CA3090Q
Transistor employé : CP409

Avant d'affronter la description du fonctionnement du circuit, il convient d'exposer rapidement le système de transmission des informations stéréophoniques en modulation de fréquence.

Il faut, avant toute chose, observer que la transmission stéréophonique s'effectue de manière à pouvoir être également reçue par un récepteur normal monoral, sans perte de qualité.

Dans le cas où l'on désire utiliser la possibilité de recevoir une transmission stéréophonique, il est nécessaire de disposer à la sor-

tie du récepteur d'un circuit approprié dit décodeur, qui possède deux sorties basse fréquence correspondant respectivement au canal droit et au canal gauche. Ces sorties piloteront un amplificateur basse fréquence stéréophonique des qualités duquel dépendra, en définitive, le rendement acoustique de l'ensemble du système.

Pour s'accorder sur la signification des symboles, nous appellerons G, l'information concernant le canal gauche, et D, l'information concernant le canal droit.

La normale information F s'ob-

tient par l'addition des informations (G + D). L'information stéréophonique utilise, au contraire, leur différence (G - D).

Ce signal module en amplitude une sous-porteuse centrée sur la fréquence de 38 kHz, et qui s'étend de 23 à 53 kHz. Ce signal n'a aucun effet sur un récepteur monophonique. Le signal monophonique (S + D) se trouve à une fréquence plus basse, limitée à 15 kHz, et ne peut moduler qu'à 90 % la porteuse haute fréquence ; ce qui revient à dire que l'excursion en fréquence ne peut être

supérieure à 90 % de 75 kHz, soit 67,5 kHz. Le signal stéréophonique est constitué de la sous-porteuse à 38 kHz modulée en amplitude par le signal B.F. (G - D) limité lui aussi à 15 kHz.

Ensuite on supprime la porteuse et on conserve seulement les bandes latérales. Ce signal ne peut moduler la porteuse H.F. au delà de 45 %, c'est-à-dire la moitié de ce qui est possible avec le signal G + D. Le signal multiplex comporte également, à 19 kHz, un signal fréquence pilote, de manière à pouvoir reconstituer la

fréquence sous-porteuse à 38 kHz, dans le récepteur. Celui-ci occupe 9 % de la modulation de l'émetteur, laissant libre encore 1 % pour la résiduelle de la sous-porteuse à 38 kHz.

La bonne réception des programmes stéréophoniques sous-entend le respect de nombreuses règles : efficacité et largeur de bande de l'antenne, qualité optimum du récepteur en ce qui concerne la réponse en fréquence et la bande passante des étages FI, ainsi que du décodeur.

En effet, dans la transmission monophonique, les fréquences B.F. ne dépassent pas 15 kHz et la bande passante de fréquence intermédiaire du récepteur est de l'ordre de 180 kHz pour une déviation maximale de l'émetteur de 75 kHz. En stéréophonie, au contraire, les basses fréquences atteignent 53 kHz, et la bande passante des étages FI devra être de 260 kHz. La courbe de démodulation devra en outre être parfaitement linéaire. De plus, tout glissement de phase dans le récepteur se traduit par des phénomènes de diaphonie entre les deux canaux B.F. Enfin, le limiteur devra être très efficace pour limiter toutes les modulations en amplitude parasites, du fait que le décodeur est très sensible à toutes les variations d'amplitude.

Le décodeur devra extraire du système composite reçu toutes les informations concernant le canal droite et le canal gauche. Il convient tout d'abord d'extraire la fréquence pilote à 19 kHz et de reconstituer la sous-porteuse à 38 kHz.

Le décodage du signal multiplex peut être obtenu de différentes manières.

A) On peut prélever le signal monophonique $G + D$ au moyen d'un filtre passe-bas de 0 à 15 kHz ; le signal $G - D \cos \omega t$ est extrait avec un filtre passe-bande de 23 à 53 kHz.

Celui-ci est ensuite ajouté à la sous-porteuse 38 kHz recrée localement. On obtient un signal modulé en amplitude qui est alors démodulé normalement à l'aide d'une simple diode en série. Le décodage s'effectue dans un circuit matrice à résistances. La superposition des signaux $(G + D)$ et $(G - D)$ permet de réaliser leur somme algébrique et leur différence. Les courants correspondants s'additionnent dans un bras du pont et se soustraient dans l'autre. On a :

$$(G + D) + (G - D) = 2G$$

et en outre

$$(G + D) - (G - D) = 2D$$

soit finalement les signaux des canaux droite et gauche.

B) On peut aussi réaliser la démodulation au moyen des deux diodes polarisées en sens inverse. Le signal $(G - D)$ apparaît à la sortie de la première et le signal $-(G - D)$ aux bornes de la seconde. On ajoute à ces signaux l'information monophonique $(G + D)$ et par somme algébrique, on obtient les signaux droite et gauche.

C) Un autre système consiste à supprimer la fréquence pilote au moyen d'un filtre, du signal multiplex ; cette fréquence est récupérée pour reconstituer la sous-porteuse. Celle-ci est ajoutée à la forme d'onde précédente et on obtient à peu près le signal multiplex rayonné par l'émetteur. Ce signal peut être considéré comme une succession d'échantillons concernant alternativement le canal droite et celui de gauche effectuée avec une cadence de 38 kHz.

On peut imaginer que le circuit électrique commute alternativement pour une durée de $1/76\ 000$ de seconde le canal droite et le canal gauche aux sorties correspondantes.

Le pilotage s'effectue directement par la sous-porteuse.

Après ce qui vient d'être exposé pour permettre la meilleure compréhension possible, chacun peut se rendre compte que le problème n'est pas simple. La réalisation avec des composants discrets exige une certaine expérience et présente un grand nombre de problèmes à résoudre. Heureusement, ces problèmes ont trouvé une solution avec l'utilisation d'un unique circuit intégré qui effectue, de la meilleure façon possible jusqu'ici, les opérations décrites au point C avec quelque chose en plus.

Le circuit intégré est le CA3090Q. Il s'agit d'un circuit monolithique au silicium qui, pour fonctionner, exige un petit nombre de composants extérieurs puisqu'il renferme environ 140 semiconducteurs, ainsi que les résistances et les deux condensateurs qui leur sont associés.

Il est évident qu'avec une telle disposition de moyens, on peut surpasser les qualités offertes par n'importe quel décodeur à éléments discrets.

L'accord du décodeur intégré s'effectue au moyen d'une seule bobine à faible inductance qui exige la commutation automatique,

délivre le courant nécessaire à une lampe témoin, et peut s'alimenter à partir d'une grande plage de tension d'alimentation (de 10 à 16 V).

Examinons maintenant brièvement le fonctionnement de ce circuit.

Le signal d'entrée provenant du détecteur FM, qui peut varier entre un minimum de 40 et un maximum de 400 mV, est amplifié par un préamplificateur à basse distorsion, et simultanément appliqué aux deux détecteurs synchrones pour 19 et 38 kHz. Un signal à 76 kHz, délivré par un oscillateur local contrôlé en tension, est appliqué à deux diviseurs par deux, qui permettent d'obtenir un signal à 38 kHz, et deux signaux à 19 kHz, en opposition de phase.

Le signal pilote à 19 kHz fourni par le détecteur FM est comparé avec le signal généré localement au moyen d'un détecteur synchrone. Le signal qui en résulte règle l'oscillateur à contrôle de tension (VCO), de manière que celui-ci produise un signal de sortie capable de synchroniser en phase le décodeur stéréo avec le signal pilote.

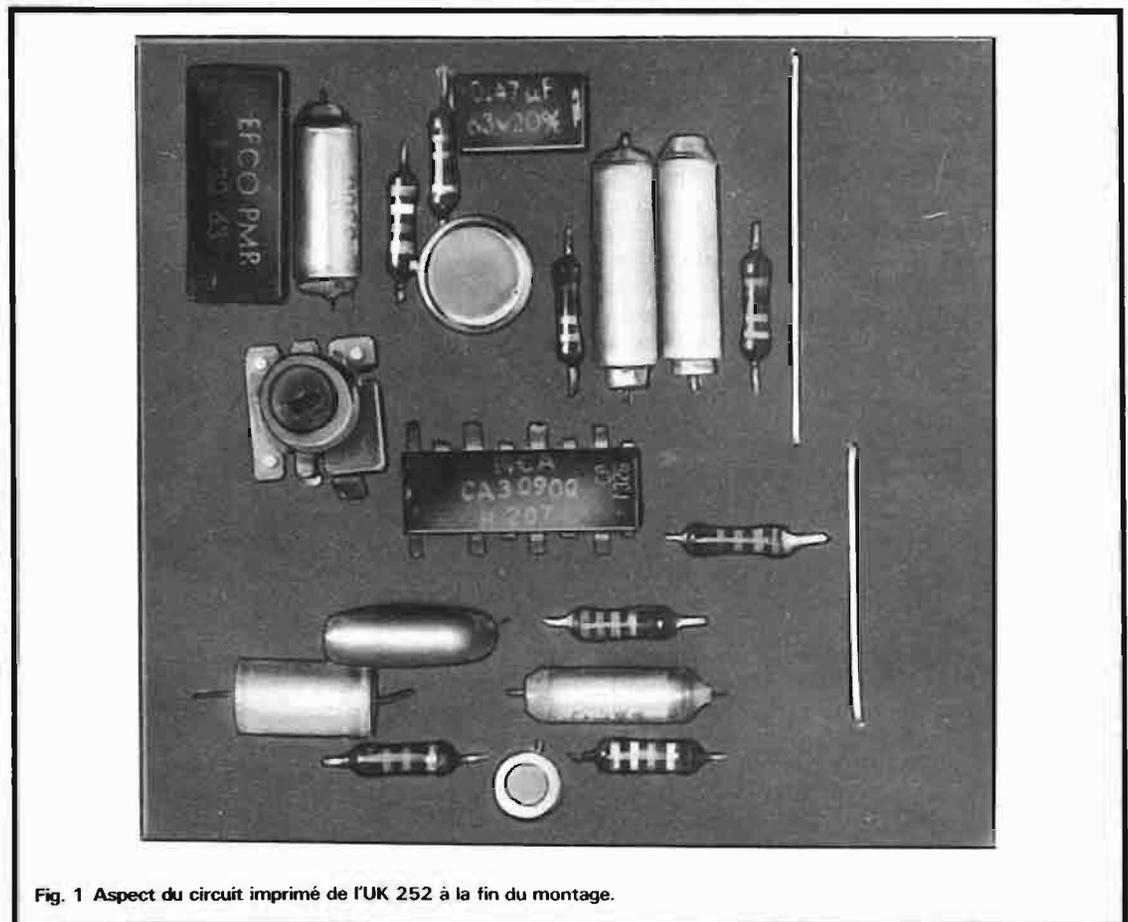


Fig. 1 Aspect du circuit imprimé de l'UK 252 à la fin du montage.

DESCRIPTION DU CIRCUIT (Figure 2)

Le circuit consiste essentiellement en un circuit intégré CA3090Q et les composants accessoires qui seront décrits par la suite, et un transistor NPN, type CP409, qui sert seulement comme booster pour pouvoir actionner une lampe de signalisation de puissance supérieure à celle autorisée pour le circuit intégré.

La fonction des circuits annexes au C.I. est la suivante :

Le signal entre par le point 1 à travers le condensateur C₅. Le réseau constitué de S₁, R₁, R₅ sert à simuler durant l'essai la déviation de 1 dB à 38 kHz, due au détecteur FM. Entre le point 2 et la masse, c'est un condensateur C₁₀ qui constitue le by-pass du circuit d'entrée. Les points 3, 4, 5 sont connectés directement à la masse. Le point 6 est connecté à la masse au moyen de C₁₅, R₁₀ en parallèle, qui constituent le filtre pour la modulation pilote. Entre les points 7 et 8, est disposée la résistance R₁₅ qui sert à déterminer la sensibilité du détecteur de la présence du signal pilote. Ce détecteur pilote à son tour le trigger de Schmitt.

Un second détecteur synchrone compare le signal à 19 kHz généré localement avec le signal pilote fourni par l'émetteur. Si le signal pilote dépasse une certaine tension de seuil que l'on peut fixer avec des composants extérieurs, il commande un trigger de Schmitt. Le signal provenant de ce dernier allume l'indicateur stéréo, influence le fonctionnement du détecteur synchrone à 38 kHz et commute automatiquement le circuit intégré CA3090Q du fonctionnement monoral en fonctionnement stéréophonique.

Le signal de sortie du détecteur à 38 kHz et le signal composite provenant du préamplificateur sont appliqués à un circuit matrice duquel sont extraits les signaux correspondants aux canaux gauche et droite. Ces signaux ont un niveau suffisant pour piloter la plupart des amplificateurs basse fréquence.

Un circuit interne régulateur de tension, de puissance suffisante, permet au circuit intégré d'opérer à l'intérieur d'une vaste gamme de variations de la tension d'alimentation.

La distorsion introduite par l'ensemble du circuit est à peine de 0,5 %.

Le point 9 constitue la sortie

gauche et le point 10 la sortie droite. Les condensateurs C₃₅ et C₄₀ procèdent au déphasage du signal, le point 11 sert pour l'alimentation et accède au régulateur de tension. Sur le point 13, on dispose de la tension de pilotage de base de TR₁, qui est à la masse à travers la résistance de stabilisation R₂₅. La résistance de charge de ce transistor qui fonctionne en commutateur, est constitué par la lampe 12 V - 100 mA, qui, en régime constitue une résistance de $12/0,1 = 120 \Omega$. Au point 12, arrive encore la tension d'alimentation, non stabilisée, qui alimente l'étage pilote de la lampe déjà intégré dans le C.I.

Entre le point 14 et la masse, on dispose le filtre du circuit de synchronisation entre le décodeur et le signal pilote de l'émetteur.

Entre les points 15 et 16 est inséré un circuit oscillateur qui détermine la fréquence de base de l'oscillateur contrôlé en tension.

Cet oscillateur fournit toutes les fréquences internes qui seront comparées avec les fréquences de pilotage provenant de l'émetteur.

Aussi un bon centrage de cette fréquence est-il nécessaire. On l'obtient en réglant l'inductance au moyen d'un noyau ferromagnétique.

MECANIQUE

Comme le groupe décodeur est incorporé dans un récepteur déjà construit, il n'a pas été prévu de boîtier. Le circuit imprimé sur lequel sont montés tous les composants, sauf la lampe qui sera fixée sur la face frontale de l'appareil de radio, porte à sa base une série de languettes de contact qui seront introduites dans un connecteur spécial fixé au chassis de l'appareil de radio.

MONTAGE

Le montage est très simple et exige seulement la précaution de disposer correctement les composants polarisés, condensateurs électrolytiques, transistor et circuit intégré. Il est nécessaire de faire très attention au cours des opérations de soudure du circuit intégré, car une chaleur excessive provenant du fer à souder, en passant à travers les contacts sur les composants internes, risque d'endommager ou d'altérer les caractéristiques de manière permanente. Utiliser un fer à souder de faible puissance, et un alliage de soudure à haut pourcentage d'étain (comme celle qui est fournie avec le kit). La soudure s'effectue aussi rapidement que possible. En effet, le circuit intégré supporte une température de 265°C pendant 10 secondes au maximum. Si la soudure n'est pas réussie en un temps très court, il convient de bien laisser refroidir le tout et de renouveler la tentative après un certain temps. Ne pas utiliser une grande quantité de soudure du fait que le support du circuit imprimé est mauvais conducteur de chaleur, et que celle-ci tend à passer en grande partie par les points de contact.

Le montage s'effectue sur un circuit imprimé représenté à la figure 3 qui montre également la disposition des éléments.

Les différentes phases de montage sont énumérées sur la notice jointe à la boîte de montage, point par point.

BRANCHEMENT ET MISE AU POINT

Il existe un seul point de réglage, c'est-à-dire le noyau ferromagnétique.

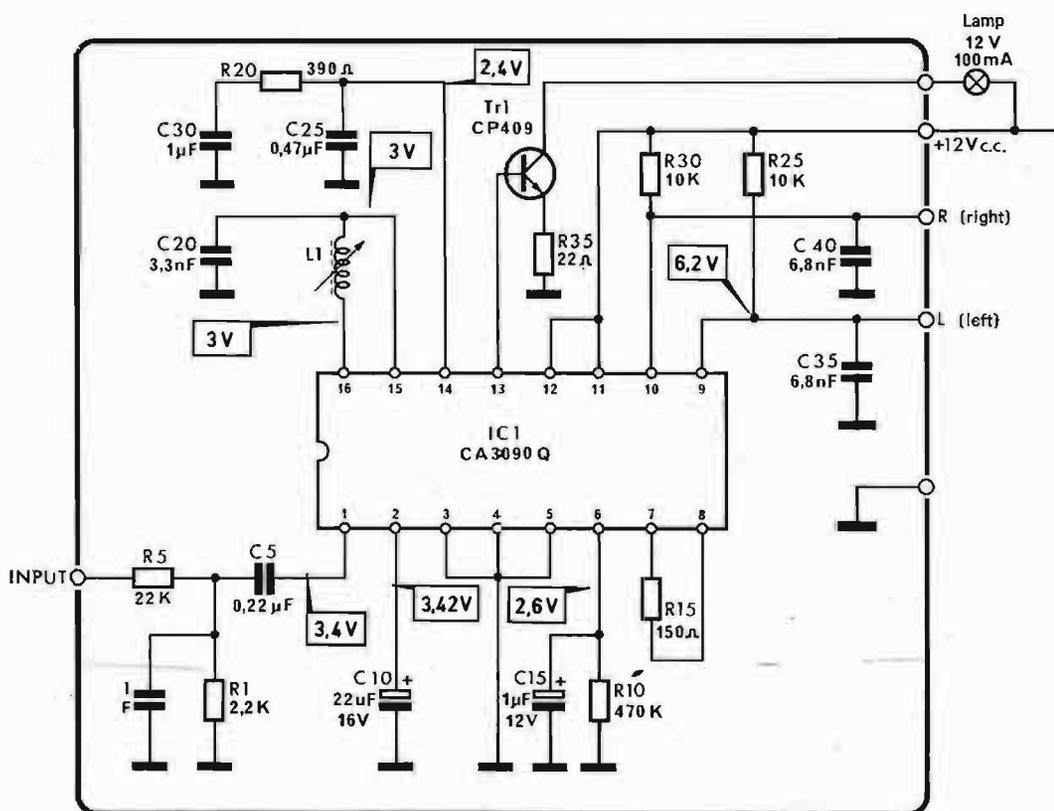


Fig. 2 Schéma électrique.

gnétique vissé dans le support de la bobine L_1 . Ce noyau sert à régler entre certaines limites, l'inductance de la bobine qui fait partie du circuit d'accord de l'oscillateur à 76 kHz. Cet oscillateur sert à délivrer les fréquences de comparaison avec les fréquences pilotes provenant de l'émetteur ; le noyau est réglé de manière à obtenir le meilleur rendement possible dans les haut-parleurs. Utiliser un tournevis en matériau isolant.

La mise au point effectuée pendant la transmission des signaux de contrôle permet de régler la séparation, l'équilibrage entre les deux canaux de l'amplificateur stéréo, et la mise en phase des haut-parleurs. Il est nécessaire que le signal rayonné intéresse seulement un canal, par exemple le droit : le décodeur pourra fournir au contraire à l'amplificateur stéréophonique un signal monoral ; les deux haut-parleurs ainsi reproduiront le même signal. Afin de réaliser la condition de séparation maximum, il est nécessaire de régler le noyau de la bobine L_1 ; il suffit de petites variations du noyau pour retrouver la juste séparation. Régler le noyau de L_1 pour le maximum d'audition du canal droite. La position exacte pourra être déterminée en contrôlant dans le canal gauche le signal correspondant au minimum. Si on dispose d'un générateur stéréo convenable qui déli-

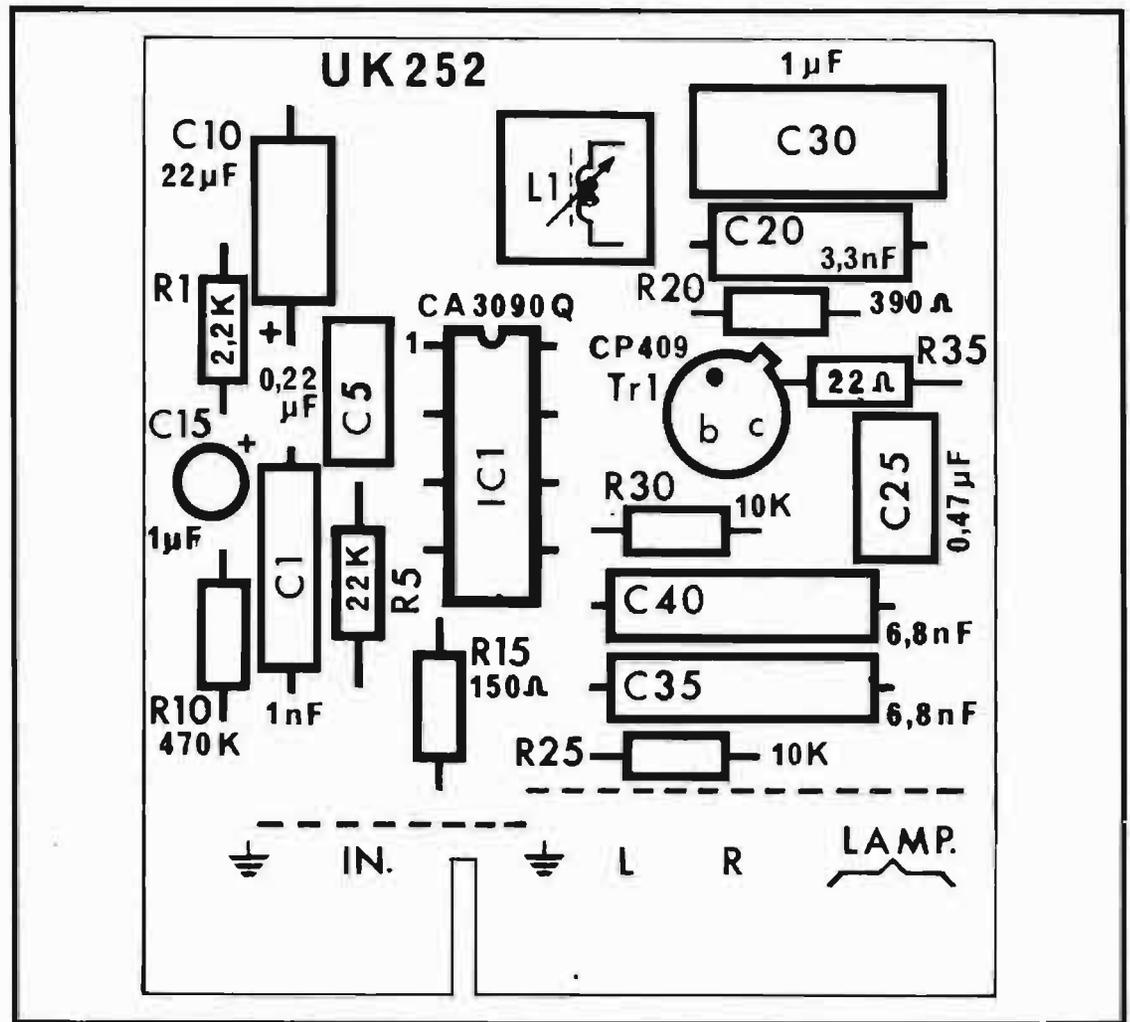


Fig. 3 Sérigraphie du circuit imprimé.

LISTE DES COMPOSANTS

Qt	Réf.	DÉSIGNATION
1	R ₁	résistance de 2,2 kΩ - 0,33 W ± 5 %
1	R ₅	résistance de 22 kΩ - 0,33 W ± 5 %
1	R ₁₀	résistance de 470 kΩ - 0,33 W ± 5 %
1	R ₁₅	résistance de 150 kΩ - 0,33 W ± 5 %
1	R ₂₀	résistance de 390 Ω - 0,33 W ± 5 %
2	R ₂₅ -R ₃₀	résistances de 10 kΩ - 0,33 W ± 5 %
1	R ₃₅	résistance de 22 Ω - 0,33 W ± 5 %
1	C ₁	condensateur au polystyrène de 1 nF/125 V + 5 % N150
1	C ₅	condensateur au polyester de 0,22 μF/63 V + 20 %
1	C ₁₀	condensateur électrolytique de 1 μF/16 V
1	C ₁₅	condensateur électrolytique de 1 μF/12 V
1	C ₂₀	condensateur au polystyrène de 3,3 nF/125 V
1	C ₂₅	condensateur au polyester de 0,47 μF/63 V
1	C ₃₀	condensateur au polyester de 1 μF/63 V
2	C ₃₅ -C ₄₀	condensateurs au polystyrène de 6,8 nF/125 V
1	IC ₁	circuit intégré CA3090Q
1	TR ₁	transistor CP409
1	—	support de lampe
1	—	lampe 12 V/100 mA
1	—	connecteur multibroches
1	—	bobine
1	C.I.	circuit imprimé
1	—	entretoise

vre un signal modulé à 1 kHz, contenant aussi le signal pilote à 19 kHz et d'une amplitude qui ne soit pas inférieure à 18 mV, on peut appliquer ce signal à l'entrée du décodeur et vérifier le fonctionnement en dehors du récepteur de radio.

Si tous les composants ont été convenablement montés, le résultat doit être immédiat puisque les qualités du circuit intégré ont déjà été vérifiées au stade de la fabrication, et l'éventualité qu'il soit défectueux est à écarter.

Un rendement non satisfaisant peut être recherché dans l'insuffisante largeur de bande de l'amplificateur de fréquence intermédiaire du récepteur utilisé, ou encore de l'insuffisante linéarité du détecteur. On suppose naturellement que le fonctionnement de l'amplificateur basse fréquence est bon.

En effet, le décodeur UK 252 constitue ce que l'on peut faire de mieux, dans l'état actuel de la technique ; le résultat dépend finalement aussi de la qualité des appareils auxquels celui-ci est relié.

LA PLATINE MAGNETOCASSETTE



SANSUI SC 737

AU moment où les cassettes sont d'une qualité approchant celle des disques, il nous a semblé intéressant d'analyser une platine de magnétophone à cassette constituant l'un des maillons d'une chaîne HIFI. Grâce aux bandes au bioxyde de chrome et au réducteur de bruit Dolby B, ces équipements ont fait des progrès assez spectaculaires au cours des trois dernières années. Le dispositif de réglage automatique de niveau à l'enregistrement est un accessoire qui permet à l'amateur peu familiarisé avec les procédures d'enregistrement de réussir ceux-ci dans d'excellentes conditions, il amène cependant une distorsion harmonique qui s'ajoute à celle propre de l'enregistreur, c'est pourquoi tous les appareils n'en sont pas munis.

Le SC 737 permet l'exploitation de bandes à l'oxyde de fer ou au bioxyde de chrome, il est muni du réducteur de bruit Dolby, mais ne comporte pas de dispositif automatique de réglage du niveau à l'enregistrement. Outre les deux entrées stéréo, il comporte une

entrée supplémentaire pour un microphone central, ce qui permet de mettre en valeur un enregistrement pris en direct.

Les caractéristiques permettent de l'intégrer à une chaîne HIFI, avec des résultats assez proches de ceux procurés par l'écoute d'un disque.

CARACTERISTIQUES

Platine magnétocassette 4 pistes stéréo.

Cassette standard, 4,75 cm/s.

Têtes magnétiques : effacement, enregistrement, enregistrement lecture en ferrite.

Moteur : synchrone à hystérésis.

Entraînement : par courroie plate néoprène.

Fréquence de prémagnétisation : 85 kHz.

Type de bande : oxyde de fer ou bioxyde de chrome, commutation manuelle.

Pleurage - scintillement : 0,11 %.

Précision de vitesse : < 1,5 %.

Bande passante : 35-11 000 Hz ± 3 dB pour bande normale ; 35-14 000 Hz ± 3 dB pour

bande

Rapport signal/bruit : bande au bioxyde de chrome, sans Dolby : 50 dB pondéré ; avec Dolby, réduction de 8 dB au-dessus de 5 kHz.

Séparation des canaux : > 38 dB à 1 kHz.

Dynamique d'effacement : > 60 dB à 1 kHz.

Sensibilité des entrées : à 1 kHz, niveau 0 dB au Vumètre, micros droite et gauche, 0,5 mV/10 k Ω ; micro central, 0,5/10 k Ω ; ligne, 70 mV/100 k Ω ; entrée Din, 14 mV/30 k Ω .

Sorties : ligne, 560 mV ; Din, 560 mV ; casque 8 Ω .

Alimentation : 100 - 117 - 220 - 240 V, 50/60 Hz.

Consommation : 22 W.

Encombrement : 464 x 121 x 294 mm, pour un poids de 8,1 kg.

PRESENTATION

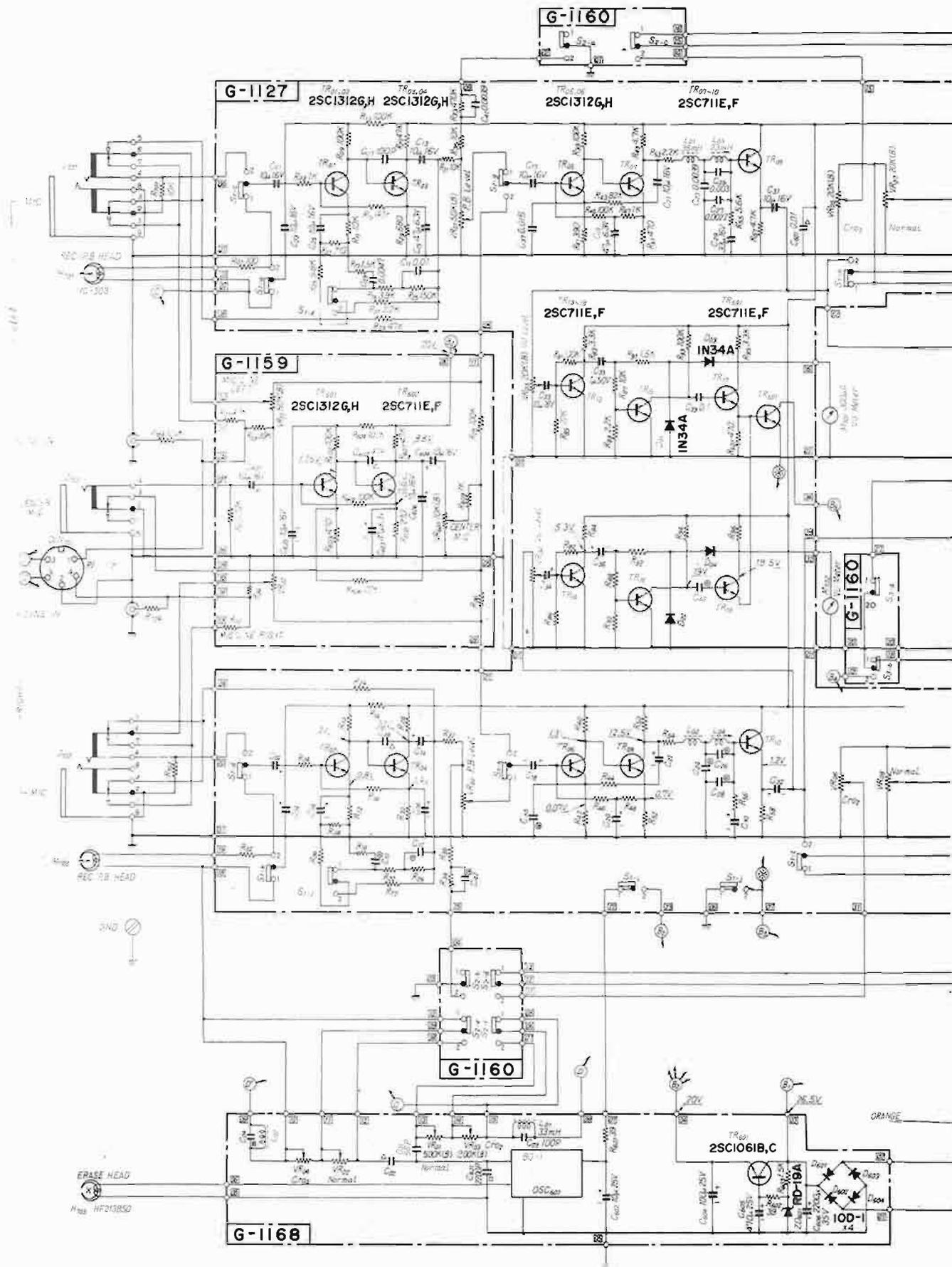
La platine est assez sobre, le dessus est habillé d'aluminium satiné tranchant sur le fond noir du logement de la cassette et du pu-

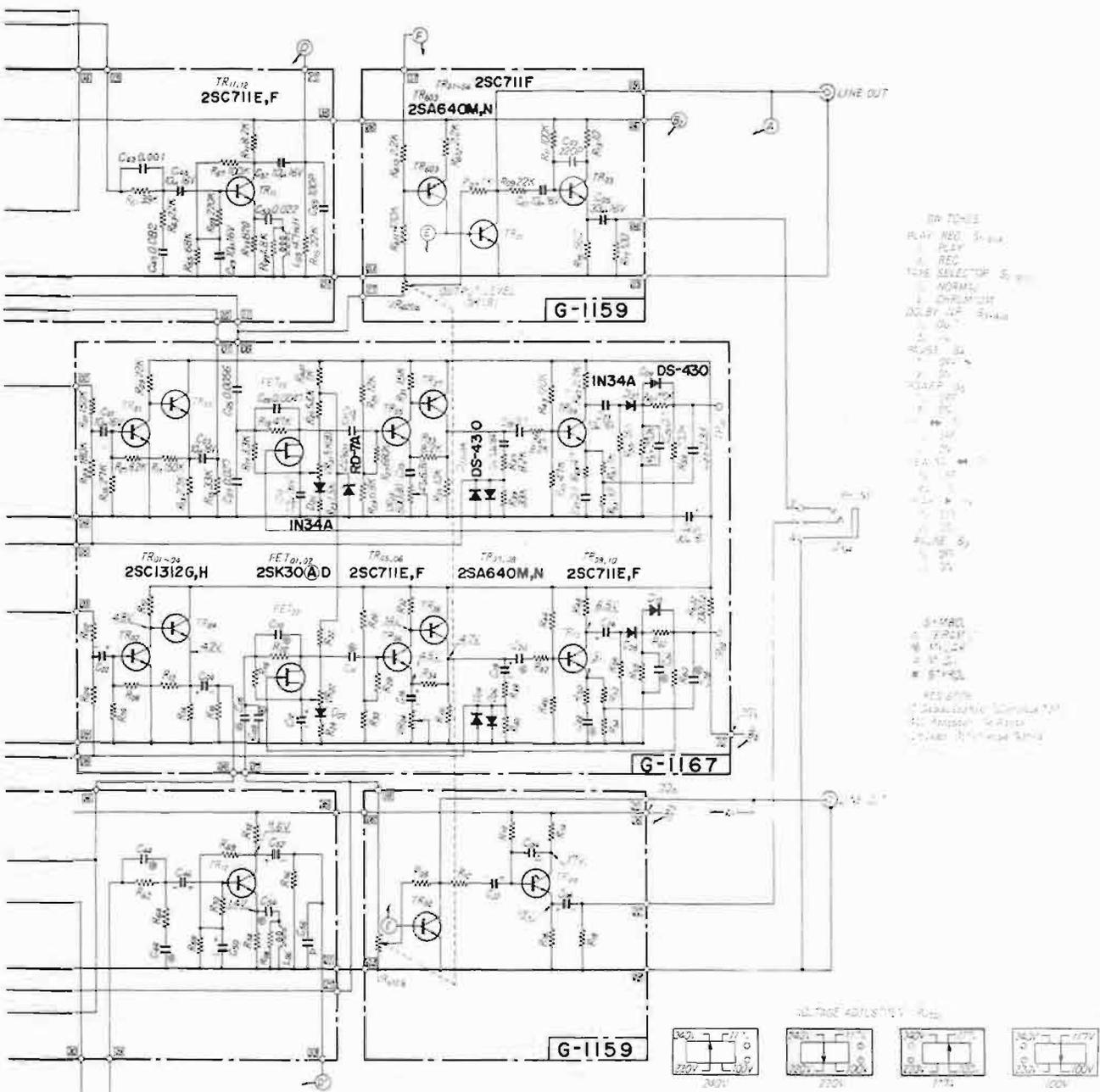
pitre des vumètres. Le dernier gadget japonais est installé sur l'appareil, il s'agit d'un voyant tournant indiquant selon sa vitesse si l'appareil est en lecture ou en défilement rapide. Un petit segment de plexiglass est illuminé par une ampoule centrale, il est solidaire d'une poulie entraînée par le mécanisme de défilement du compteur, et renseigne l'utilisateur.

Les séquences de fonctionnement sont actionnées par un électroaimant, à partir d'un circuit électronique et d'un relais.

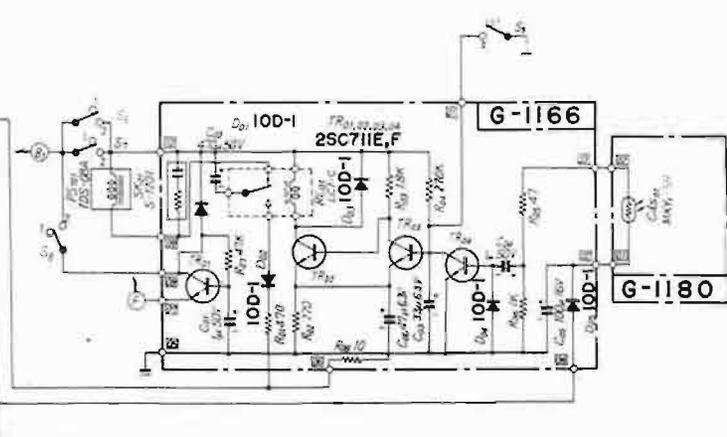
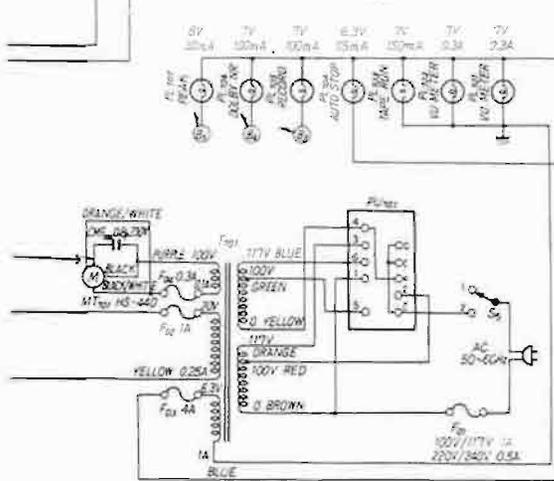
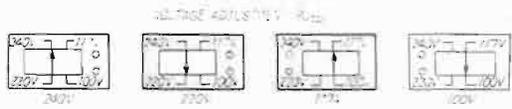
La réalisation est très soignée, aussi bien pour l'électronique que pour la partie mécanique. L'entraînement en particulier est bien conçu, le mouvement est transmis du moteur au cabestan par l'intermédiaire d'une courroie plate en néoprène, comme sur une platine tourne-disque. Le volant est évidé, de façon à reporter sur sa périphérie la masse maximale, il est solidaire du cabestan.

Les circuits électroniques sont répartis dans l'appareil en sous ensembles ; le transformateur





- BY TONE
 PLAY REC. SW.
 1. REC.
 2. SELECTOR SW.
 NORM. POS.
 1. CROWN SW.
 2. SW.
 3. SW.
 4. SW.
 5. SW.
 6. SW.
 7. SW.
 8. SW.
 9. SW.
 10. SW.
 11. SW.
 12. SW.
 13. SW.
 14. SW.
 15. SW.
 16. SW.
 17. SW.
 18. SW.
 19. SW.
 20. SW.
 21. SW.
 22. SW.
 23. SW.
 24. SW.
 25. SW.
 26. SW.
 27. SW.
 28. SW.
 29. SW.
 30. SW.
 31. SW.
 32. SW.
 33. SW.
 34. SW.
 35. SW.
 36. SW.
 37. SW.
 38. SW.
 39. SW.
 40. SW.
 41. SW.
 42. SW.
 43. SW.
 44. SW.
 45. SW.
 46. SW.
 47. SW.
 48. SW.
 49. SW.
 50. SW.



les étonnantes possibilités de la mémoire

J'étais loin de me douter, en arrivant chez mon ami G.X. Borg, que j'allais être le témoin d'un spectacle vraiment extraordinaire et décupler ma puissance mentale.

Il m'avait fait venir à Stockholm pour parler aux Suédois de Pasteur et de nos grands savants français et, le soir de mon arrivée, après le champagne, la conversation roula naturellement sur les difficultés de la parole en public, sur le grand travail que nous impose à nous autres conférenciers la nécessité de savoir à la perfection le mot à mot de nos discours.

G.X. Borg me dit alors qu'il avait probablement le moyen de m'étonner, moi qui lui avais connu, lorsque nous faisions ensemble notre droit à Paris, la plus déplorable mémoire.

Il recula jusqu'au fond de la salle à manger et me pria d'écrire cent nombres de trois chiffres, ceux que je voudrais, en les appelant à haute voix. Lorsque j'eus ainsi rempli de haut en bas la marge d'un vieux journal, G.X. Borg me récita ces cent nombres dans l'ordre dans lequel je les avais écrits, puis en sens contraire, c'est-à-dire en commençant par les derniers. Il me laissa aussi l'interroger sur la position respective de ces différents nombres : je lui demandai par exemple quel était le 24°, le 72°, le 38°, et je le vis répondre à toutes mes questions sans hésitation, sans effort, instantanément, comme si les chiffres que j'avais écrits sur le papier étaient aussi inscrits dans son cerveau. Je demeurai stupéfait par un pareil tour de force et je cherchai vainement l'artifice qui avait permis de le réaliser. Mon ami me dit alors : "Ce que tu as vu et qui te semble extraordinaire est en réalité fort simple : tout le monde possède assez de mémoire pour en faire autant, mais rares sont les personnes qui savent se servir de cette merveilleuse faculté."

Il m'indiqua alors le moyen d'accomplir le même tour de force et j'y parvins aussitôt, sans erreur, comme vous y parviendrez vous-même demain.

Mais je ne me bornai pas à ces expériences amusantes et j'appliquai les principes qui m'avaient été appris à mes occupations de chaque jour. Je pus ainsi retenir avec une incroyable facilité mes lectures, les conférences que j'entendais et celles que je devais prononcer, le nom des personnes que je rencontrais, ne fût-ce qu'une fois, les adresses qu'elles me donnaient et mille autres choses qui me sont d'une grande utilité. Enfin je constatai au bout de peu de temps que non seulement ma mémoire avait progressé, mais que j'avais acquis une attention plus soutenue, un jugement plus sûr, ce qui n'a rien d'étonnant puisque la pénétration de notre intelligence dépend surtout du nombre et de l'étendue de nos souvenirs.

Si vous voulez savoir comment obtenir les mêmes résultats et acquérir cette puissance mentale qui est encore notre meilleure chance de réussir dans la vie, priez G.X. Borg de vous envoyer son intéressant petit ouvrage documentaire "Les Lois éternelles du Succès" ; il le distribue gratuitement à quiconque désire améliorer sa mémoire. Voici son adresse : G.X. Borg, chez Aubanel, 5, place Saint-Pierre, Avignon. Le nom Aubanel est pour vous une garantie de sérieux. Depuis 225 ans, les Aubanel diffusent à travers le monde les meilleures méthodes de psychologie pratique.

E. BARSAN

METHODE BORG

à découper ou à recopier et à adresser à :

G.X. Borg, chez AUBANEL, 5, place Saint-Pierre, 84028 Avignon, pour recevoir sans engagement de votre part et sous pli fermé "Les Lois éternelles du Succès".

NOM.....RUE.....N°.....
.....VILLE.....
AGE.....PROFESSION.....

BON GRATUIT

emploie un circuit en C à grains orientés.

Le dispositif d'arrêt automatique est commandé par un circuit électronique, piloté par une cellule photoélectrique qui reçoit ses informations à partir de l'index lumineux du voyant indicateur de défilement.

Les entrées microphones et casque sont sur jack standard, les entrées/sorties lignes sur prises Cinch, doublées par une prise Din. Le répartiteur de la tension réseau n'est pas accessible directement, il est nécessaire de démonter une trappe sous l'appareil pour y accéder.

EXAMEN DES CIRCUITS

Les divers commutateurs sont en position lecture, avec bande normale, Dolby hors service.

A la lecture, sur le canal gauche, les signaux issus de la tête magnétique parviennent via les commutateurs $S_{1a} - S_{1c}$ sur le premier étage du préamplificateur de lecture, base du transistor TR_{01} , couplé en continu à TR_{03} . Le réseau de compensation est commuté à l'aide de S_{1c} pour obtenir une réponse en fréquence corrigée, inverse de celle à l'enregistrement.

A la sortie du préamplificateur, le niveau du signal est dosé à l'aide du potentiomètre ajustable VR_{01} , et par le commutateur bande normale ou $Cro^2 S_2$.

Le signal est ensuite amplifié par les transistors $TR_{05} - TR_{07} - TR_{09}$, puis dirigé vers le vumètre, qui comporte quatre étages amplificateurs dont le circuit de signalisation du voyant enregistrement. D'autre part, le signal est amplifié par deux étages $TR_{01} - TR_{03}$ de la carte G-1167, puis via les commutateurs $S1 k$ il parvient à l'amplificateur de sortie, dosé par le potentiomètre de réglage output level $VR_{602} A$. Cet amplificateur comporte deux étages, $TR_{603} TR_{01}$, suivi d'un étage émetteur commun TR_{03} pour le circuit casque.

La carte Dolby lorsqu'elle se trouve en service traite sélectivement le signal en accentuant celui-ci à l'enregistrement et à l'inverse à la lecture, ce qui permet de repousser le niveau de bruit d'une valeur de 8 dB environ à partir de 5 kHz.

A l'enregistrement, le circuit de microphone central est mélangé aux voies gauche et droite après

amplification par son circuit $TR_{601} - TR_{602}$, qui comporte un potentiomètre de balance permettant d'équilibrer la répartition du signal de façon égale sur les deux voies.

Les préamplificateurs $TR_{01} - TR_{03}$ sont commutés sur la fonction enregistrement, ils traitent le signal, qui traverse l'amplificateur $TR_{05} - TR_{07} - TR_{09}$, le circuit de vumètre, puis parvient à l'amplificateur d'enregistrement TR_{12} . Le signal sort sur le collecteur, au point D, il est alors mélangé à la fréquence de prémagnétisation délivrée par l'oscillateur 601, travaillant sur environ 85 kHz. Selon le type de bande employée, les niveaux sont ajustés à l'aide des commutateurs S_2 pour que l'amplitude des signaux assure l'excitation optimale de la tête d'enregistrement.

Le monitoring est assuré à l'enregistrement en exploitant le signal sur casque ou à la sortie ligne ; il ne s'agit toutefois que du contrôle du signal de la source et non d'un véritable monitoring, puisqu'il n'est pas possible de comparer le signal de la source avec celui enregistré sur la bande faute d'une tête de lecture séparée, dont les magnétophones à cassette ne sont pas munis.

Un étage de filtrage de la tension des étages bas niveau est installé, TR_{601} avec la diode zener ZD_{601} il assure en outre une régulation.

Le bloc de commande des servomécanismes est installé sur la carte G1166 ; il comporte un amplificateur continu de commande du relais, les inverseurs $S_9 - S_6 - S_7 - S_8$ contrôlant respectivement la pause, l'avance rapide, le rebobinage et la lecture.

L'arrêt en fin de bande est provoqué par l'absence d'impulsions sur la cellule photoélectrique lorsque le mouvement de transport est à l'arrêt. A ce moment TR_{04} bloque TR_{02} via TR_{03} , les mécanismes sont débrayés.

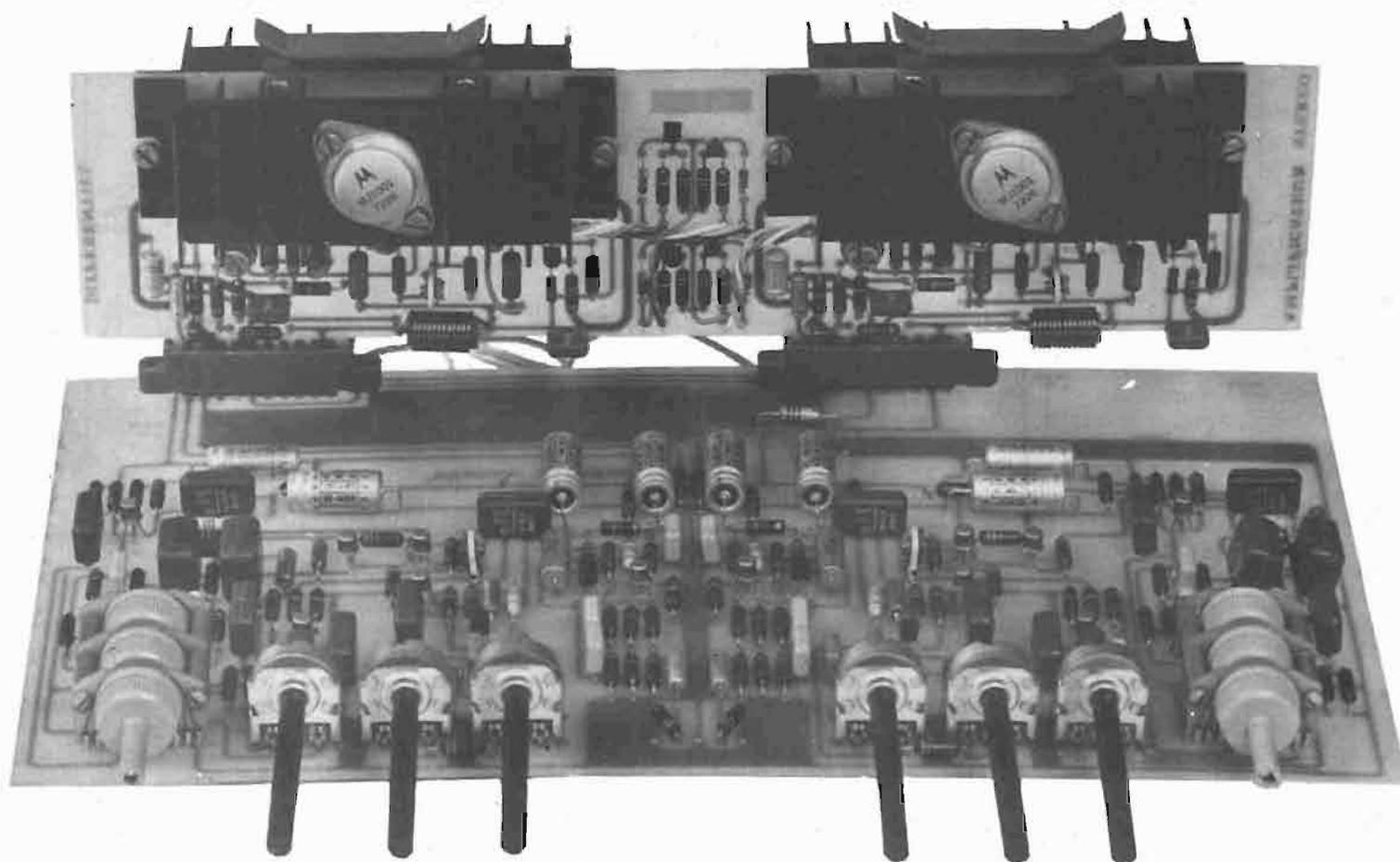
CONCLUSION

Le SC 73/ est d'une conception et d'une réalisation très soignées, les caractéristiques sont bonnes et permettent de l'inclure dans une chaîne HIFI.

Le Dolby permet d'obtenir une nette amélioration du rapport signal/bruit, surtout lorsque l'on utilise des bandes au bioxyde de chrome.

J.B.

AMPLI / PREAMPLI MODULAIRE - STEREO POUR CHAÎNE HI-FI



PUISSANCE : 2 x 35 Weff ou 2 x 60 Weff. IMPÉDANCE : 4 ou 8 Ω

L'INTERCONNEXION des deux modules stéréophoniques (préamplificateur + amplificateur) que nous vous proposons permet de **réaliser pratiquement sans câblage de fils** un amplificateur Hi-Fi d'excellentes performances.

La photographie de cette réali-

sation permet de voir la disposition des deux modules, le bloc de puissance venant s'encarter dans deux connecteurs soudés au préamplificateur.

Bien entendu, les résultats obtenus seront fonction des composants utilisés, surtout pour le premier étage préamplificateur où

l'on traite des signaux de très faible amplitude. Il sera alors intéressant de disposer de résistances à couche métallique pour réduire au minimum le bruit de souffle.

A cet effet, nous avons choisi un commutateur de fonctions pour circuit imprimé, celui-ci réduisant considérablement le câ-

blage, surtout que dans notre cas il est à 3 galettes - 6 positions, les liaisons sont donc très courtes et directement gravées sur le CI.

Nous allons voir en détail la réalisation de cette maquette et les schémas de principe s'y rapportant.

LE BLOC PRÉAMPLIFICATEUR STÉRÉOPHONIQUE

Le préamplificateur est réalisé pratiquement par symétrie, ce que nous confirment les deux commutateurs de fonctions à chaque extrémité du module. On a cependant pris soin d'inverser les commandes (pour le commutateur et les potentiomètres de la voie droite) afin que les boutons sur la face avant de l'appareil tournent tous dans le même sens.

La présence des deux commutateurs de fonctions indépendantes (que certains pourront trouver peu pratiques à l'utilisation) permettent de faire du mixage avec un magnétophone, en injectant deux sources différentes à l'amplificateur.

LE SCHÉMA DE PRINCIPE FIG. 1

Le préamplificateur peut se décomposer en trois sous-ensembles :

- Le préampli-correcteur de courbes (RIAA - NAB - LIN)
- Le correcteur de tonalité
- Le préamplificateur de tension.

Le premier étage a une double fonction, corriger les courbes d'enregistrement et amplifier fortement les quelques millivolts appliqués à la base de Q1. Le commutateur de fonctions est à 6 positions, l'une des galettes sélectionne la source désirée tandis qu'une deuxième galette met en service la contre-réaction nécessaire, RIAA pour les positions 1 et 2, NAB pour la position 3 et LIN pour la position 6.

Seuls les faibles signaux sont transmis à la base du transistor Q1 par le condensateur de liaison C1 de $470 \mu\text{F}$. La base de celui-ci est polarisée par le pont de résistances R2-R4. Ce transistor est monté en émetteur commun et la modulation amplifiée est prélevée sur son collecteur par le condensateur C3 de $470 \mu\text{F}$. La charge collecteur est de $47 \text{ k}\Omega$ tandis que l'émetteur est polarisé par la résistance R5 de $1,5 \text{ k}\Omega$.

Le transistor Q2 est également monté en émetteur commun, mais il est polarisé différemment, à partir de la tension collecteur de Q1. La charge collecteur est encore de $47 \text{ k}\Omega$, mais l'émetteur étant mis directement à la masse, le gain est plus important.

Le transistor Q3 est un étage convertisseur d'impédance, il est monté en collecteur commun.

C'est entre l'émetteur de Q1 et celui de Q3 que sont insérés les réseaux de contre-réaction sélective.

Un condensateur C11 de $470 \mu\text{F}$ sert de liaison entre l'émetteur de Q3 et la troisième galette du commutateur, dont le point commun est relié au potentiomètre de volume. C'est également à ce niveau qu'est prélevée la modulation pour l'enregistrement sur bande magnétique.

Le correcteur de tonalité est du type conventionnel et utilise le principe de la contre-réaction négative.

L'élément actif est ici un transistor à effet de champ. Celui-ci présente à la fois un plus faible niveau de bruit et une meilleure linéarité que le transistor bipolaire.

Le gain d'étage nécessaire dans ce circuit exige une résistance de charge de drain de valeur élevée (R32 - $82 \text{ k}\Omega$) et le transistor à effet de champ doit, par conséquent, être suivi d'un étage collecteur commun pour fournir une faible impédance de sortie afin de faciliter l'interconnexion au préamplificateur de tension Q7-Q8.

L'impédance d'entrée est très élevée (R31 - $20,2 \text{ M}\Omega$) ce qui entraîne une charge négligeable du circuit de réglage de tonalité.

Un circuit de conversion d'impédance est également nécessaire entre les circuits de réglage de volume et de tonalité, d'où la présence de Q4.

Le condensateur C14 de $470 \mu\text{F}$ prélève la modulation sur le curseur du potentiomètre de volume et la transmet à la base de Q4 qui est polarisée par le pont de

résistances R23- $20 \text{ k}\Omega$ et R24- $100 \text{ k}\Omega$.

L'émetteur est chargé par une résistance de $2,7 \text{ k}\Omega$, résistance découplée par C15 de $1 \mu\text{F}$ qui évite qu'une oscillation parasite HF ne se manifeste.

Le transistor Q6 monté en collecteur commun a son émetteur chargé par une résistance R34- 470Ω en série avec un potentiomètre ajustable P4- $2,2 \text{ k}\Omega$ qui permet de doser le niveau du signal en sortie du préamplificateur à 1 weff. en fonction de la sensibilité de la cellule magnétique utilisée (de 2 à 15 mV) afin que le potentiomètre de volume P1- $47 \text{ k}\Omega$ puisse agir sur toute sa course sans risquer de saturer le module amplificateur.

La réponse du correcteur de tonalité est donnée figure 2, ce qui est beaucoup plus significatif que des colonnes de chiffres.

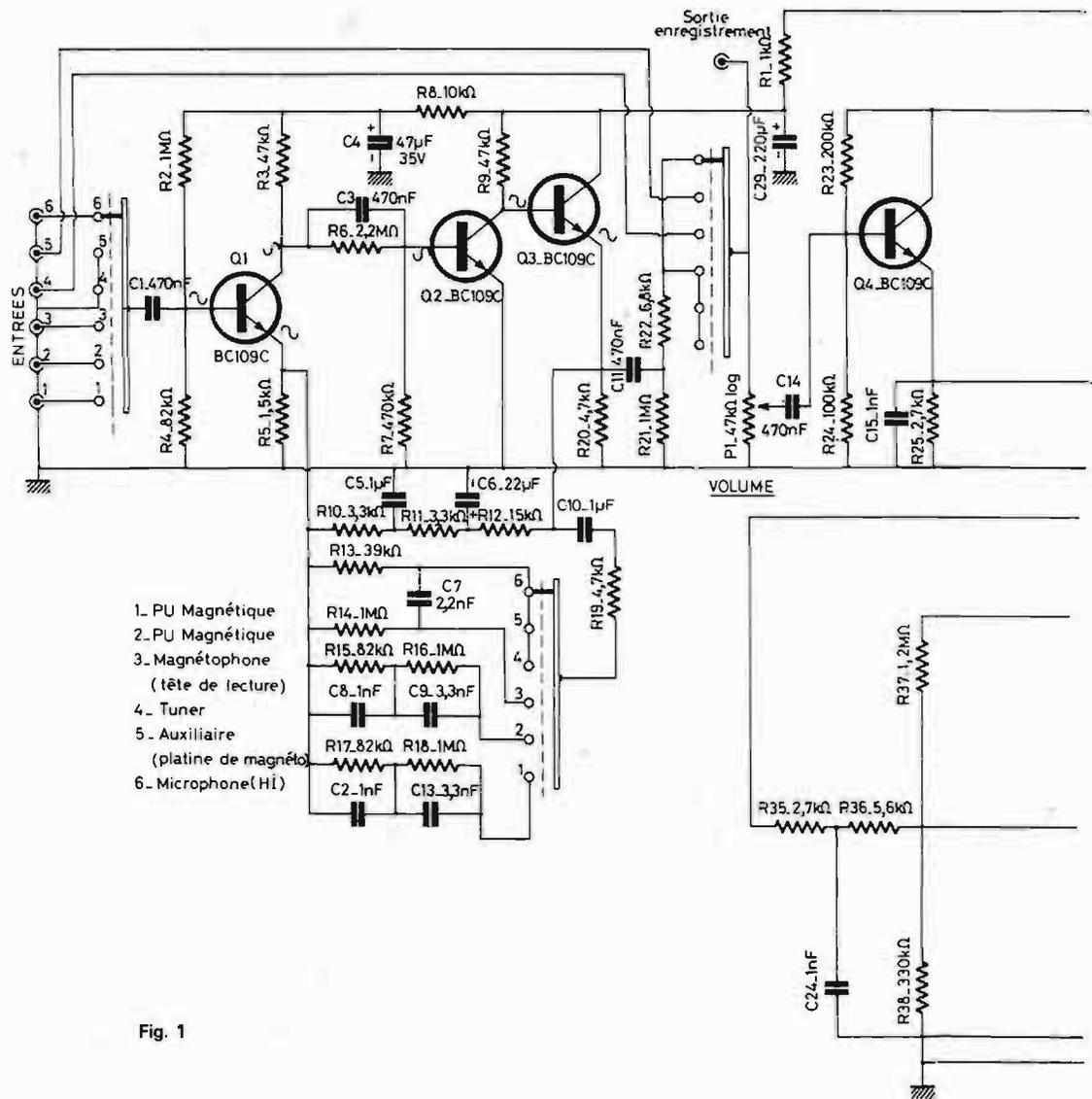


Fig. 1

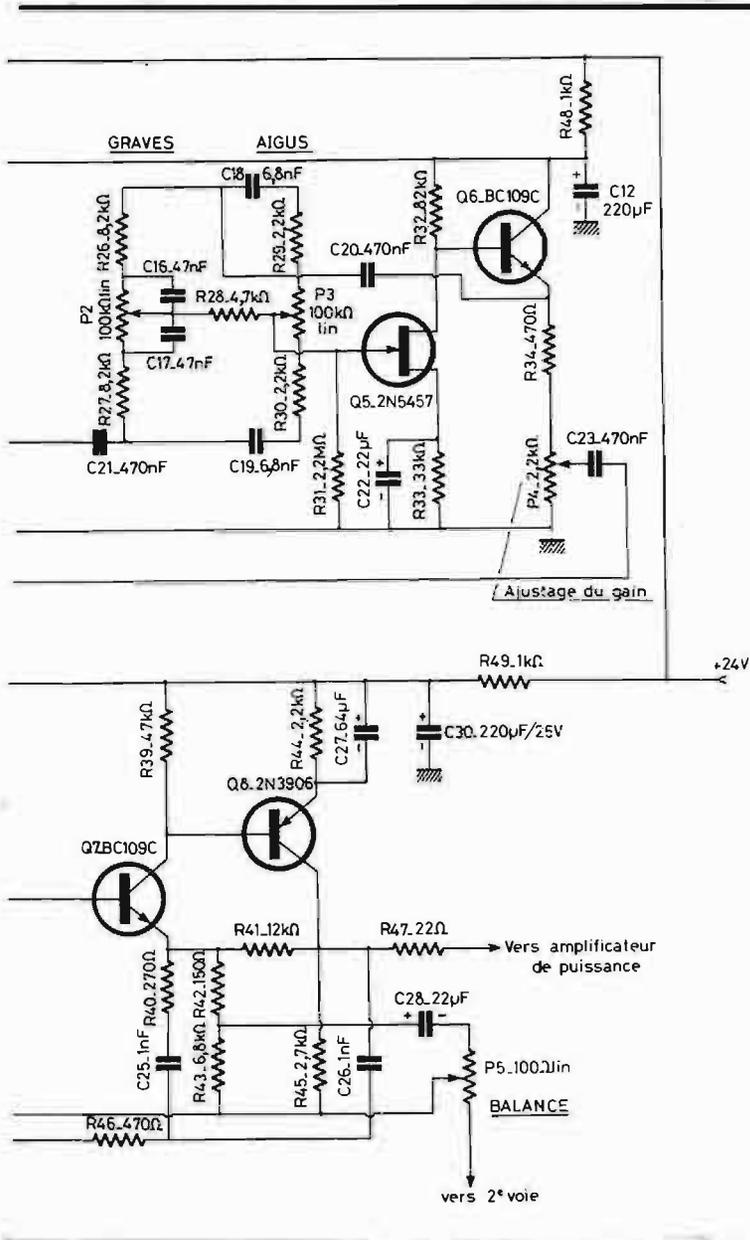


TABLEAU A

	Puissance 35 Weff		Puissance 60 Weff	
	HP de 4 Ω	HP de 8 Ω	HP de 4 Ω	HP de 8 Ω
Alimentation	± 22 V	± 28 V	± 28 V	± 36 V
R4	5,6 kΩ	6,8 kΩ	6,8 kΩ	8,2 kΩ
R5	820 Ω	560 Ω	620 Ω	430 Ω
R7	22 kΩ	27 kΩ	27 kΩ	33 kΩ
R14	750 Ω	390 Ω	1 kΩ	620 Ω
R15	750 Ω	390 Ω	1 kΩ	620 Ω
IC1	MD8001	MD8001	MD8002	MD8002
Q4	MJ1001	MJ1001	MJ3001	MJ3001
Q5	MJ901	MJ901	MJ2501	MJ2501

fréquence de coupure se situe environ à 40 kHz pour une valeur de C de 1 μF. C'est largement suffisant pour les besoins de la basse fréquence, sachant que nos oreilles perçoivent péniblement le 18 kHz.

Pour une valeur de C de 2,2 μF (C24 - C25 - C26) la fréquence de coupure descend à 30 kHz, et à 20 kHz pour C = 3,3 μF.

Dans l'émetteur de Q7, nous avons également un pont de résistances R42-150 Ω et R43-6,8 kΩ. Un condensateur C28-22 μF prélève la modulation au point commun de R42-R43 et la transmet à un potentiomètre de 100 Ω servant de balance. Le curseur de ce potentiomètre est à la masse, l'autre extrémité étant reliée par symétrie à l'autre canal.

La polarisation de base du transistor Q8 est assurée par le potentiel collecteur de Q7, la liaison entre ces deux électrodes étant di-

recte, ce montage est devenu classique avec les transistors au silicium, ceux-ci ayant de très faibles courants de fuites.

La résistance R47 de 22 Ω transmet le signal au bloc amplificateur de puissance sous une impédance ne dépassant pas 150 Ω.

La tension d'alimentation de ce module est de + 24 volts, cependant nous remarquons que chaque bloc est alimenté séparément par une cellule de filtrage 1 kΩ/220 μF.

La consommation de ce préamplificateur est de l'ordre de 15 mA.

Sur le plan de câblage de ce module, nous verrons une résistance Rch dont le rôle est de chuter l'excédent de tension d'alimentation, celle-ci variant de + 22 volts à + 33 volts suivant la version du module amplificateur désirée (puissance et impédance).

Nous ne pouvons que constater l'efficacité de ce dispositif.

± 20 dB à 40 Hz
+ 18 dB } à 20 kHz
- 20 dB }

Le plateau se situe entre 750 Hz et 900 Hz.

L'amplificateur en tension est équipé de deux transistors. Un condensateur C23 de 470 μF prélève la modulation sur le curseur du potentiomètre ajustable P4 et la transmet à la base de Q7. A l'entrée de ce transistor nous remarquons un filtre RC en T comprenant R35-2,7 kΩ en série avec R36-5,6 kΩ et un condensateur C24-1 μF dérivé à la masse. De même entre l'émetteur de Q7 et le collecteur de Q8 nous avons un filtre RC composé de C25 en série avec C26, tous deux de 1 μF, et une résistance R46-470 Ω dérivée à la masse. La pente d'atténuation est de 12 dB/octave tandis que la

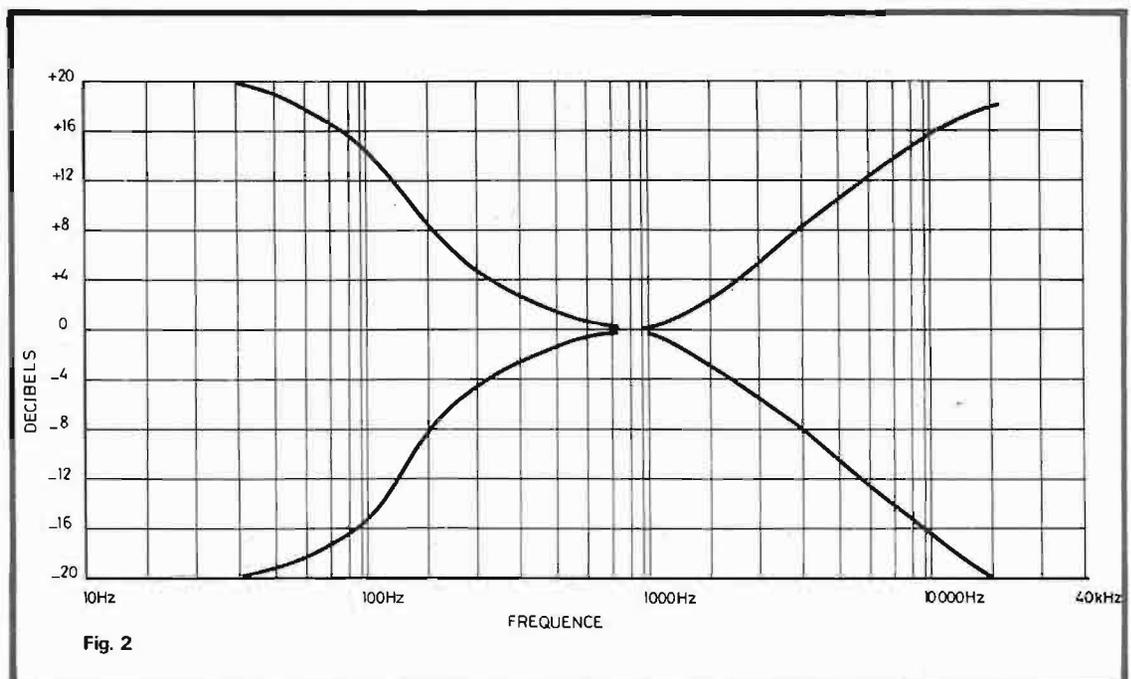
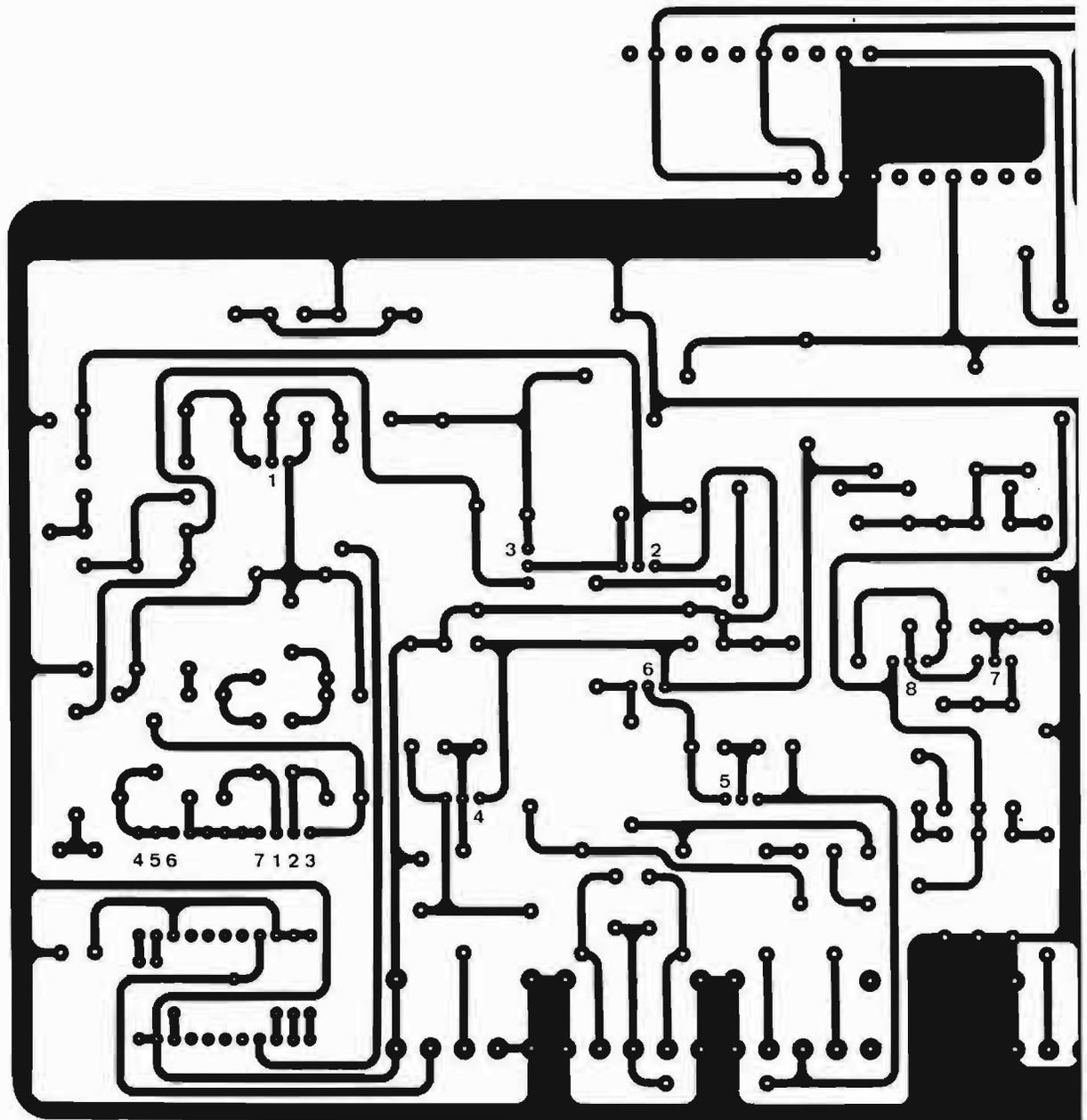


Fig. 2



Dans le cas du + 22 volts, la résistance sera remplacée par un strap.

Celui-ci est proposé figure 3, à l'échelle 1, afin de faciliter le travail des lecteurs. Sa complexité demandera de travailler avec soin, la tâche sera facilitée si on se sert d'autocollants ALFAC

Les faibles courants circulant dans les pistes cuivrées permettent d'utiliser de la bande fine (1,27 mm dans notre cas), pour les liaisons de masse on peut épaissir la bande à volonté

Pour l'opération de perçages, on commencera par forer toutes les pastilles à 1 mm.

Pour les deux connecteurs et

les potentiomètres, le diamètre sera de 1,3 mm.

Une fois le CI gravé et percé, avant d'entreprendre le câblage du module, penser à décaper les pistes cuivrées pour faciliter l'adhérence de la soudure, on se servira d'un tampon Jex.

Les dimensions du CI sont de 321 x 168 mm.

LE CÂBLAGE DU MODULE

Cette opération est facilitée par le plan de câblage de la figure 4.

Pour la voie de gauche, tous les composants sont repérés par leur

valeur nominale, on ne peut donc faire d'erreur.

Pour la voie de droite, ceux-ci sont symbolisés. Une bonne partie des composants se retrouvent par symétrie avec la voie gauche, cependant pour éviter de se tromper, il suffira de se reporter au schéma de principe de la figure 1.

Tous les condensateurs électrochimiques auront une tension d'isolement d'au moins 25 volts.

Les condensateurs non polarisés sont à **sorties radiales**.

Toutes les résistances sont des 0,5 W \pm 5 % à couche (couche métallique si possible).

Les potentiomètres sont du type Radhiom réf. : P2OS.

Le potentiomètre de balance

peut être supprimé si on n'en trouve pas l'utilité, dans ce cas le remplacer par 2 résistances de 47 Ω .

Les petits ajustables de 2,2 k Ω sont du type VA05V ohmic.

A l'exception du transistor d'entrée Q1 qui doit être un BC109, tous les autres NPN peuvent être choisis parmi les types suivants : 2N3904 - BC107 - 8 - 9 - 2N3707 - MPS 6571.

Les deux connecteurs sont à fixation pour circuit imprimé, 10 contacts au pas de 3,96.

Les commutateurs de fonctions portent la référence : ensemble de ,1RBP - 12ADP + 2RBP - 125P 1 circuit 6 positions N/C/C. Voir pour ces compo-

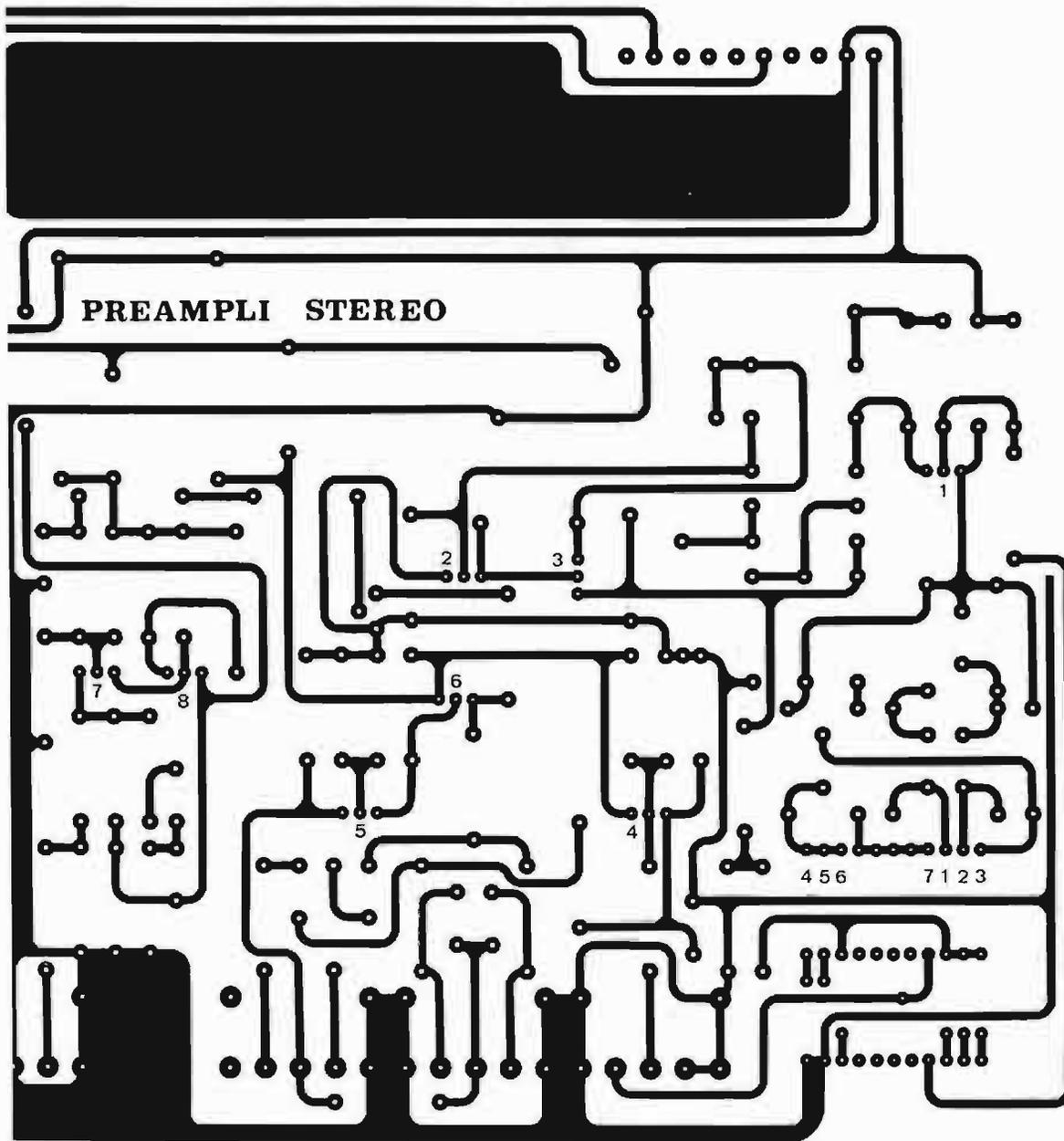


Fig. 3

sants les distributeurs de la marque Jeanrenaud (Cibot Radio - Omnitech...)

La résistance R_{ch} doit être calculée en fonction de la tension positive nécessaire au fonctionnement de l'amplificateur de puissance, par exemple pour la version 35 W - HP de 8Ω : + 28 volts.

Nous avons vu que la consommation de ce module était de l'ordre de 15 mA.

$$R_{ch} (\Omega) = \frac{U (V)}{I (A)}$$

avec $U = 28 - 24 V = 4$ volts à chuter
 $I = 15$ mA

$$R_{ch} = \frac{4}{0,015} = 266 \Omega$$

soit en normalisant $R_{ch} = 270 \Omega$
 $P = R \cdot I^2 = 270 \cdot (0,015)^2 = 0,06$ Watt

Soit une résistance de 270Ω - 0,5 Watt $\pm 5\%$.

LE BLOC AMPLIFICATEUR STÉRÉOPHONIQUE

Comme nous l'avons souligné au début de cet article, la puissance du bloc amplificateur est réalisable en deux versions : 35 et 60 Weff, et ce pour deux impédances de charge acoustique : 8Ω et 4Ω .

Nous avons sélectionné ce qui nous paraît être le mieux actuellement dans le domaine de l'amplification BF, un circuit à entrée différentielle avec une paire de transistors complémentaires (NPN - PNP) en sortie, ceux-ci étant du type Darlington. Les résultats à l'écoute de la maquette ne nous ont pas trompés et confirment bien les caractéristiques techniques que nous avons sur le papier.

LE SCHÉMA DE PRINCIPE (FIG. 5)

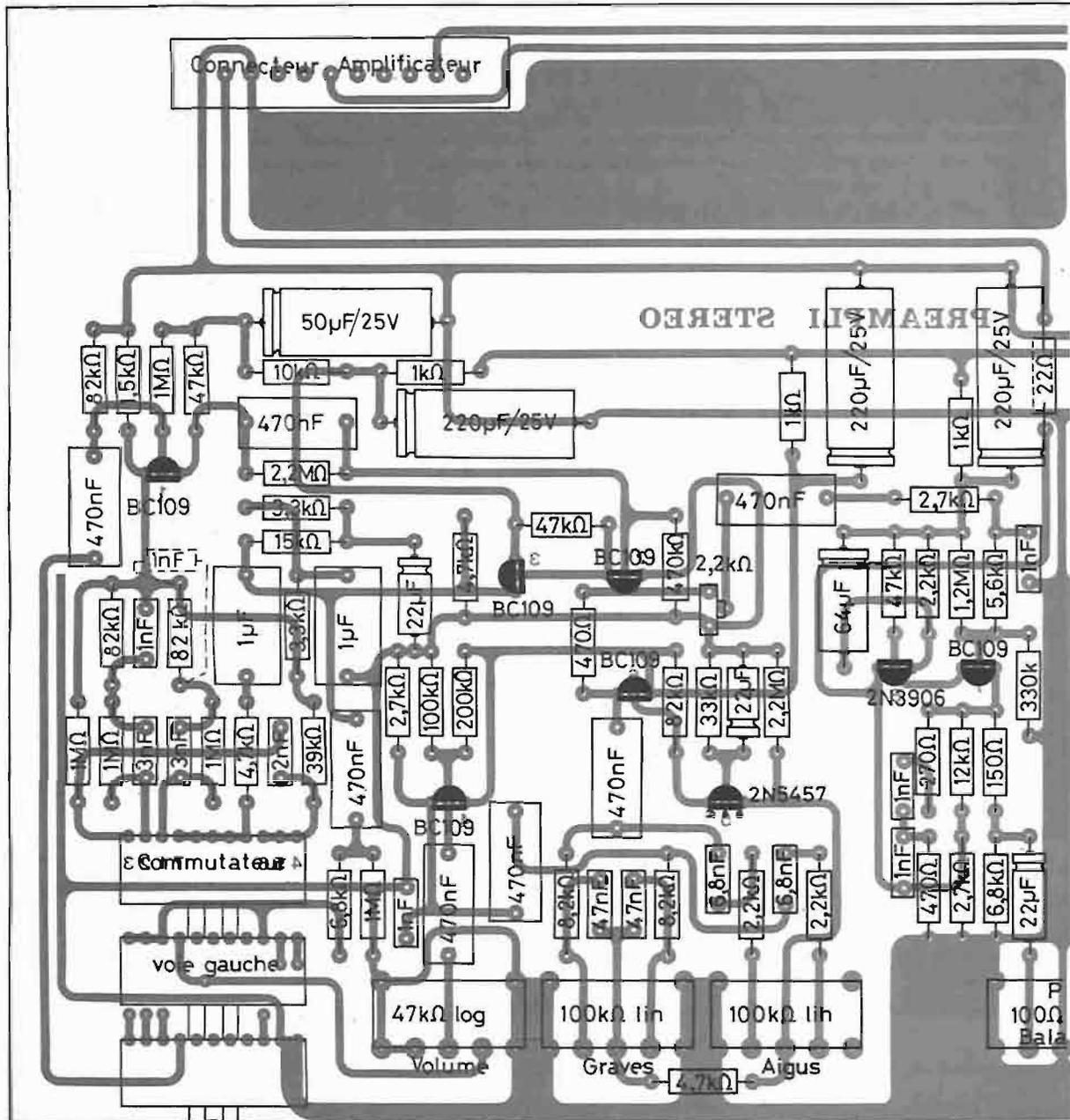
L'étage amplificateur demande pour son fonctionnement 7 tran-

sistors (avec le circuit intégré), les transistors Q6 et Q7 étant destinés à la protection électronique.

La tension au point milieu (point commun de R12-R13) doit être maintenue à 0 volt, non seulement pour bénéficier d'une amplitude maximale du signal de sortie sans écrêtage, mais également pour éviter que n'apparaisse une tension continue (positive ou négative) aux bornes de la charge qui endommagerait les haut-parleurs.

Ce point 0 volt est obtenu en utilisant une alimentation symétrique $\pm U$ et un étage différentiel à l'entrée du circuit.

Les transistors du différentiel



ont leur collecteur polarisé chacun par un courant de 1 mA. Une diode Zener MZ500-16 et une résistance R3-5,1 k Ω sont utilisées pour obtenir ce courant. En effet, la diode MZ500-16 ayant une tension Zener de 10 V, le courant résultant est de :

$$I = \frac{10}{5100} = 0,002$$

soit 2 mA

La résistance R4 est déterminée pour une consommation de

4 mA, 2 mA pour la diode Zener et 2 mA pour le différentiel IC1.

Soit pour la version 35 W-Z8 (notre maquette) :

$$R = \frac{28}{0,004} = 7000 \Omega$$

qui donne en normalisation R = 6,8 k Ω .

Le gain alternatif en boucle fermée de l'amplificateur est déterminé par le rapport R6/R5.

$$A_v = \frac{10.000}{560} \quad (35 \text{ WZ } 8) \# 18$$

Le condensateur C3-47 pF shuntant base et collecteur de Q1 sert à éviter les oscillations HF.

La self L1 utilisée à la sortie du montage est destinée à préserver l'amplificateur des oscillations HF qui pourraient se produire avec des charges capacitives.

Le transistor Q2 sert à ajuster le courant de repos des transistors de puissance par polarisation de sa base. On utilise un MPSA13

qui est un transistor Darlington. La fonction base émetteur de Q2 est considérée comme tension de référence, elle est ici pour le MPSA13 de 1,25 volt.

Les transistors Q6 et Q7 servent à la protection du montage.

Les résistances R15 et R16 forment un diviseur de tension, lequel suit les variations du courant crête traversant le transistor de puissance Q4 et la résistance R12 (pour la branche supérieure).

Ce diviseur est calculé pour

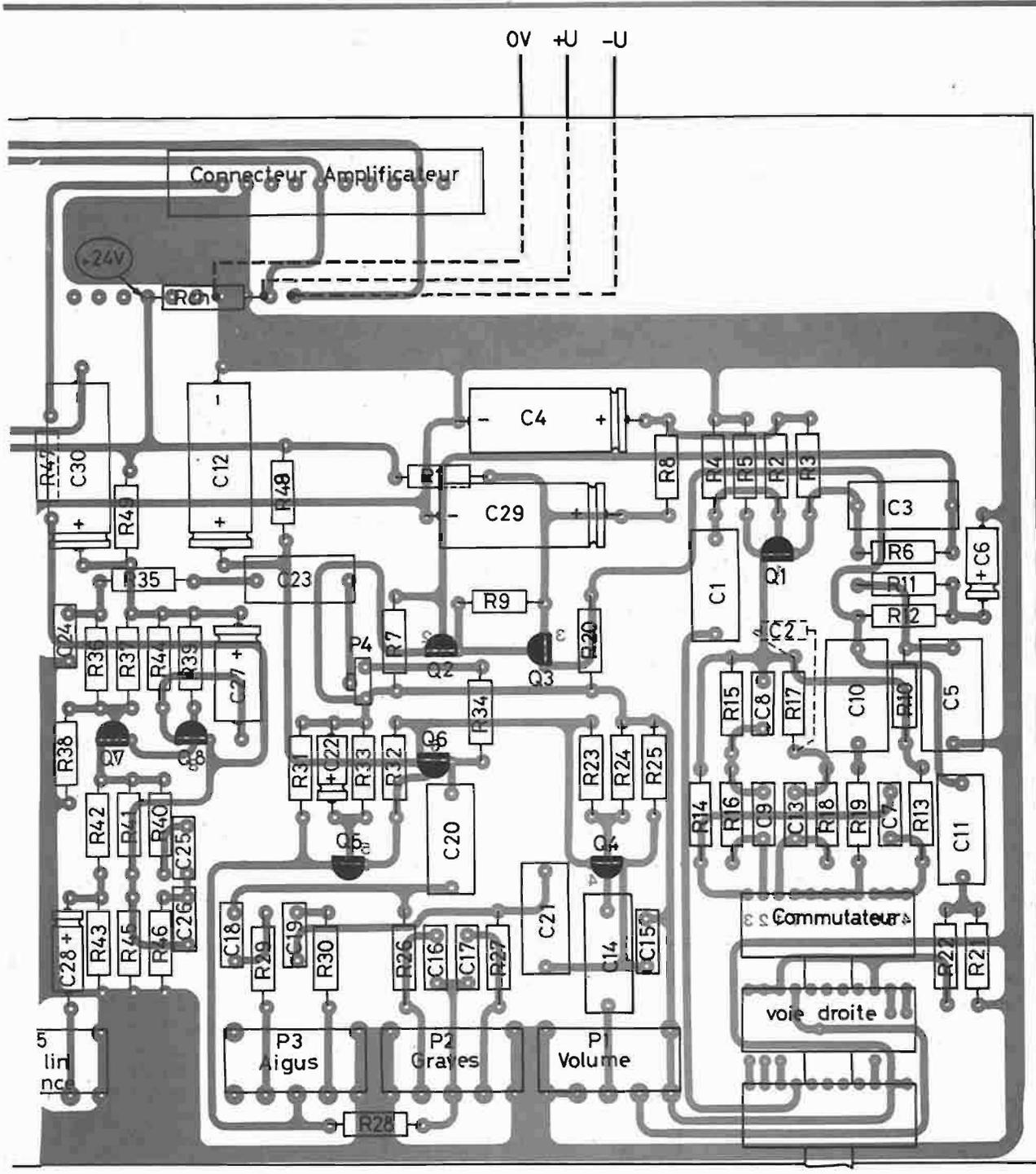


Fig. 4

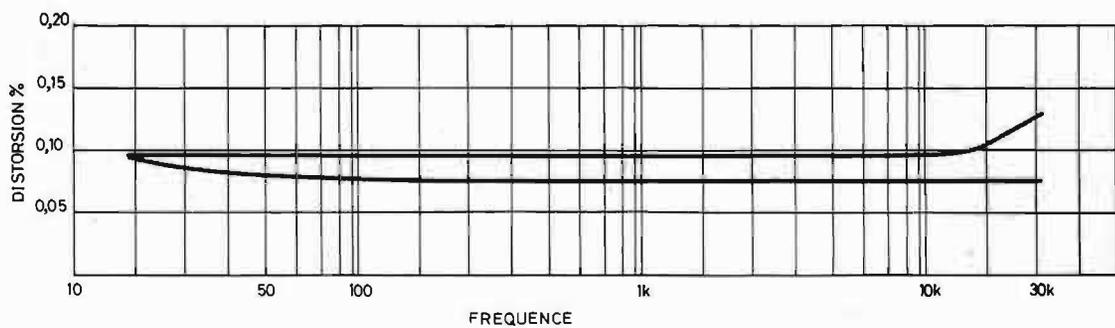
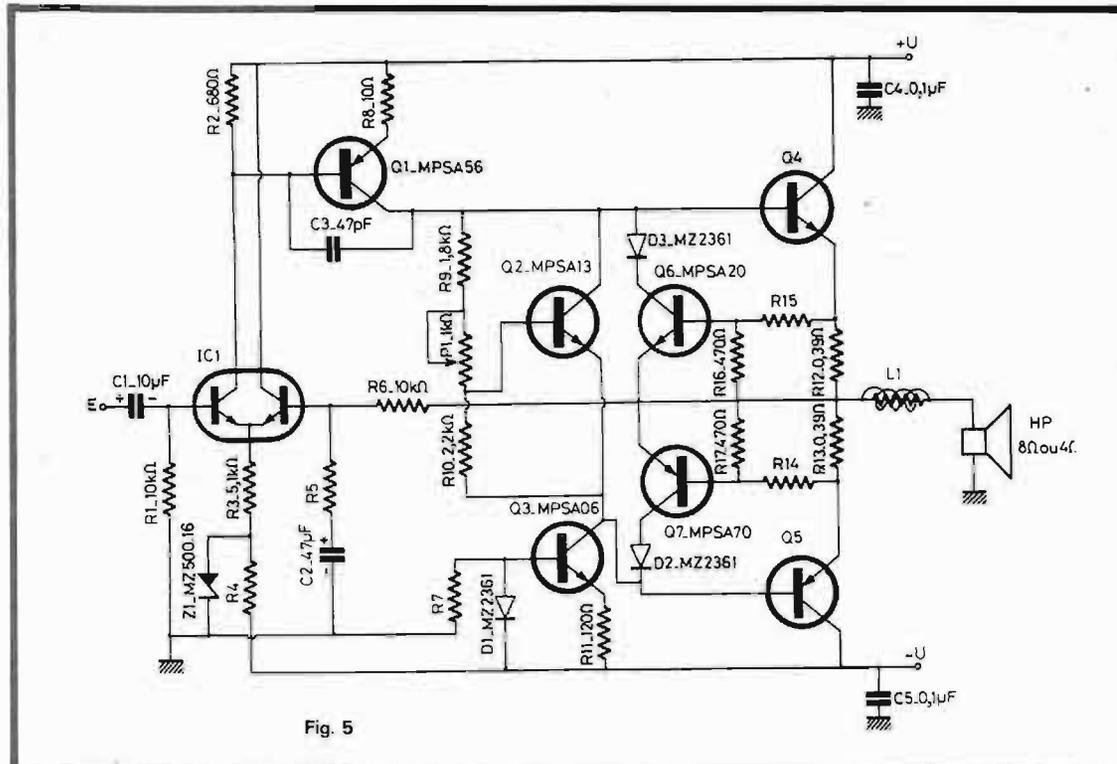
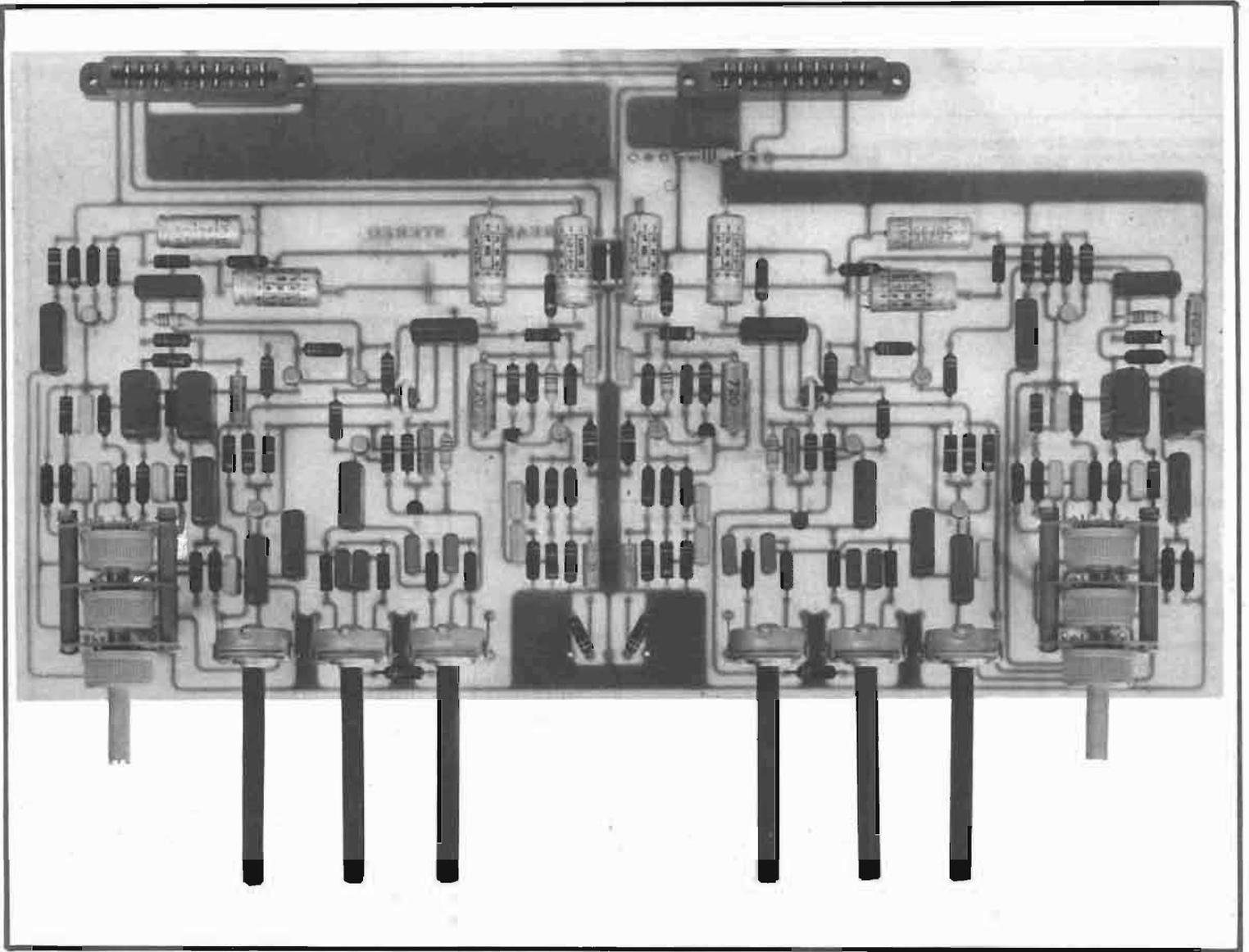


Fig. 6.

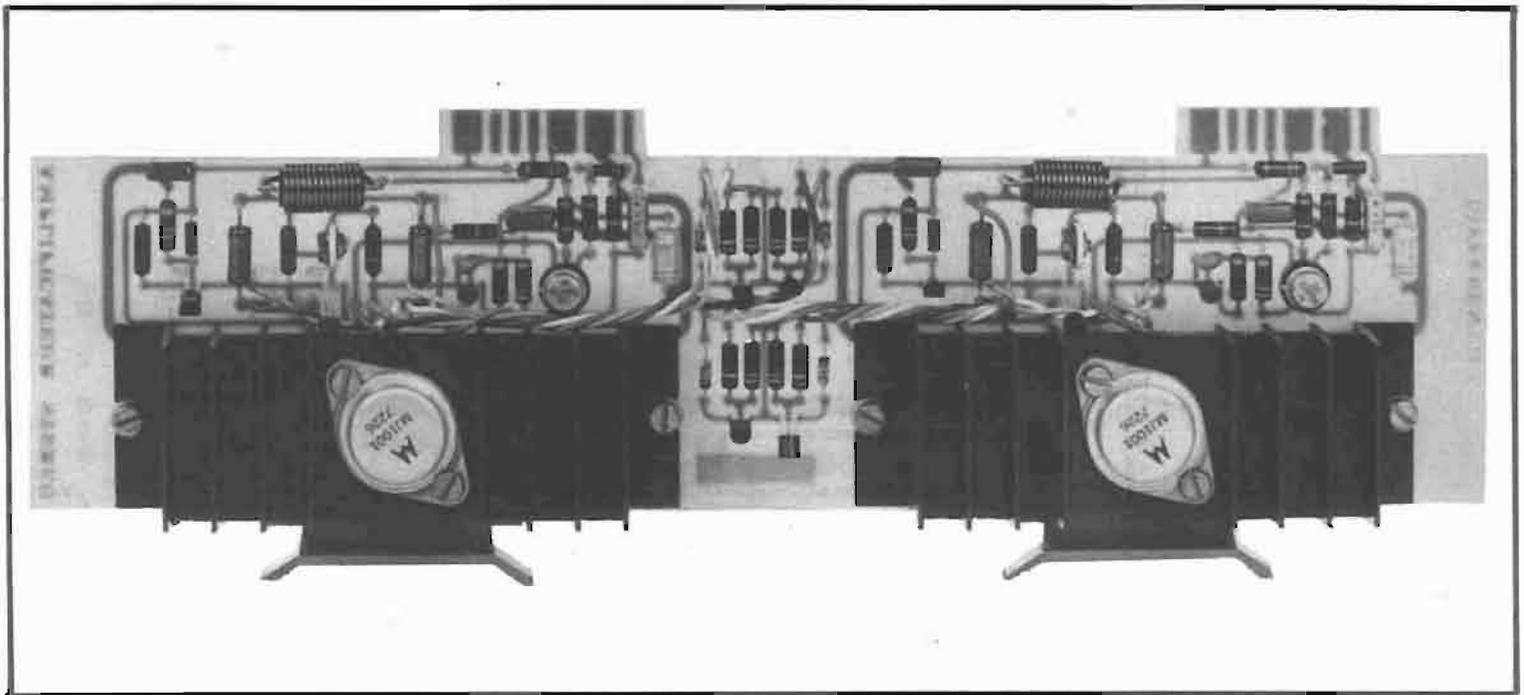


rendre conducteur le transistor Q6 lorsque le courant de sortie dépasse un maximum. Lorsque Q6 (et Q7 par la même occasion) se débloquent, ils empêchent la partie en amont de piloter les bases de Q4 et Q5 et en conséquence limitent le courant de sortie.

Le transistor Q6 et son circuit associé fonctionnent pour l'alternance positive du signal, Q7 fonctionne lui pour l'alternance négative.

La diode D3 préserve la fonction collecteur base de Q6, de même pour D2.

En cas de court-circuit en sortie, le courant traversant les transistors Q4 et Q5 augmente considérablement (environ quatre fois plus qu'en période normale de fonctionnement). La durée pendant laquelle le montage peut tenir sans endommagement est fonction de la taille des refroidisseurs qui doivent éviter l'emballement thermique.



La figure 6 indique le taux de distorsion harmonique du module. Nous constatons que quelque soit la puissance délivrée et la fréquence, la distorsion est toujours inférieure à 0.15 %.

LE CIRCUIT IMPRIMÉ

Le dessin des pistes cuivrées de la carte amplificatrice est donné figure 7 à l'échelle 1. Etant donné qu'il s'agit d'un module stéréophonique, nous retrouvons deux dessins identiques, avec au centre les deux étages de la protection électronique.

Les dimensions du CI sont de 309 x 84 mm (hauteur de la gorge comprise).

On prendra soin de bien disposer les 10 lamelles des connecteurs au pas de 3,96 mm afin que les contacts soient bien assurés.

LE CÂBLAGE DU MODULE

Le plan de câblage est celui de la figure 8. Le bloc de puissance de « gauche » à la majorité de ses composants marqués suivant les valeurs nominales de chacun d'eux.

Le bloc de « droite » étant identique, il suffira de réaliser le câblage par symétrie : C2 = 47 μ F, R6 = 10 k Ω , etc.

Certains composants **mentionnés en grisé** ne sont repérés que par leurs symboles électriques : R - C - IC et Q. Nous avons précisé en début d'article que cet ensemble pouvait être réalisé en deux versions : 2 x 35 Weff ou 2 x 60 Weff. Suivant la puissance adoptée, la valeur de ces composants doit être modifiée **en fonction du tableau A**

Toutes les résistances à l'exception des 0,39 Ω seront des 0,5 W - \pm 5 % à couche. Pour les 0,39 Ω , il s'agit de résistances bobinées d'une puissance de 3 Watts.

La self sera réalisée en enroulant du fil de cuivre émaillé de 12/10 (à spires jointives) autour d'une résistance de 10 Ω /2 W. Le transistor MPSA13 sera plaqué, contre le radiateur de l'un des transistors de puissance. Pour assurer une bonne conductibilité thermique, on pourra l'enrober de graisse au silicone. Ce procédé permet d'avoir un contrôle constant du courant de repos, ce qui évite les dérives et les emballlements thermiques.

Les transistors de puissance Q4 et Q5 seront fixés de part et d'autre du circuit imprimé. Pour le radiateur situé côté cuivre, il devra être surélevé de 1 à 2 mm afin que celui-ci ne touche pas les pistes.

Voir à ce sujet le mode de fixation mentionné à la figure 9.

Les transistors Q4 et Q5 seront plaqués directement contre les refroidisseurs sans intercaler de rondelles de mica, ce qui est toujours néfaste à la conductibilité thermique. Cependant, il faudra prendre soin d'isoler les deux radiateurs afin qu'il n'y ait pas de court-circuit entre les collecteurs de Q5 et Q4. On se servira tout simplement des canons isolants que l'on doit normalement fournir à l'achat de transistors en boîtier TO3.

Le raccordement des transistors de puissance au circuit imprimé se fera avec du fil 3 conducteurs et bien entendu avec 3 couleurs différentes, en choisissant par exemple (et par convention) :
Rouge \rightarrow collecteur
Bleu \rightarrow base
Blanc \rightarrow émetteur

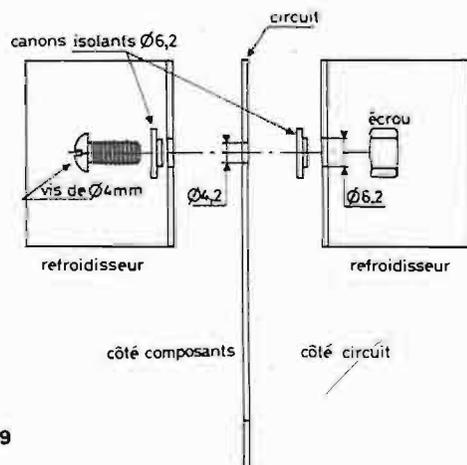


Fig. 9

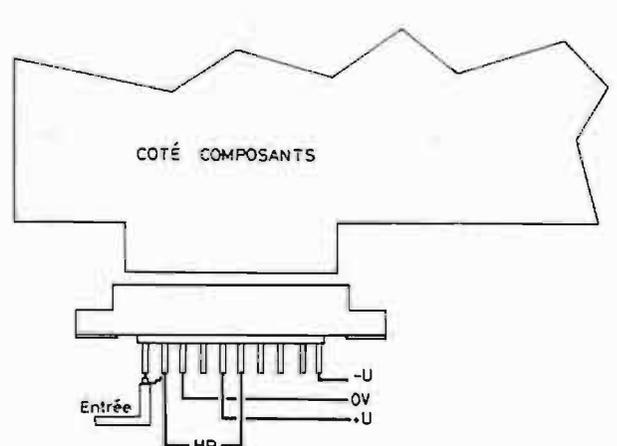


Fig. 10

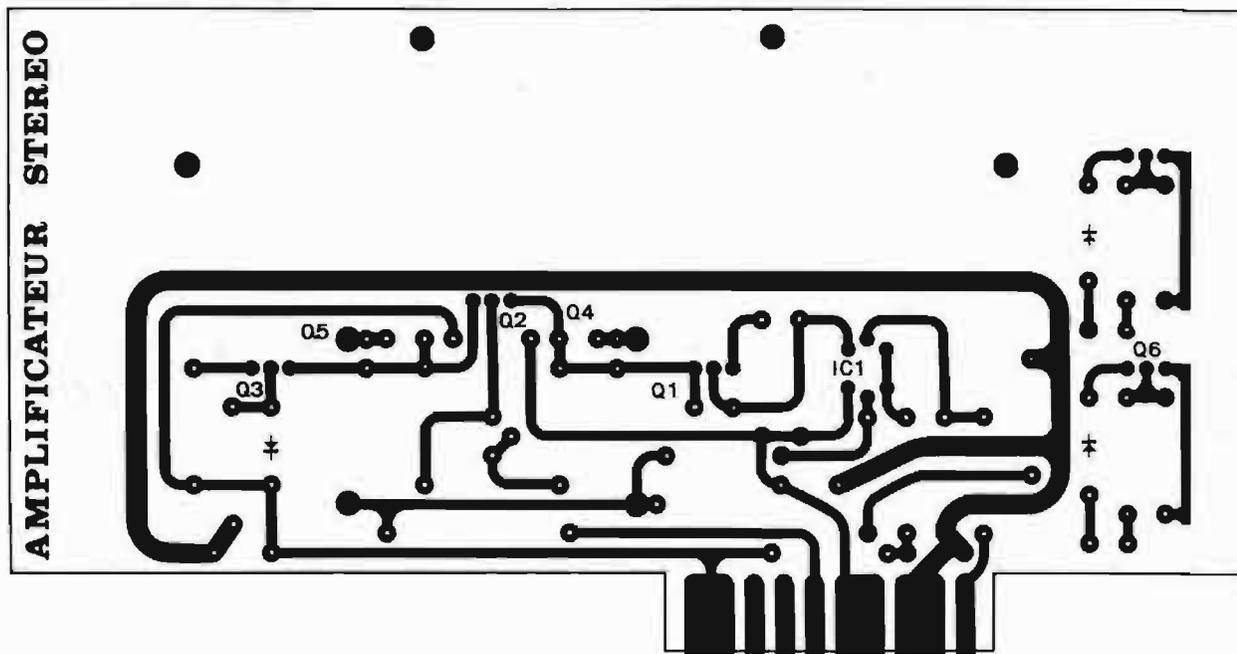


Fig. 7

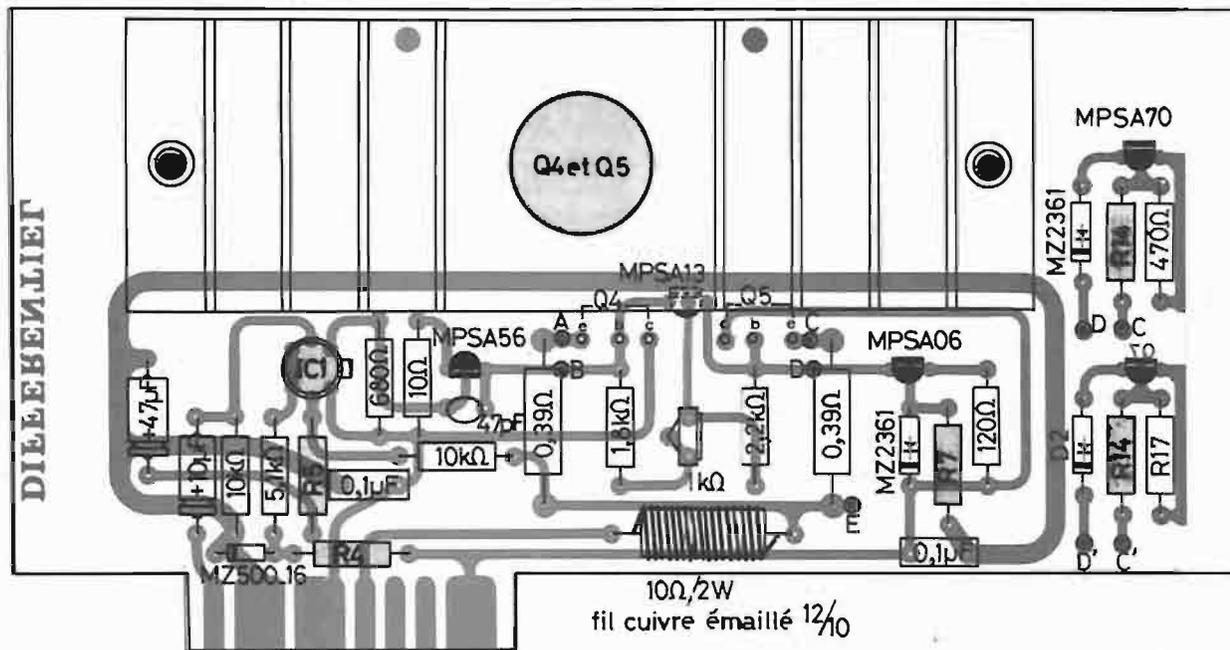


Fig. 8

Nous remarquons sur le plan de câblage de la figure 8 différentes lettres en double exemplaire : A - B - C - D - E ou A' - B' - C' - D' - E'. Ces points seront à réunir entre eux de façon à réaliser l'interconnexion des circuits de

protection. Disons tout de suite que le bloc de puissance peut parfaitement fonctionner sans circuit de protection.

Dans un souci de simplification du circuit imprimé, nous n'avons pas voulu proposer une

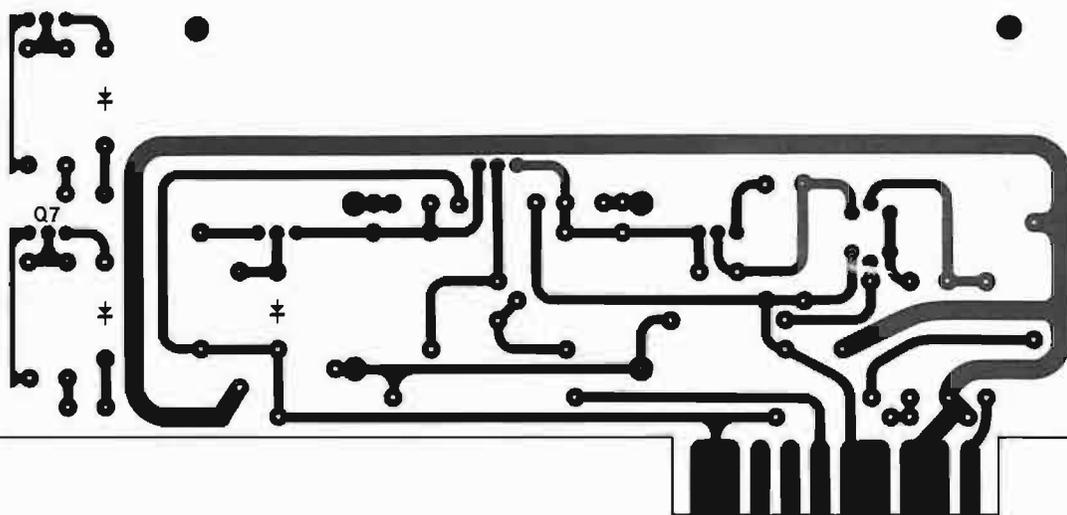
plaquette double face et cette interconnexion a été réalisée sur fils de câblage de différentes couleurs.

La diode Zener MZ500-16 peut être remplacée par un type quelconque ayant une tension Zener

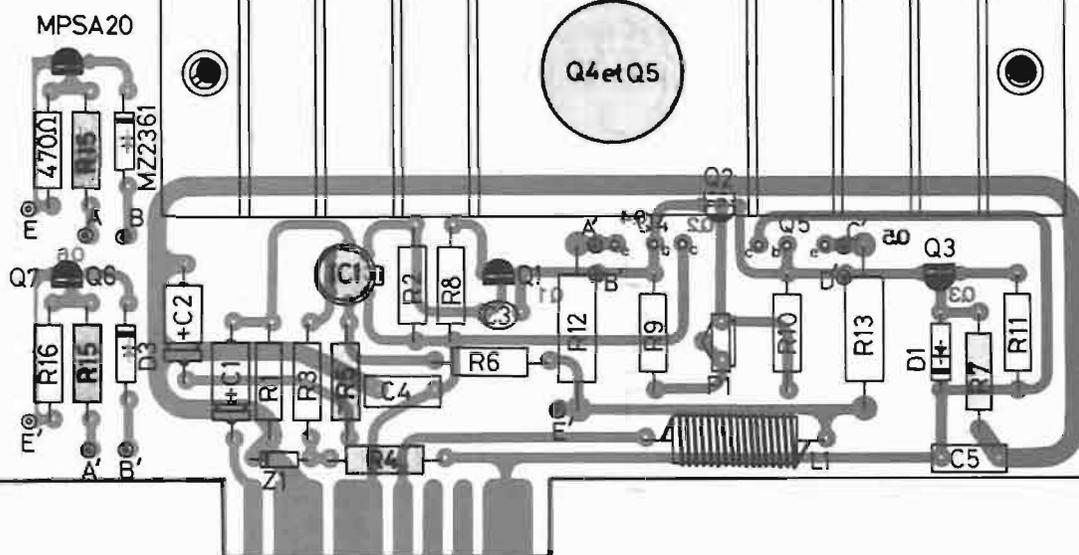
de 10 Volts.

Les électrochimiques auront une tension d'isolement de l'ordre de 35 Volts.

Le potentiomètre ajustable P1-1 kΩ est du type ohmic réf. VA05V.



DIFFERENTIEL



AMPLIFICATEUR 35W

Tous les semi-conducteurs font partie du catalogue Motorola-Scaib.

RÉGLAGE DES MODULES

1) Le module amplificateur

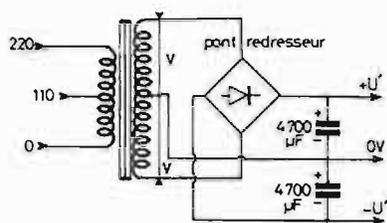
Il suffit de réaliser le câblage de la figure 10. On pourra mettre l'entrée en court-circuit. Suivant le module réalisé, appliquer une tension symétrique (de ± 28 V pour la version 35 Watts avec charge de 8Ω). Pour les essais, il

est préférable de charger la sortie avec une résistance de 8Ω (ou 4Ω).

Le seul réglage est celui du courant de repos qui peut se faire suivant deux méthodes, et, avec le potentiomètre ajustable P1/1 k Ω .

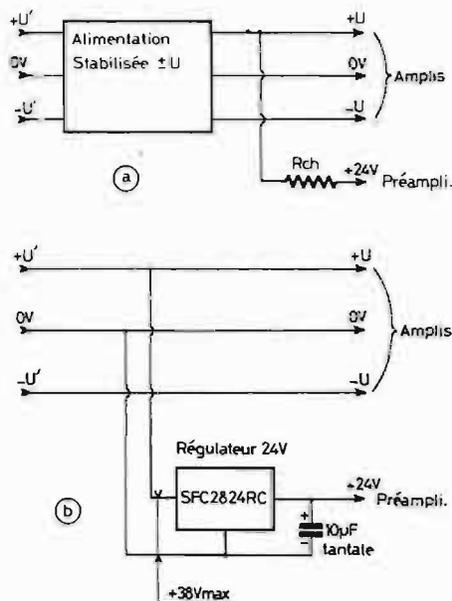
1 - On dispose d'un millivoltmètre

Sachant que le courant de repos doit être de 20 mA et que celui-ci traverse une résistance de $0,39 \Omega$, il en résulte une d.d.p. aux bornes de R12 (ou R13) de : $U = R.I$,



La tension au secondaire du transformateur est fonction de la puissance de l'amplificateur et de l'impédance de charge

Fig. 11



soit : $0,39 \times 0,020 = 7,8 \text{ mV}$.

2 - On dispose d'un contrôleur universel

Le commuter sur la sensibilité 100 mA continu (=).

Dans ce cas, c'est plus compliqué car il faut dessouder la liaison collecteur de Q4 et insérer le milliampèremètre. En agissant sur P1, ajuster la consommation à 20 mA environ, cette valeur n'étant nullement impérative (de 10 à 50 mA).

2. Le module préamplificateur

En position PU magnétique, la sensibilité d'entrée est de 4 mV pour un signal de sortie de 2 V eff. Il suffira donc de connaître le niveau de sortie de la cellule utilisée pour obtenir en sortie 1 V eff. nécessaire pour obtenir la puissance maximale de l'amplificateur.

Ce réglage s'effectue avec le potentiomètre ajustable P4 de 2,2 k Ω .

Nous savons donc que pour 2 mV eff. à l'entrée, nous obtenons 1 V eff. en sortie. De même, nous aurons 1 V eff. en sortie pour une sensibilité d'entrée de 4 mV eff. si le potentiomètre P4 est à mi-course.

CÂBLAGE DES ENTRÉES DU MODULE PRÉAMPLIFICATEUR

Le raccordement des fils blindés

dés des prises DIN (ou CINCH) au module se fera en respectant les chiffres que l'on remarque à la figure 3 au niveau des deux commutateurs, et comme suit :

- 1 - PU magnétique
- 2 - PU magnétique
- 3 - magnétophone (bas niveau - 4 mV)
- 4 - Tuner
- 5 - auxiliaire (magnétophone haut-niveau)
- 6 - microphone
- 7 - sortie enregistrement magnétophone.

Les N^{os} 1 - 2 - 3 et 6 se trouvent au niveau de la première galette (entrées bas-niveau).

Les N^{os} 4 - 5 et 7 se trouvent sur la deuxième galette (entrées haut-niveau).

Du côté commutateur, on ne soudera que l'âme du conducteur blindé, la tresse métallique sera coupée au ras de l'isolant. Par contre, elle sera soudée du côté des prises.

Avec un fil de câblage ordinaire isolé et de forte section, on soudera celui-ci à la masse côté commutateur, le plus près possible de celui-ci (équerre métallique du potentiomètre de volume par exemple). Ce fil sera enroulé autour des blindés, ce qui formera un toron, et l'autre extrémité sera soudée à la masse des six prises d'entrées (cosse du milieu pour une prise DIN). Bien entendu, toutes les masses des prises seront réunies entre elles par des ponts.

ALIMENTATION DE L'ENSEMBLE AMPLI/PRÉAMPLIFICATEUR

Deux solutions peuvent être envisagées, une alimentation stabilisée symétrique assez puissante pour piloter l'ensemble stéréophonique (fig. 11 a). Elle doit pouvoir débiter 2,5 ampères pour la version 35 Watts et 4,5 ampères pour la version 60 Weff

Dans ce premier cas le plan de câblage sera conforme à la figure 4.

La deuxième solution, plus économique, consistera à alimenter les blocs de puissance sans stabilisation, directement après redressement et filtrage et de stabiliser la partie préamplificatrice uniquement pour obtenir + 24 volts, voir à ce sujet la figure 11 b.

On pourra se servir d'un régulateur SFC 2824 RC Sescossem, très pratique d'utilisation puisqu'il est encapsulé dans un boîtier TO3 et ne demande aucun composant extérieur. La tension d'entrée non régulée peut varier de + 27 à 38 Volts max.

Dans ce deuxième cas la résistance chutrice Rch sera supprimée.

La tension alternative au secondaire du transformateur doit être voisine de la tension continue nécessaire aux amplificateurs.

MISE AU POINT FINALE DE LA MAQUETTE

Après mise sous tension de l'ensemble, il s'est avéré préférable de souder ensemble les deux fils de masse des haut-parleurs sur la voie de droite (module vu côté composants).

Pour améliorer le rapport signal/bruit, on peut recouvrir la partie préamplificatrice par un capot métallique que l'on mettra à la masse du chassis.

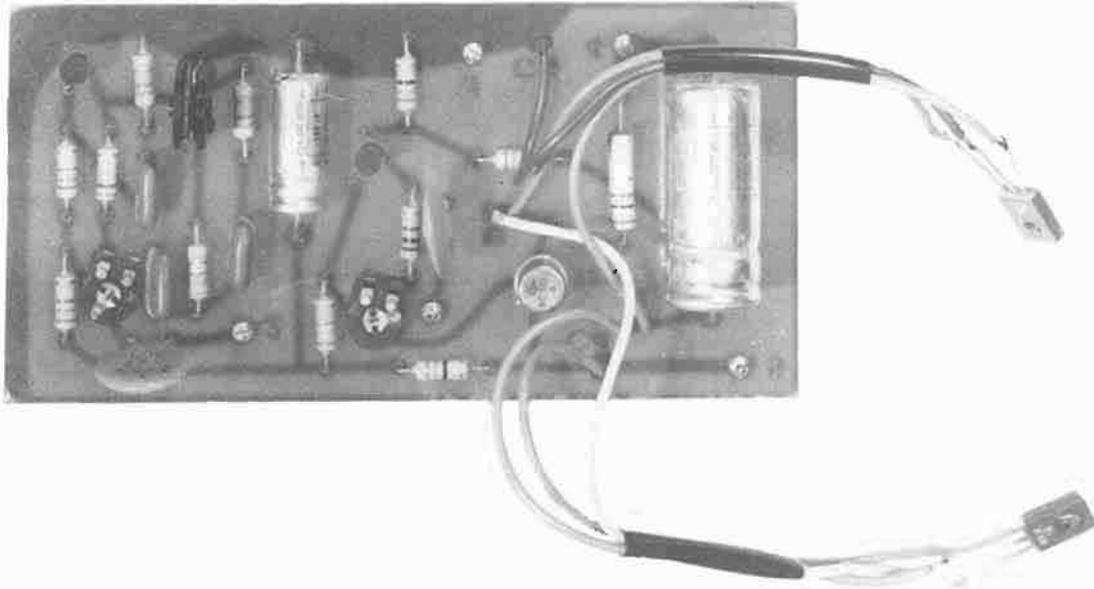
Nota : Ne pas oublier de souder un condensateur de 1000 pF côté circuit du préamplificateur en parallèle sur la résistance R17-82 k Ω (il s'agit de C2-1 μ F), sinon la courbe RIAA de l'entrée PU magnétique 1 ne serait pas respectée.

Il ne reste plus pour terminer cet amplificateur stéréophonique que la réalisation personnelle du chassis et du coffret que chaque lecteur étudiera suivant son goût, en complétant au besoin par quelques gadgets tels que contrôleur de modulation, prise casque, etc.

Pour les lecteurs intéressés par cette étude qui éprouveraient quelques difficultés pour réaliser les deux circuits imprimés, ceux-ci pourront leur être fournis en en faisant la demande à la rédaction.

B. DUVAL

UN AVERTISSEUR



de marche arrière

ALORS que divers dispositifs utiles ou non sont installés sur automobile, nous avons vu avec plaisir les pouvoirs publics homologuer les centrales clignotantes Warning. Cependant, un petit circuit nous a paru présenter de l'intérêt, un avertisseur sonore de marche arrière, couplé au levier de vitesses, qui avertit les personnes se trouvant derrière le véhicule que celui-ci va reculer.

Il s'agit d'un amplificateur BF délivrant une note sur environ 400 Hz, à partir d'un oscillateur RC, dont la puissance réglable au tableau de bord peut atteindre 2,5 W sur un haut parleur de 2,5Ω.

Si en France les automobiles ne sont pas équipées de ce dispositif de sécurité celui-ci est couramment utilisé au Japon.

Outre l'application proposée dans cet article nos lecteurs pourront aisément trouver de nombreuses utilisations à ce montage.

OSCILLATEUR BASSE FRÉQUENCE

La figure 1 montre le schéma, très simple, d'un transistor monté en amplificateur et dont le gain en courant est stabilisé. En effet, si pour une raison quelconque la tension sur le collecteur vient à augmenter, le courant de polarisation I_b , qui est pris à partir de ce potentiel et qui circule dans R_1 , ce courant I_b augmente, contribuant ainsi à faire baisser la tension présente sur le collecteur. Cette stabilisation du point de fonctionnement selon la valeur de la tension d'alimentation permet à ce dispositif de fonctionner correctement pour une grande variation de celle-ci (de 4 à 30 volts par exemple).

Outre son rôle de stabilisation en courant continu, la résistance R_1 effectue une contre-réaction collecteur-base pour les signaux alternatifs, ce qui assure une am-

plification comportant peu de distorsion.

Lorsqu'à ce simple amplificateur on adjoint un réseau déphaseur semblable à celui de la figure 2, une oscillation prend naissance dans le montage, avec une

fréquence correspondant à un déphasage total de 360°. Ce déphasage total est la somme de deux déphasages de 180°, l'un dû au montage amplificateur de la figure 1, l'autre du fait du réseau déphaseur de la figure 2. La juxtapo-

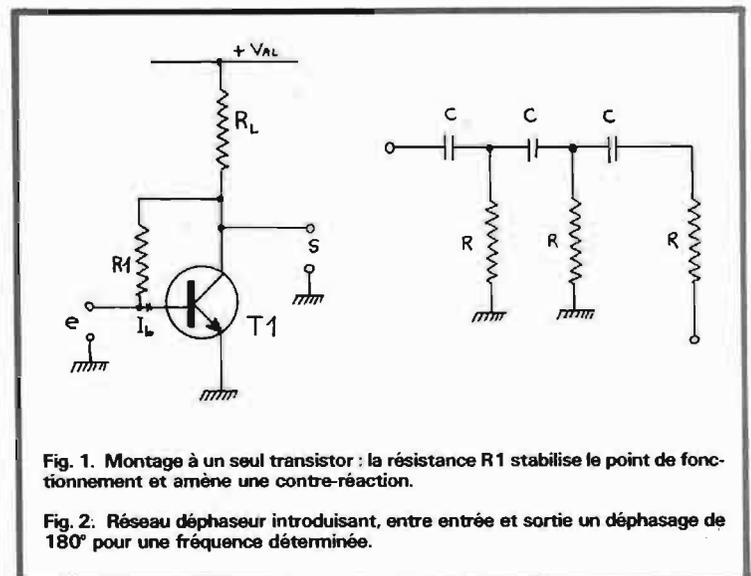


Fig. 1. Montage à un seul transistor : la résistance R_1 stabilise le point de fonctionnement et amène une contre-réaction.

Fig. 2. Réseau déphaseur introduisant, entre entrée et sortie un déphasage de 180° pour une fréquence déterminée.

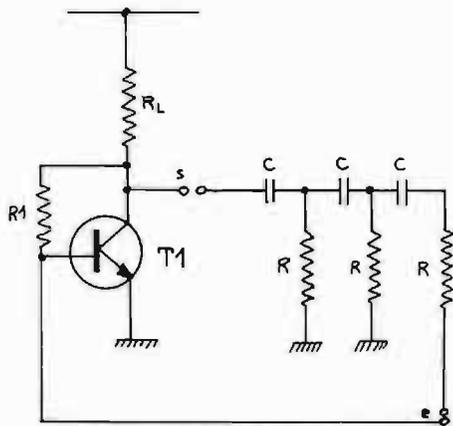


Fig. 3. Association des éléments des figures 1 et 2. L'ensemble compose un oscillateur B.F. dont la fréquence des oscillations est déterminée par les éléments R et C.

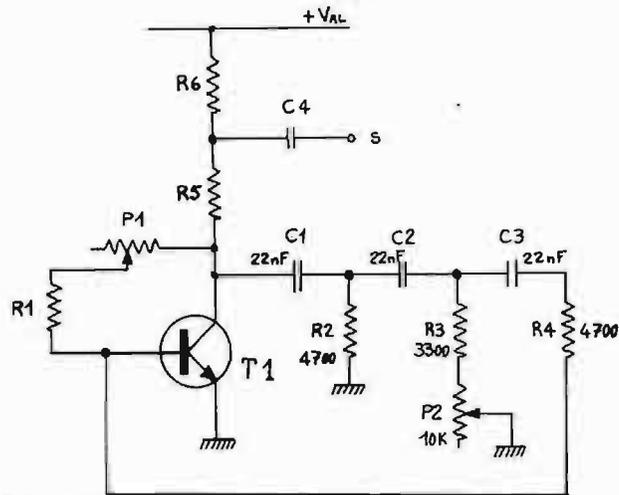


Fig. 4. Schéma détaillé d'un oscillateur à déphasage. La résistance ajustable P1 permet de régler le point de fonctionnement du transistor T1 tandis que P2 rend possible une légère modification de la fréquence des oscillations.

position du réseau au montage amplificateur est représentée sur la **figure 3**.

La **figure 4** est le schéma détaillé d'un tel oscillateur. On y retrouve tous les éléments des figures précédentes ; certains ont été rendus ajustables. Par exemple, la résistance de polarisation a été fractionnée en deux parties, R1 qui est fixe et P1 qui permet de régler une fois pour toutes le point de repos du transistor T1 de telle sorte qu'il fonctionne dans la partie linéaire de ses caractéristi-

ques : de même, une résistance du réseau de déphasage est variable pour qu'il soit possible de modifier légèrement la fréquence des oscillations (résistance R3 et potentiomètre P2). Enfin la résistance de charge R_L est constituée de deux résistances R5 et R6. Une petite partie de la tension sinusoïdale d'oscillation est prélevée aux bornes de cette dernière à travers le condensateur C4.

Avec les valeurs indiquées sur le schéma de la **figure 4**, le potentiomètre P2 permet de faire varier

la fréquence des oscillations de 370 Hz à 570 Hz environ, mais il est évident que la précision de la fréquence est fonction de la précision des éléments constitutifs du réseau déphaseur de la **figure 2**. Également, en plus des éléments R et C de la **figure 2**, il existe d'autres paramètres qui influent sur la fréquence des oscillations. Les deux principaux sont : h_{11e} qui est l'impédance d'entrée du transistor T1, et h_{22e} qui représente la conductance de sortie du même dispositif,

ces deux caractéristiques étant mesurées en configuration émetteur-commun. Ces deux paramètres varient selon le point de fonctionnement choisi pour le transistor T1, et également avec les tensions qui sont appliquées à ses différentes électrodes. Dans le but de minimiser ces influences, il faut réaliser un réseau déphaseur comportant des impédances relativement basses, de telle sorte que l'action de h_{11e} et de h_{22e} soit en quelque sorte « masquée » par les faibles valeurs choisies.

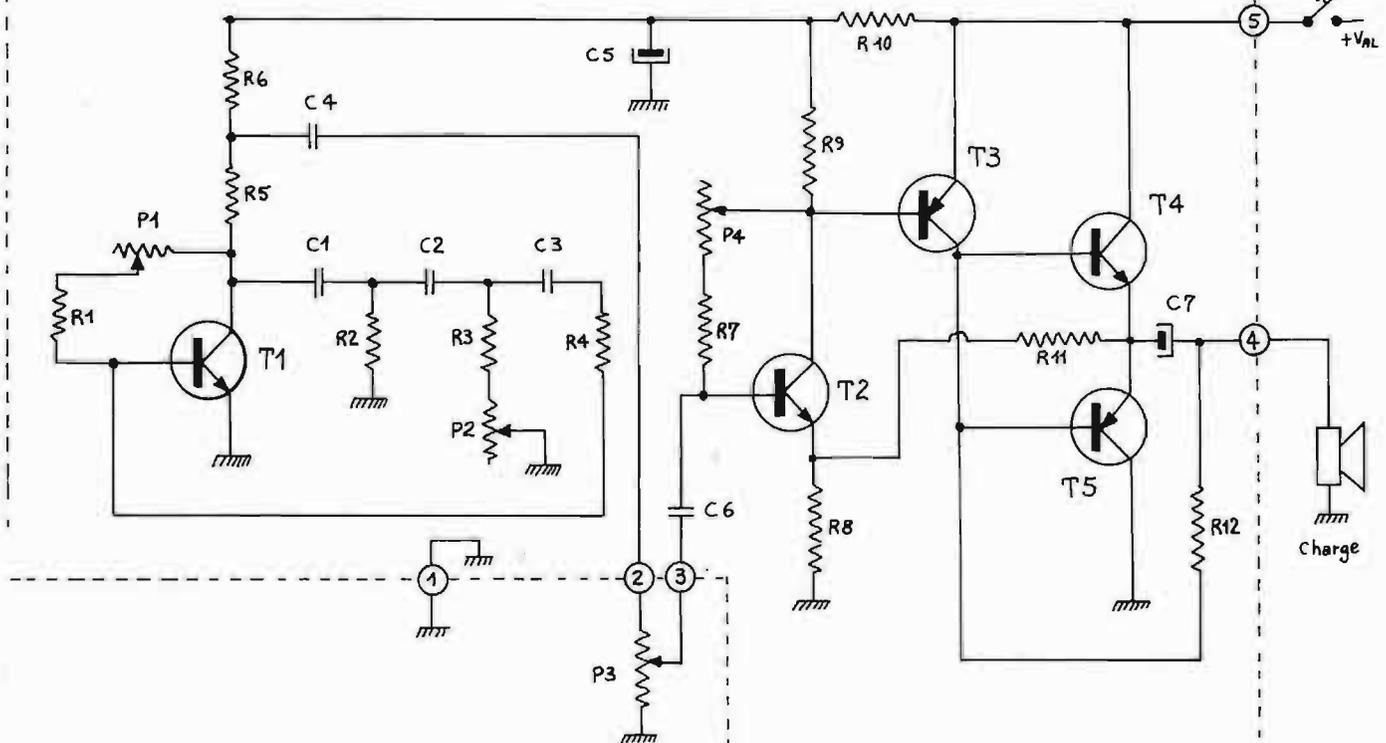


Fig. 5. Schéma complet du générateur de signaux sonores. Il peut délivrer, au maximum une puissance de 5 watts dans une charge de $2,5 \Omega$.

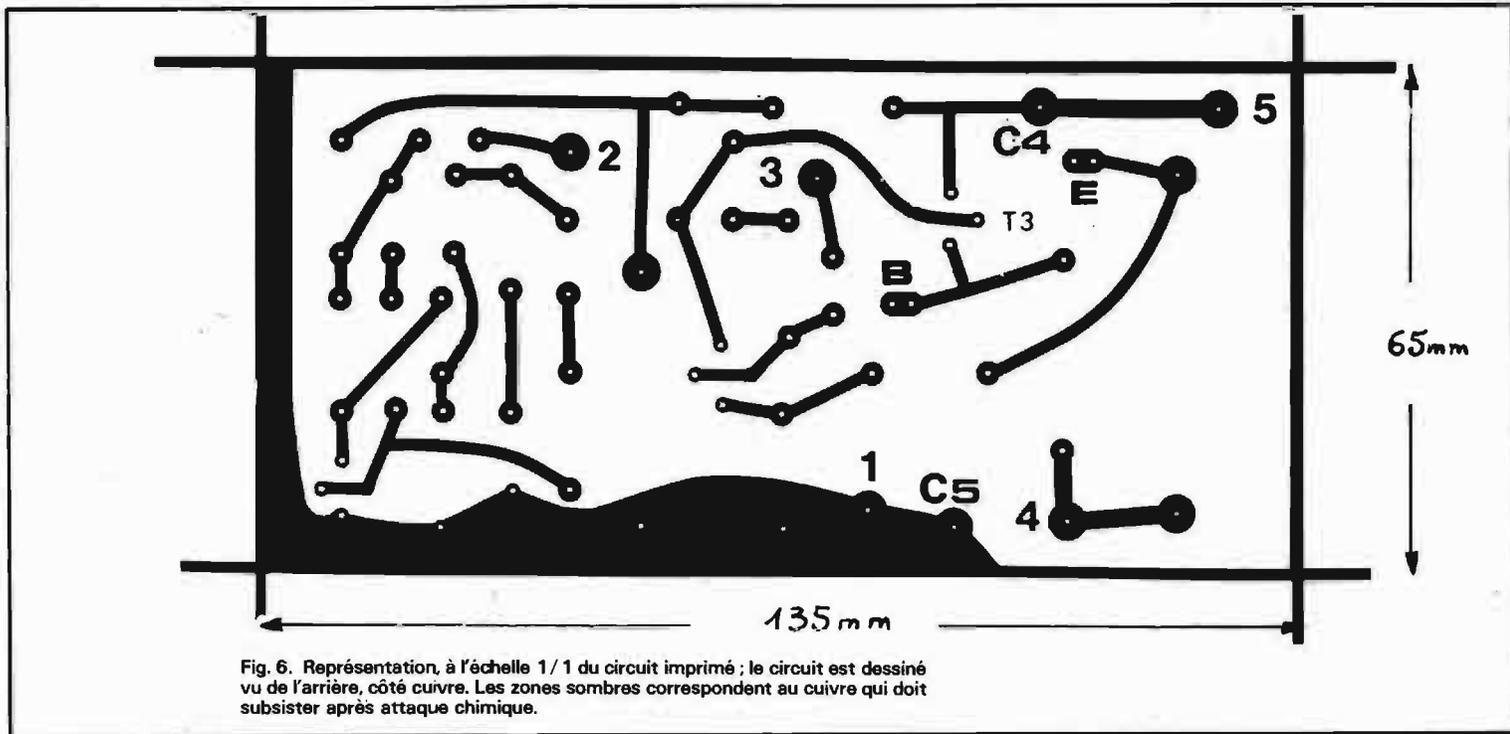


Fig. 6. Représentation, à l'échelle 1/1 du circuit imprimé ; le circuit est dessiné vu de l'arrière, côté cuivre. Les zones sombres correspondent au cuivre qui doit subsister après attaque chimique.

Sur le collecteur de T1 on peut disposer d'un signal sinusoïdal dont l'amplitude crête-crête est approximativement égale à la valeur de la tension d'alimentation V_{AL} . Comme par la suite nous n'avons besoin que d'un signal de faible amplitude, ce dernier est prélevé aux bornes de la résistance R6, sous faible impédance.

Si l'on convient d'appeler R la valeur des résistances et C celle des capacités de la figure 2, R_L la résistance de charge du transistor T1 et h_{21e} son gain en courant, on peut démontrer que :

$$R^2 R_L h_{11e} = \frac{5R + R_L - 3R^2 R_L - R^3}{C^2 \omega^2}$$

et que

$$\frac{1}{jC\omega} \left(\frac{1}{C^2 \omega^2} - 4R R_L - 6R^2 \right) = 0$$

d'où l'on tire :

$$\omega^2 \approx \frac{1}{(6R^2 + 4R R_L) C^2}$$

et :

$$F \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{(6R^2 + 4R R_L) C^2}}$$

L'amplification en courant nécessaire pour que l'oscillation se produise est :

$$h_{21e} \approx 23 + 29 \frac{R}{R_L} + 4 \frac{R_L}{R}$$

Le circuit pourra osciller si le gain en courant du transistor T1

est au moins égal à la valeur déterminée par l'équation ci-dessus. Si le gain en courant h_{21e} du transistor T1 est assez supérieur à cette valeur, le signal de sortie sera limité par les parties non linéaires des caractéristiques du dispositif : il en résultera une forme d'onde distordue (écrêtage).

Notons que les équations ci-dessus supposent que l'action des paramètres h_{11e} et h_{22e} resté négligeable, c'est-à-dire que : $R > 10 h_{11e}$ et que $10 R_L < 1/h_{22e}$.

AMPLIFICATEUR

Le schéma global est indiqué sur la figure 5. Outre la partie concernant l'oscillateur et sur laquelle nous ne reviendrons pas, on trouve, sur cette même figure, le schéma d'un amplificateur Basse Fréquence pouvant délivrer une puissance de 5 watts dans une charge de 2,5 Ω .

Le signal sinusoïdal provenant de l'oscillateur est envoyé, via C4, au potentiomètre P3 qui dose le niveau du signal d'entrée de l'amplificateur, donc le niveau sonore. Une fraction de l'oscillation, plus ou moins importante selon la position du curseur de P3, est appliquée à la base du transistor préamplificateur T2 par l'inter-

médiaire du condensateur C6. Le courant de polarisation de base du transistor préamplificateur T2 est déterminé par le réseau R7, P4 et également par la valeur du potentiel de son collecteur ; ce mode de montage procure une stabilisation du courant de repos, comme nous l'avons déjà vu à propos du transistor T1. La tension d'entrée amplifiée se retrouve sur le collecteur du transistor T2, aux bornes de sa résistance de charge R9. Le transistor driver T3 est du type PNP. La manière dont il est couplé (en continu) avec T2 fait que lorsque ce dernier dispositif débite, T3 conduit également. Ces deux semi-conducteurs fonctionnent donc en phase.

Les transistors T4 et T5 forment un étage Push série à symétrie complémentaire, T4 étant un NPN tandis que T5 est un PNP. Ces deux dispositifs sont destinés à fournir la puissance requise à la charge (haut-parleur) ; leurs émetteurs sont réunis et le point commun de ces deux électrodes attaque le haut-parleur à travers une capacité de forte valeur C7. La résistance R12 représente la charge collecteur du transistor T3 ; elle est reliée à la sortie N° 4 afin de refermer le circuit à la masse à travers la charge. Cette façon de faire permet d'obtenir des alternances négatives du signal de sortie dont l'amplitude soit assez voisine de $V_{AL}/2$.

La résistance R11 effectuée une contre-réaction entre la sortie et l'émetteur du transistor T2. Une

fraction du signal de sortie, déterminée par le rapport des résistances R8 et R11, est appliquée sur l'émetteur du transistor préamplificateur. Si, par exemple, le potentiel du point commun des émetteurs de T4 et de T5 augmente, cela conduit à augmenter légèrement la tension aux bornes de la résistance R8, donc à diminuer le courant collecteur de T2. La diminution de ce dernier fait que le transistor driver T3 devient moins conducteur, abaissant ainsi le potentiel de la sortie. Avec les valeurs indiquées pour les éléments de la figure 5 ($R11 = 1200 \Omega$ et $R8 = 27 \Omega$) le taux de contre-réaction appliqué à l'amplificateur est d'environ 6 dB.

On remarquera que les bases des transistors de sortie sont directement reliées, alors que d'habitude elles le sont par l'intermédiaire d'un réseau comportant soit deux diodes, soit une résistance. L'utilité d'un tel réseau, dans le cas d'un amplificateur Hi-Fi, est d'éliminer la distorsion de raccordement du signal de sortie, distorsion causée par la tension de seuil des diodes émetteur-bases des transistors T4 et T5. Dans notre cas où il s'agit uniquement de produire un signal sonore pas trop désagréable à l'oreille, la distorsion de raccordement, surtout sensible à faible niveau, importe peu.

L'amplificateur, alimenté sous 12 volts, peut délivrer environ 5 watts dans une charge de 2,5 Ω , ce qui correspond à un signal de

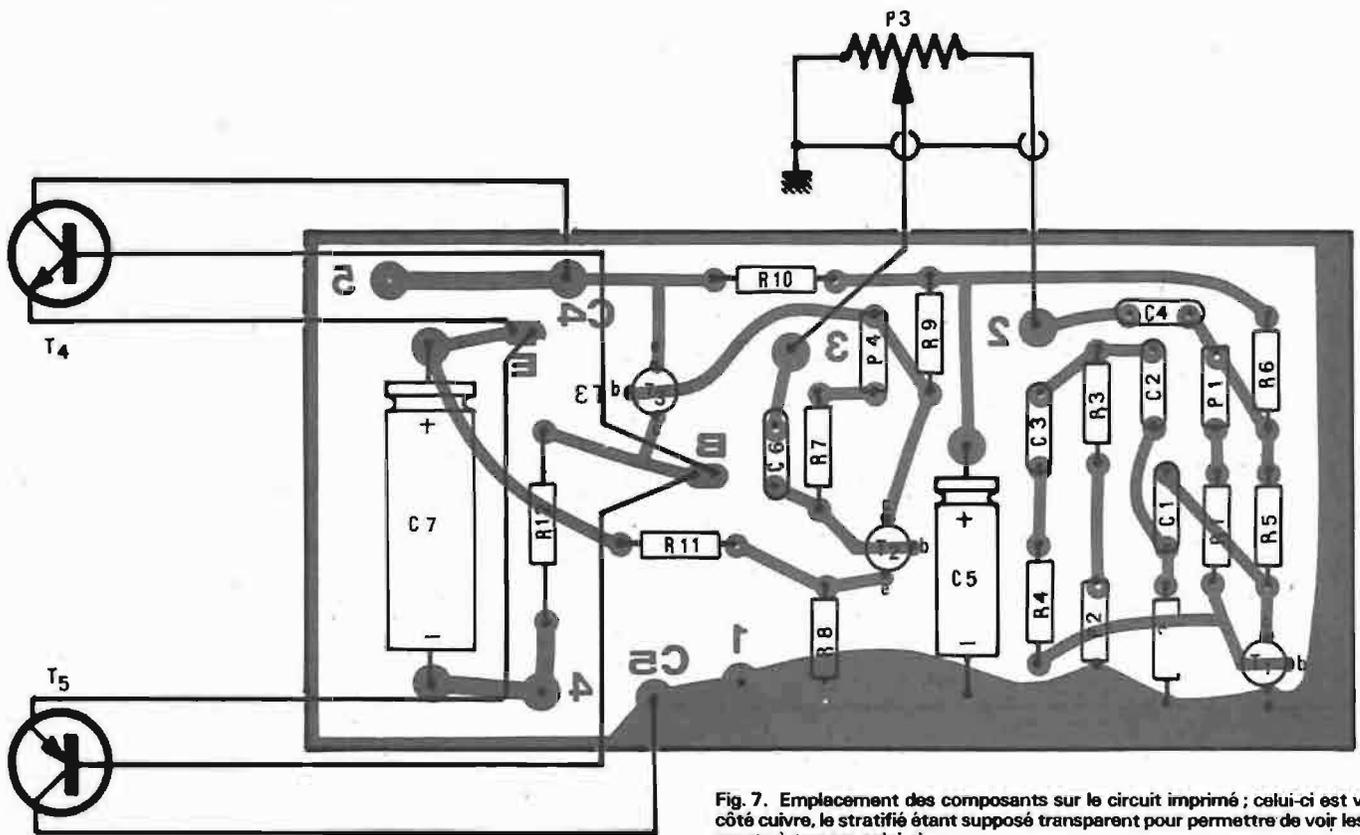


Fig. 7. Emplacement des composants sur le circuit imprimé ; celui-ci est vu du côté cuivre, le stratifié étant supposé transparent pour permettre de voir les éléments à travers celui-ci.

sortie de 10 volts crête à crête. Il n'est pas conseillé de faire fonctionner l'amplificateur avec des charges dont l'impédance serait inférieure à $2,5 \Omega$ parce qu'alors le courant maximal dans les transistors T4 et T5 deviendrait prohibitif. Par contre on peut fort bien, si on le désire, augmenter l'impédance de la charge et la porter, par exemple à 4Ω . Dans ce cas la puissance disponible sera diminuée ; elle sera de l'ordre de 3 watts. Le courant moyen

consommé à la source, qui était d'environ 0,7 ampère dans le premier cas tombera alors à 0,45 ampère approximativement.

RÉALISATION ET MISE AU POINT

Le circuit générateur de signal sonore a été réalisé sur un circuit imprimé, en qualité XXXP, dont la représentation est donnée sur la figure 6. Les dimensions hors tout sont 135 mm pour la lon-

gueur et 65 mm pour la largeur, ce qui permet de le mettre dans une boîte standard Teko modèle 4/B. Sur la figure 6, le circuit est dessiné vu de l'arrière, côté cuivre, les zones sombres correspondant au métal qui doit subsister après attaque chimique. Ce circuit imprimé comporte tous les éléments du schéma de la figure 5 à l'exclusion des transistors de puissance T4 et T5, et du potentiomètre de volume P3. Ce dernier élément est monté hors de la

boîte, dans un endroit où il est facile d'accéder ; les connexions s'y rapportant devront être effectuées en fil blindé. Les transistors de puissance T4 et T5 sont fixés sur la partie interne de la boîte en aluminium ; T5 peut être fixé directement sur le métal sans isolant si le pôle négatif de l'alimentation est à la masse. Pour T4 en revanche, il faudra isoler le boîtier du transistor du boîtier métallique en aluminium, en utilisant par exemple les petites pièces (mica et

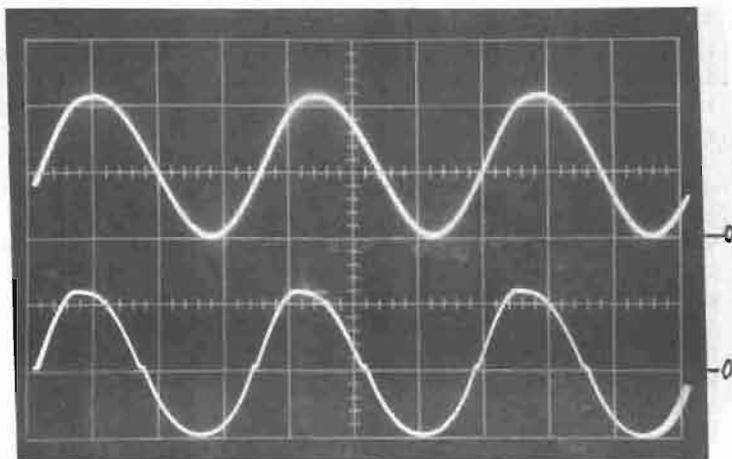


Fig. 8. En haut : Signal sur le collecteur de T1 (volts/div.). En bas : Forme d'onde aux bornes de la charge (5 volts/div.). Echelle horizontale = $500 \mu s$ /div. Signaux relevés pour P2 au minimum.

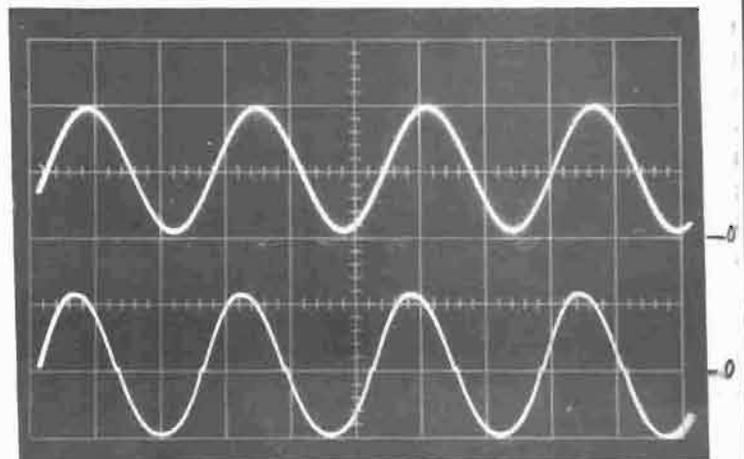


Fig. 9. En haut : signal sur le collecteur de T1 (5 volts/div.) En bas : forme d'onde aux bornes de la charge (5 volts/div.). Echelle horizontale = 1 ms/div. Signaux relevés pour P2 au maximum.

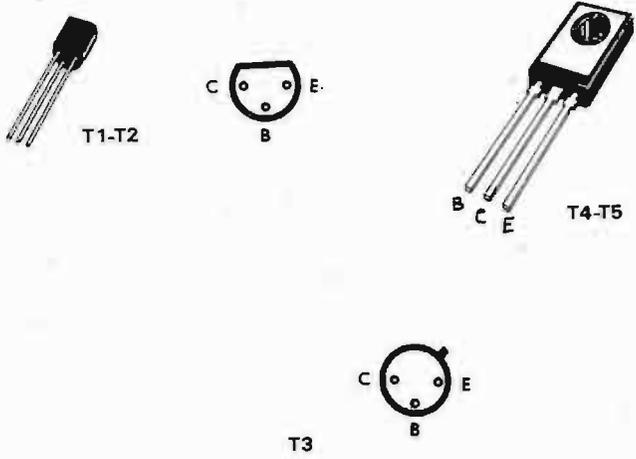
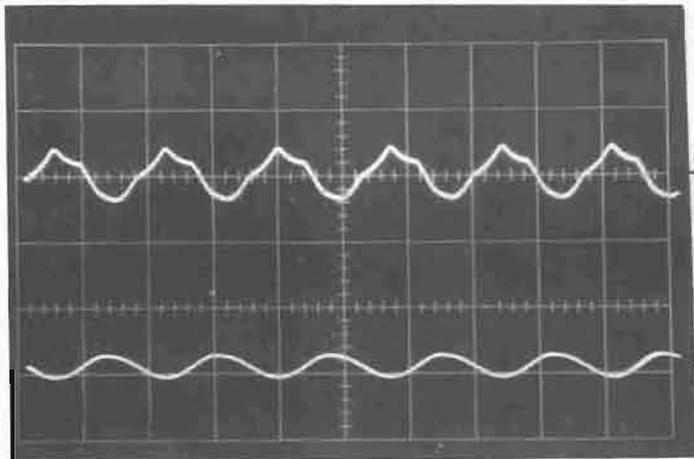


Fig. 10. En haut : signal relevé sur le collecteur T2 (0,5 volt/div.). En bas : signal présent sur le curseur de P3 (0,5 volt/div.) Echelle horizontale = 1 ms/div.

Fig. 11. Branchements des différents transistors utilisés dans le générateur de signaux sonores.

rondelles) prévues à cet effet. Les connexions d'émetteur sont à réunir aux sorties marquées E sur le circuit imprimé ; celles de base aux sorties indiquées B. Les repères C4 et C5 sont à relier respectivement au collecteur du transistor T4 et à celui du transistor T5.

La figure 7 indique l'emplacement des composants sur le circuit imprimé, ce dernier étant vu du côté cuivre, le stratifié étant supposé transparent pour permettre de voir la disposition des éléments à travers ce dernier. Le circuit imprimé comprend tous les éléments de la figure 5 qui sont compris dans la surface délimitée par le trait en pointillé : les numéros des sorties sont répétés sur le circuit imprimé.

Une fois tous les composants soudés en place et le montage dûment vérifié, on règle le potentiomètre P3 au minimum puis on alimente le circuit avec une tension de 12 volts. On branche un voltmètre continu (20 000 Ω /volt) entre le collecteur de T1 et la masse et l'on ajuste P1 pour lire environ 6 volts sur l'appareil. Le potentiomètre P3 étant toujours au minimum, on connecte ensuite l'entrée positive du même voltmètre au point commun des émetteurs des transistors T4 et T5 et l'on agit sur P4 pour obtenir une lecture comprise entre 5 et 6 volts. Le montage est alors prêt à fonctionner ; il doit faire entendre un son, variable en amplitude quand on tourne P3, dans le haut-parleur. On peut jouer, dans certaines limites, sur la fréquence du signal sonore par l'intermédiaire de la résistance ajustable P2.

Si l'on dispose d'un oscilloscope on pourra observer des formes d'ondes telles que celles des figures 8, 9 et 10. La photographie de la figure 8 représente, en haut, le signal présent sur le collecteur de T1, et sur la partie inférieure l'onde de sortie aux bornes d'une

charge de 2,5 Ω , dans le cas où la résistance ajustable P2 est au minimum de sa valeur. La figure 9 montre les mêmes signaux, relevés aux mêmes endroits, mais pour la valeur maximale de P2. Enfin, la figure 10 indique, en haut, la forme d'onde du signal

existant sur le collecteur du transistor T2, tandis que la partie inférieure de la photographie représente le signal alternatif relevé sur le curseur du potentiomètre P3.

On trouvera, sur la figure 11, les branchements des différents transistors utilisés dans cette réalisation.

G. L.

BIBLIOGRAPHIE

ANNUAIRE O.G.M.
Radio - Télévision
Electronique
Electroacoustique
Musique
1974 (65^e édition)

DANS cette nouvelle édition de 1400 pages entièrement recensée et mise à jour, vous trouverez tout ce qui concerne les industries et commerce de la radio, télévision, électronique, électroacoustique, musique.

Chapitre I : Radio - Télévision - Electronique - Electroacoustique.

Classement par spécialités des fabricants, constructeurs, commissionnaires, importateurs, artisans, réparateurs.

Chapitre II : Musique.

Classement par spécialités des éditeurs de musique, facteurs d'instruments, grossistes, marques de fabrique.

Chapitre III : Renseignements d'ordre professionnel.

Fédérations, syndicats, groupements.

Chapitre IV : Classement géographique par villes (France, Marché commun et Suisse).

Fabricants, constructeurs, grossistes, exportateurs, artisans, revendeurs, dépanneurs en radio, télévision, électronique, électroacoustique, musique.

Documentation adressée sur simple demande.

Horizons de France éditeur, 39, rue du Général-Foy, 75008 Paris.

Envoi franco : 73 F (Etranger : 92 F). C.C.P. 769.32 Paris.

Il n'est fait aucun envoi contre remboursement.

NOMENCLATURE DES ÉLÉMENTS DE LA FIGURE 5

- | | |
|-----------------------------|--------------------|
| R1 = 150 k Ω | 1/2 W 10 % |
| R2 = 4 700 Ω | 1/2 W 10 % |
| R3 = 3 300 Ω | 1/2 W 10 % |
| R4 = 4 700 Ω | 1/2 W 10 % |
| R5 = 1 200 à 2 700 Ω | 1/2 W 10 % |
| R6 = 120 Ω | 1/2 W 10 % |
| R7 = 1 M Ω | 1/2 W 10 % |
| R8 = 27 Ω | 1/2 W 10 % |
| R9 = 1 800 Ω | 1/2 W 10 % |
| R10 = 27 Ω | 1/2 W 10 % |
| R11 = 1 200 Ω | 1/2 W 10 % |
| R12 = 100 Ω | 1 W 10 % |
| P1 = 1 M Ω | P2 = 10 k Ω |
| P3 = 100 k Ω | P4 = 1 M Ω |
| C1 = 22 nF | 63 V |
| C2 = 22 nF | 63 V |
| C3 = 22 nF | 63 V |
| C4 = 0,1 μ F | 63 V |
| C5 = 100 μ F | 25 V |
| C6 = 0,1 μ F | 63 V |
| C7 = 2 200 μ F | 16 V |
| T1 = BCW 94 B | Sescosem |
| T2 = BCW 94 B | Sescosem |
| T3 = BC 313 | Sescosem |
| T4 = BD 235 | Sescosem |
| T5 = BD 234 | Sescosem |

systeme de Fondu enchainé photographique automatique

(Suite voir N° 1473)

DANS cette seconde partie, nous nous proposons de définir et de mettre au point un circuit de télécommande du système de fondu-enchaîné décrit dans notre précédent numéro.

Ce circuit ne représente qu'un cas particulier de l'utilisation du variateur présenté précédemment. Chaque utilisation pourra l'adapter pour satisfaire à ses propres besoins.

Il a pour fonction de générer deux rampes complémentaires, qui commanderont l'allumage du premier projecteur et l'extinction simultanée du second, ainsi que l'émission de tops de passage des vues, décalés dans le temps par rapport à l'allumage et l'extinction des lampes.

Avant d'aborder la description proprement dite, il convient de bien examiner le montage électrique des projecteurs. La connexion des masses de deux modèles n'est en effet possible que sous certaines conditions.

En ce qui concerne l'enroulement 24 V du transformateur d'alimentation, il n'y a en général pas de problèmes, car il s'agit d'un secondaire de ce transformateur, qui n'est pas relié au secteur. Il convient tout de même de le vérifier avant de réaliser toute liaison entre deux projecteurs, et de réaliser cette liaison de manière à ne pas provoquer de court-circuit du secteur.

Les fils du secteur doivent, dans l'exemple de la figure 1, être reliés de la manière suivante : A₁ à B₁ et A₂ à B₂.

En ce qui concerne le passage des vues, il est réalisé dans la plupart des cas par un électro-aimant alimenté par le réseau. L'emploi

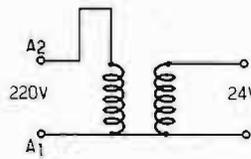
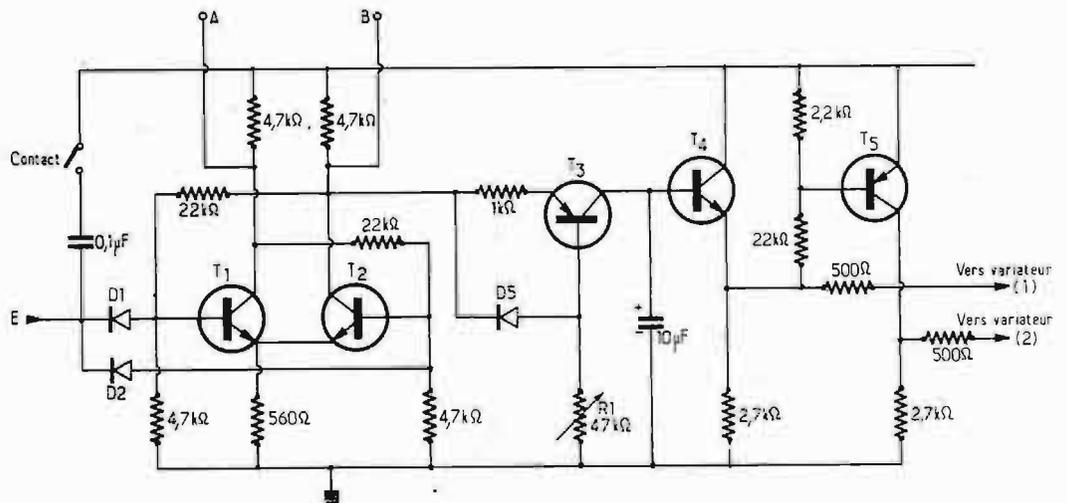


Fig. 1



D1, D2, D5 = 1N914

T1, T2, T4 = BC107

T3, T5 = 2N2906

Fig. 2a

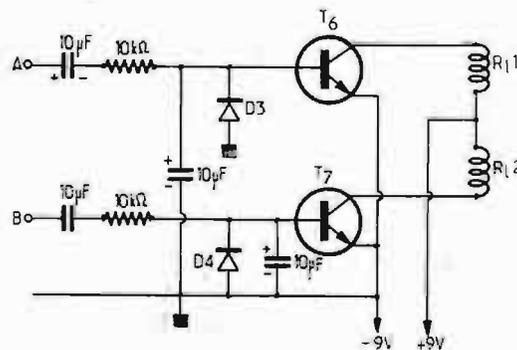


Fig. 2b

D3, D4 = 1N914

T6, T7 = BC107

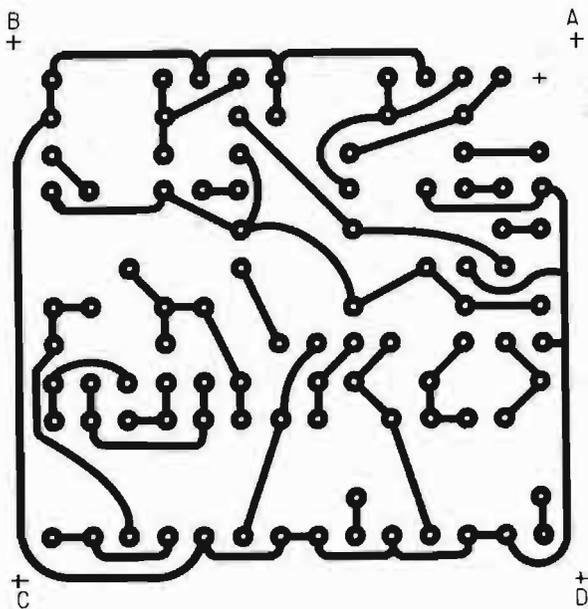


Fig. 3

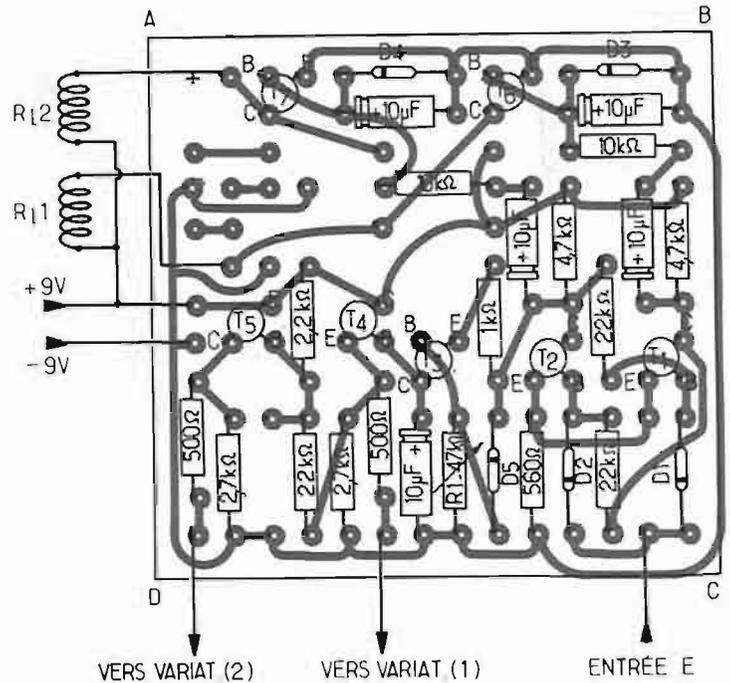


Fig. 4

d'un relais est indispensable pour éviter tout incident, préjudiciable au matériel et même à la vie de l'expérimentateur.

LE GENERATEUR DE RAMPES

Examinons en premier lieu le générateur de rampes de tensions qui commande les variateurs de lumière. Les tops de synchronisation, émis par la poignée de commande ou par un synchro-dia attaquent, via un condensateur servant à limiter leur durée, l'entrée d'une bascule bistable, constituée par les transistors BC 107 T_1 et T_2 . La commande utilisée (deux diodes reliées aux deux bases de T_1 et T_2) permet de bloquer alternativement chacun des deux transistors. De ce fait, le collecteur de T_2 est soit à une tension presque nulle (0,5 V environ) soit à la valeur de la tension d'alimentation. Il est relié à un générateur de courant constant qui comporte le transistor T_3 (2N2906) et la diode D_5 . La valeur de l'intensité est

réglable par l'intermédiaire de R_1 . Ce courant charge le condensateur de $10 \mu\text{F}$ qui fait suite au générateur, ce qui fait que la tension aux bornes du condensateur varie linéairement en fonction du temps. Le temps de charge dépend de l'intensité, donc de R_1 .

Il n'est pas possible d'utiliser cette tension de rampe telle quelle, aussi le condensateur est-il suivi d'un transistor BC 107 en collecteur commun, dont l'émetteur attaque, par l'intermédiaire d'une résistance de protection de 500 à 1 500 ohms, le variateur de l'article précédent.

Le transistor T_3 permet d'obtenir une rampe inversée qui attaque le second variateur, la résistance de $22 \text{ k}\Omega$ peut éventuellement être modifiée pour que les amplitudes des deux rampes soit identiques.

LE DECLenchement DU PASSE-VUES.

Les collecteurs de T_1 et T_2 (points A et B du schéma) alimentent chacun un temporisateur

constitué d'une résistance de $10 \text{ k}\Omega$ chargeant un condensateur de $10 \mu\text{F}$, situé entre base et émetteur de deux transistors BC 107. Quant aux collecteurs, ils sont reliés à deux relais 12 V à faible consommation qui commandent le passe-vues. Pour que ces relais ne restent pas collés durant le passage des vues, un condensateur de $10 \mu\text{F}$ bloque la composante continue à l'entrée du temporisateur.

Notons que les valeurs de ce dernier devront éventuellement être ajustées en fonction du projecteur utilisé et du temps minimum de contact nécessaire au fonctionnement de l'appareil.

Il n'est pas indispensable de prévoir une alimentation 9 V sur secteur en raison de la consommation réduite de l'appareil, des piles ordinaires étant suffisantes pour obtenir un fonctionnement correct.

Le circuit imprimé décrit figure 3 à l'échelle 1 est prévu pour l'utilisation de thyristors au lieu de relais. Ceci ne peut être fait que lorsque le passage des vues est isolé du réseau électrique pour des raisons évoquées plus haut.

Selon les modèles de projecteurs utilisés, les relais pourront être incorporés, ou mis dans le même boîtier que la télécommande.

La figure 4 donne l'implantation des éléments correspondant au circuit de la figure 3.

CAS D'UNE INSTALLATION FIXE

Dans le cas d'une installation destinée à fonctionner en permanence en fondu-enchaîné, il est possible de simplifier le montage des projecteurs, puisqu'un seul transformateur est alors suffisant pour alimenter les deux lampes qui n'ont jamais à éclairer simultanément, ainsi que les passe-vues. Pour des installations plus complexes (plus de deux projecteurs), le lecteur pourra, en s'aidant de parties de circuits décrites, réaliser les différents modules qui lui sont nécessaires.

B.B.

LA RADIO... D'AUTREFOIS

UNE nuit d'octobre 1917, quelques habitants des faubourgs est de Zürich furent intrigués par des ronronnements de moteurs, mais le ciel était d'encre, on ne pouvait rien voir, et comme des essais avaient souvent lieu de l'autre côté du lac de Constance, ils n'y prêtèrent pas grande attention, pensant que les échos des montagnes étaient bien sonores, tout simplement.

Or une flotille de Zeppelins venait en réalité de décoller de l'autre rive du lac et, prenant de plus en plus d'altitude, se dirigeait vers le sud-ouest.

Pendant la guerre 1914-1918, les guetteurs de la D.C.A. étaient placés en demi-cercle, principalement au nord et au nord-est de Paris, car personne ne pensait qu'une attaque aérienne pourrait venir du sud... et c'est pourtant ce qui aurait pu se produire car les Zeppelins devaient contourner Lyon, remonter vers Paris en survolant la Loire et donc atteindre la capitale en arrivant du côté de Juvisy.

Les matériaux entrant dans la construction de ces aéronefs s'opposaient à un fonctionnement normal de la boussole et les équipages devaient, cette nuit-là, être

guidés par radiogoniométrie : ils disposaient de récepteurs à lampes, précédés d'un simple amplificateur HF, car le principe du superhétérodyne était encore inconnu... Ces récepteurs étaient presque identiques à la Boîte « C » de l'Armée, qui servit de base au fameux « C. 119 » de Paul Berché : une HF à circuit accordé, une détectrice par caractéristique grille, et deux BF à transfos montés en cascade.

Des émetteurs, clandestins évidemment, devaient donc fonctionner à des instants convenus mais nos services spéciaux, dépendant du deuxième Bureau, étaient remarquablement renseignés. Ces individus repérés furent mis hors d'état de nuire et immédiatement remplacés par des spécialistes de chez nous qui mirent la pagaille dans les émissions.

Les dieux étaient avec nous, et en particulier Eole, puisqu'un mistral formidable commença à balayer la vallée du Rhône entre Valence et Lyon : ainsi la flottille interprétant les faux points de repère qu'ils croyaient exacts, vint se plonger dans la bourrasque : les moteurs furent trop faibles

pour lutter contre les éléments déchaînés et les Zeppelins descendirent en trombe vers Marseille : ils avaient bien perdu le Nord... le « pôvres », comme on dit sur la Cannebière.

Et de plus en plus à la dérive, les Zeppelins allèrent soit se perdre, dans le massif des Maures, soit s'engloutir dans la Méditerranée : par précaution, l'alerte avait été donnée à Marseille et on en parla longtemps.

Parmi les « spécialistes » qui participèrent à l'opération de « remplacement » se trouvait le « grand », dont j'ai parlé le mois dernier : celui qui nous aida à attacher notre antenne en haut d'un peuplier.

Il me raconta tout au cours d'une « perm » et ajouta : « Mon vieux, c'est toi qui m'as collé le microbe de la Radio avec tes écoutes sur galène... maintenant on fait mieux... »

Il avait un joli petit galon doré sur la manche et deux belles médailles sur la poitrine... Plus tard il fut désigné pour faire de l'écoute au sol dans une tranchée avancée et disparut sous une torpille... probablement avec le casque sur la tête.

Deux ans après la fin de la guerre, une vingtaine d'anciens sans-filistes militaires se réunirent pour fonder une amicale... qui donna surtout lieu à de bons déjeuners et qui, finalement, entra en sommeil... Néanmoins certains continuèrent à se revoir et firent carrière dans la Radio : les uns comme constructeurs, et beaucoup d'autres comme journalistes.

Alors l'idée de se grouper revint à l'esprit de ceux-ci et je crois que la plus ancienne association, déclarée à la Préfecture conformément à la loi de 1901, prit le titre : « Association de la Presse Radio-électrique ».

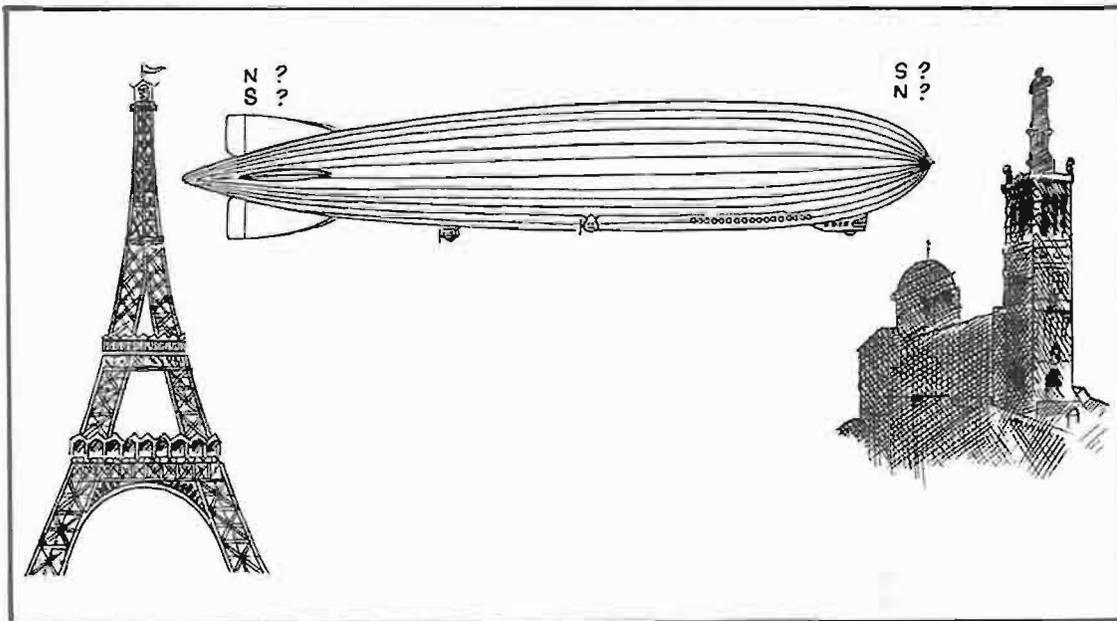
Car on n'osait pas encore dire journaliste... ceux qui « parlaient » étant plus ou moins tenus à l'écart de ceux qui « écrivaient ».

Si mes souvenirs sont exacts, il y avait, entre autres, Savarit (le père de Claude Darget), J.-G. Poincignon, Georges-Elie Berthet, Dehorter, Georges Delamare, Marcel Laporte et Jean Volvey, qui « faisait » les Anciens Combattants après avoir « fait » Verdun et être cravaté de la Légion d'honneur, puis d'autres encore que je m'excuse d'oublier.

On publiait des schémas de plus en plus compliqués, on se lança (sans grand succès) dans la super-réaction puis, dès l'apparition du super-hétérodyne l'amateurisme fut bouleversé puisque avec la sensibilité, un simple cadre suffisait pour obtenir de bonnes réceptions... On essaya même d'appliquer la super-réaction à la moyenne fréquence, et on commença à monter la partie BF par liaisons résistances-capacités afin d'accroître la fidélité de reproduction... Tout se modernisait chaque jour un peu plus.

C'était le bon temps : nos vingt ans n'étaient pas très loin et le mot « avenir » nous disait encore quelque chose...

Francis BLEIVEL



6. l'essai des semi-conducteurs

LES semi-conducteurs sont évidemment utilisés sur la plupart des montages d'essai de l'amateur électronique, mais équipent aussi les instruments de mesure modernes, se retrouvent dans le poste portatif, la chaîne haute-fidélité, le récepteur de télévision, le magnétophone, ... voire dans l'électroménager, l'automobile ou les équipements photographiques ou cinématographiques.

En raison de leur taille très réduite, leur faible consommation et leur prix (relativement) raisonnable, ils ont presque complètement éliminé les tubes électroniques fragiles et encombrants, à la durée de vie limitée et aux performances évolutives.

Bien qu'ils aient une fiabilité exceptionnelle et une durée de vie dont on hésite à définir la longueur, ils sont plus sensibles aux excès de courant, de tension, de température que les tubes électroniques et passent assez volontiers de vie à trépas en quelques millisecondes pour peu que l'on dépasse une limite extrême des conditions de fonctionnement. De plus, leurs caractéristiques sont assez

mal définies : si l'on examine chacun des paramètres significatifs (impédance, bruit, réponse transitoire, gain, etc.), on mesure un ensemble de valeurs très dispersées, ce qui amène à une certaine prudence dans le choix et l'utilisation de ces composants.

La famille des semi-conducteurs, malgré sa simplicité de présentation, est très vaste (plusieurs dizaines de milliers de types différents). Elle s'étend des diodes (de signal, de puissance, zener, tunnel, à capacité variable, électroluminescente photorésistante, etc.) jusqu'aux transistors (PNP, NPN, à faible ou à grand gain, à faible ou forte puissance, à bande large ou étroite, à faible bruit, à effet de champ, unijonction, etc.) en passant par les thyristors, triacs et autres dispositifs particuliers.

Les essais que l'on effectue sur ces composants revêtent donc une importance particulière. On peut les classer grossièrement en deux catégories :

- la détermination précise, dans des conditions particulières, de paramètres statiques ou dynamiques essentiels : tensions, courants, gain, impédance, au moyen

d'un appareillage de mesure approprié,

- l'appréciation grossière des principales caractéristiques ou la connaissance de l'état de fonctionnement global (bon/mauvais) par une manipulation simple et rapide.

La première catégorie de ces essais s'adresse plus particulièrement aux professionnels qui obtiennent des éléments de calcul pour leurs circuits. C'est ainsi que l'on a créé une quantité d'appareils très perfectionnés, assez précis, mais aussi très onéreux, sur lesquels il n'est pas nécessaire de s'étendre.

La seconde catégorie sera appréciée de l'amateur et du dépanneur pour qui la connaissance précise des caractéristiques d'un transistor, par exemple, n'est pas indispensable, mais qui recherchera plutôt la valeur grossière du gain, pour constituer une paire, la stabilité du courant collecteur ou simplement (ce qui est le cas le plus répandu) souhaitera savoir si la dernière et (peut-être) malencontreuse manipulation sur un montage d'essai n'a pas détruit une jonction. C'est à ces amateurs-là que nous nous adressons.

QUELQUES RAPPELS

Bien qu'il n'entre pas dans nos intentions de faire un cours de transistors il est indispensable de rappeler quelques définitions qui aideront à la compréhension de ce qui suit.

La figure 1 a représente un transistor NPN monté, comme c'est le cas le plus fréquent, en émetteur commun. Un schéma identique aurait pu être constitué avec un PNP en inversant la tension.

Les valeurs des courants et des tensions indiquées sur la figure correspondent aux caractéristiques statiques du transistor. Si l'on fait varier V on obtiendra des valeurs de courant base I_b différentes : I_{b1} , I_{b2} , I_{b3} , ... I_{b5} .

De même, si l'on modifie la tension V , on fera varier le courant I_c et la tension V_{ce} , soit respectivement : I_{c1} et V_{ce1} , I_{c2} et V_{ce2} , ... I_{c5} et V_{ce5} .

La forme du réseau de caractéristiques $I_c = f(V_{ce})$ avec I_b en paramètre est bien connue (voir fi-

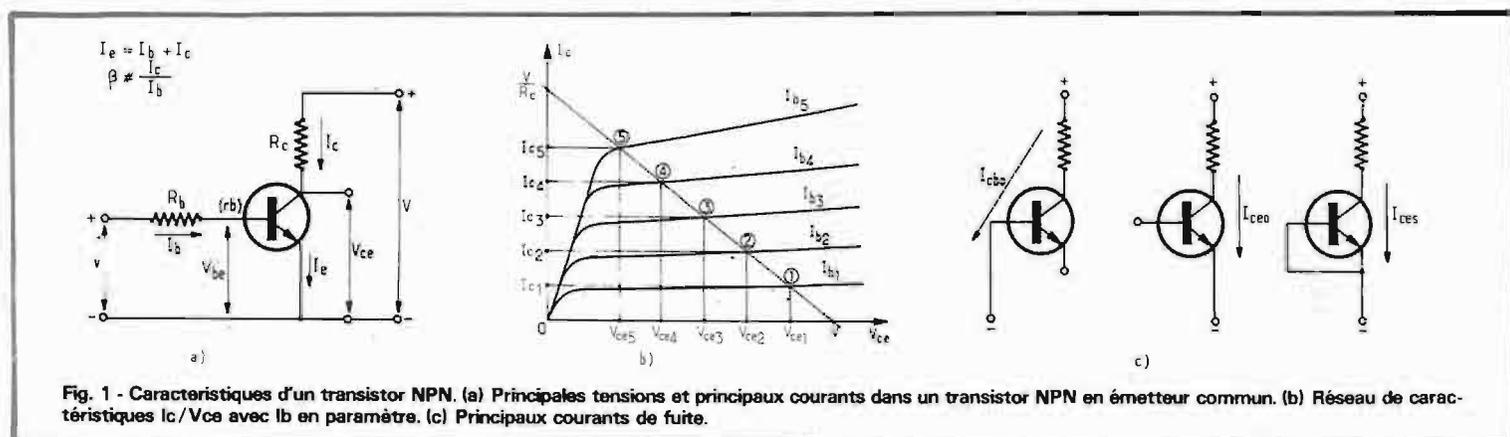


Fig. 1 - Caractéristiques d'un transistor NPN. (a) Principales tensions et principaux courants dans un transistor NPN en émetteur commun. (b) Réseau de caractéristiques I_c/V_{ce} avec I_b en paramètre. (c) Principaux courants de fuite.

gure 1b), elle rappelle la forme des caractéristiques I_p/V_p des tubes électroniques (pentodes).

On peut aisément porter sur ce diagramme la droite joignant V sur l'axe V_{ce} à V/R_c sur l'axe I_c : c'est la droite de charge. La pente est inversement proportionnelle à la valeur de R_c . Cette droite coupe les courbes en des points 1, 2, 3, ... 5.

Au point 1 correspondent un courant base I_b , un courant collecteur I_{c1} , une tension collecteur V_{ce1} et ainsi de suite.

On sait que le courant collecteur I_c est, dans un réseau linéaire idéal, proportionnel au courant base dans le rapport du gain β . On voit donc que le montage élémentaire de la figure 1 a permis de connaître les caractéristiques essentielles du transistor : valeur du courant base, du courant collecteur, du gain en courant, de la tension base, et de la tension collecteur. La connaissance de quelques valeurs de I_c en fonction de I_b permet d'apprécier la non-linéarité des caractéristiques, source de distorsion et, ainsi, de rechercher la meilleure polarisation I_b .

De même, en donnant à R_c une valeur assez faible (droite de charge presque verticale) on peut tracer le réseau complet et déterminer ainsi la position de la droite de charge, donc de la résistance de collecteur qui assure la dynamique la plus importante, dans des conditions de linéarité et de dissipation acceptables.

On peut aussi, connaissant V , R_b et I_b , en tirer la valeur de la résistance d'entrée r_b .

La bonne stabilité et les qualités intrinsèques du transistor en essai seront appréciées en mesurant la valeur des courants de fuite les plus significatifs : I_{cbo} , I_{ceo} , I_{ces} (voir figure 1c).

Pour réaliser toutes ces mesures, il faut disposer d'un certain nombre d'appareils : microampèremètres, milliampèremètre, voltmètre à haute résistance, alimentations, boîtes de résistances etc. ; de sorte que le relevé des caractéristiques point par point d'un transistor, que l'on fait exécuter par les élèves des écoles techniques pour leur montrer ce qu'est un semi-conducteur, s'avère assez peu commode à réaliser dans le laboratoire de l'amateur.

Le rôle d'un transistormètre est précisément de s'affranchir de toute cette mise en œuvre et d'offrir un montage tout prêt pour exécuter quelques opérations de vérification afin de connaître les courants, le gain et la fuite des transistors NPN et PNP de tous types ainsi que les courants direct et inverse des diodes.

DE L'APPAREIL LE PLUS COMPLEXE : LE TRACEUR DE COURBES...

Le modèle le plus perfectionné et le plus attrayant est sans doute le traceur de courbes dont le principe est présenté sur la figure 2.

Si l'on donne au courant base l'allure d'un escalier et à la tension V_{ce} celle d'une dent de scie, par exemple, on pourra obtenir sur l'écran d'un oscilloscope la représentation du réseau I_c/V_{ce} avec I_b en paramètre. Pour cela, il est nécessaire que la tension collecteur varie de 0 à V_{ce} max. à chaque marche de « l'escalier de courant base ».

La figure 2 indique un exemple de réalisation où la tension V_{ce} est obtenue à partir de la dent de scie de balayage de l'oscilloscope. Cette même tension synchronise un générateur de tension en esca-

lier à faible résistance de sortie. La tension émetteur, proportionnelle au courant I_e est envoyée sur l'amplificateur vertical ($I_e = I_c$).

En jouant sur les valeurs des résistances R_b et R_c et sur l'amplitude de la dent de scie, on peut adapter l'échelle au transistor en essai.

Naturellement, de tels appareils possèdent un grand nombre de possibilités d'emploi, y compris en régime de saturation sans entraîner la destruction des jonctions. Le prix élevé de ces appareils ne les met pas, hélas, à la portée des amateurs moyennement fortunés !

Plus économique, le dispositif traceur de courbe adaptable à un oscilloscope est relativement facile à construire. Comme une excellente description en a été faite dans le numéro 1465 du Haut-Parleur (« Représentation osciloscopique des réseaux de caractéristiques de transistors » par H. Schreiber), nous renvoyons les lecteurs intéressés à cet article.

... À UN APPAREIL ULTRA-SIMPLE : LE MINI- TRANSISTORMÈTRE

La plupart du temps, l'amateur ne cherche pas à chiffrer avec précision les caractéristiques d'un transistor, mais souhaite savoir si ce composant n'est pas détruit. Il n'est pas nécessaire, alors, de disposer d'un appareil compliqué et onéreux.

Comme on peut le voir, le montage de la figure 3 est un modèle de simplicité. Son principe de fonctionnement est le suivant : lorsqu'un transistor, ou une diode en bon état sont polarisés dans le sens convenable ils sont assimi-

lés à une résistance de valeur plus ou moins faible (le terme de semi-conducteur prenant ici tout son sens). Il suffit alors de mesurer cette résistance au moyen d'un multimètre monté en ohmmètre (que l'on peut assimiler à un galvanomètre en série avec une pile et une résistance).

Si l'on a pris la précaution de repérer les polarités des bornes de l'ohmmètre (qui sont souvent différentes de celles que l'on utilise en voltmètre) il suffit de relier les deux cordons du mini-transistormètre aux bornes correspondant à la polarité du transistor ou de la diode en essai. Pour la polarité inverse, il suffit d'inverser les cordons comme indiqué sur la figure.

Les transistors de faible ou moyenne puissance seront montés sur le support, tandis que les transistors de puissance seront reliés aux bornes EBC. Les diodes seront essayées entre E et C.

Lorsque le poussoir n'est pas enfoncé, il ne doit circuler aucun courant ($I_{ceo} = 0$) sauf si le transistor est de médiocre qualité ou en court-circuit. La lecture correspond à une valeur très grande ou infinie de résistance.

Si on appuie sur le poussoir, on polarise la base du transistor et un courant collecteur prend naissance. La valeur de la résistance lue sur l'ohmmètre doit alors diminuer très sensiblement sauf si le transistor est coupé.

Les diodes seront essayées en sens direct (anode sur +). Leur résistance varie suivant le type. Si cette résistance est infinie, c'est que le sens de branchement est incorrect ou que la diode est coupée. Dans le cas où une résistance de très faible valeur est lue dans les deux sens, on peut conclure au court-circuit de la jonction.

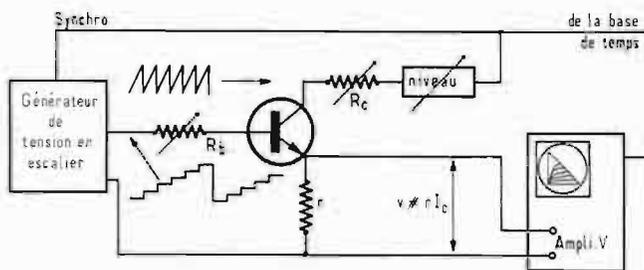


Fig. 2 - Traceur automatique de réseaux de caractéristiques. La tension en dent de scie peut être remplacée par une tension de forme différente pourvu que sa valeur crête atteigne V_{ce} max.

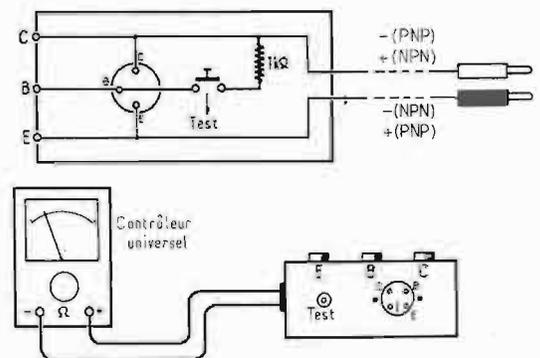


Fig. 3 - Utilisation d'un contrôleur universel en transistormètre.

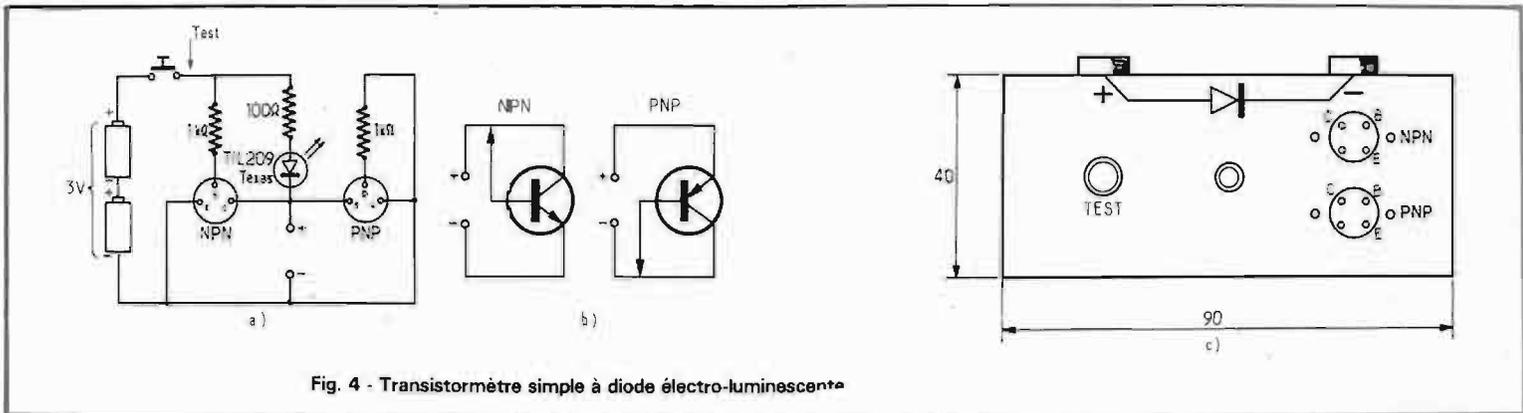


Fig. 4 - Transistormètre simple à diode électro-luminescente

En jouant sur les gammes de l'ohmmètre, on pourra faire circuler un courant plus ou moins important dans les jonctions et mesurer ainsi des résistances équivalentes de valeurs différentes. On choisira la gamme qui donnera la meilleure lecture, en se méfiant toutefois de celle qui correspond aux valeurs de résistances les plus faibles, pour les transistors ou les diodes fragiles, car le courant de mesure risquerait d'être prohibitif.

Comme on peut le voir, ce petit accessoire peut rendre de signalés services à l'amateur. Son prix de revient extrêmement bas et sa simplicité de réalisation le rendront attrayant pour les débutants.

VÉRIFICATEUR SIMPLE ET AUTONOME À DIODE ÉLECTROLUMINESCENTE

Il peut être gênant de dépendre d'un multimètre pour exécuter une opération de vérification. Cet appareil est en effet, le plus souvent, requis pour les besoins d'une autre mesure sur un montage en cours d'essai, et il serait alors nécessaire de le déconnecter.

D'autre part, l'achat d'un microampèremètre exclusivement destiné à l'usage de transistormètre est une dépense que les amateurs peu fortunés ou débutants hésiteront à faire ; pour les autres nous avons prévu un appareil plus complet, mais nous recommandons vivement la construction d'un petit vérificateur même aux professionnels qui éviteront ainsi des pertes de temps, et, en tous cas, aux amateurs qui ne s'encombreront pas d'un appareil cher et fragile.

Nous avons donc imaginé deux appareils très économiques pour la vérification du fonctionnement des semi-conducteurs courants.

Ils utilisent tous les deux une ou plusieurs diodes électroluminescentes que l'on trouve facilement dans le commerce pour quelques francs (diode époxy à fils TIL 209 de Texas, achetée chez Radio-Voltaire). Cette diode est utilisée en indicateur visuel de fonctionnement.

Le premier modèle de ces appareils est représenté sur la figure 4. Il a été conçu pour l'essai des transistors NPN et PNP courants, les diodes de signal et de redressement. Il possède deux supports distincts pour les transistors ce qui évite une commutation.

Le schéma de la figure 4 a permet de comprendre le principe de fonctionnement. Supposons qu'un NPN soit disposé sur le support correspondant. Si l'on appuie sur le poussoir, on polarise la base et on alimente le collecteur par une tension positive, de sorte qu'un courant collecteur peut circuler dans la résistance de 100 Ω et la diode électroluminescente qui s'éclaire aussitôt.

Dans le cas d'un PNP, le raisonnement est le même si ce n'est que la tension positive est appliquée sur l'émetteur.

Un transistor en court-circuit donnerait une illumination plus importante de la diode qui ne serait pas modifiée par l'établissement d'un contact volontaire entre + et -. Un transistor coupé, au contraire, ne donnerait aucun allumage. Si l'on ignore la polarité d'un transistor, il suffira de la monter sur chacun des supports : celui sur lequel on peut obtenir un allumage indique la polarité recherchée (aucun danger de claquage par tension inverse).

Les bornes + et - seront très utiles pour contrôler le sens et le bon fonctionnement des diodes ou des transistors de puissance, et pourront accessoirement servir à faire une mesure de continuité.

L'appareil comprend sa propre alimentation constituée par deux éléments de 1,5 volt. La faible valeur de cette tension est une protection contre les fausses manœuvres qui pourraient engendrer un courant trop élevé. L'ensemble est contenu dans un petit boîtier métallique de 90 x 40 x 40 mm approximativement. Compte tenu du faible débit, la durée des piles est très longue.

TESTEUR DE SEMI-CONDUCTEURS

En utilisant également des diodes électroluminescentes, suivant un principe un peu différent du précédent, nous avons imaginé et conçu ce second appareil relativement simple à réaliser, qui s'est avéré, à l'usage, extrêmement pratique.

Pour en comprendre le fonctionnement, il convient de rappeler les caractéristiques d'une diode électroluminescente. La figure 5 indique le montage élémentaire et la courbe Id/Vd relevée pour une diode TIL 209, déjà citée.

Du point de vue électrique, comme on peut le voir, cette caractéristique s'apparente beaucoup à celle d'une diode régulatrice, à cela près que le point de régulation s'obtient en sens direct et non en sens inverse comme pour les diodes zener.

La tension Vd aux bornes de la diode se stabilise aux environs de 1,6 V pour un éclairage normal avec une résistance série de 150 Ω et une pile de 4,5 volts:

Si l'on diminue le courant Id, en diminuant V ou en augmentant R, on s'aperçoit que la tension Vd varie peu jusqu'à un coude très prononcé situé vers 1,4 V qui correspond précisément à un seuil d'éclairage. En deçà de ce point, la diode reste sombre, et le courant et la tension s'annulent rapidement.

Il nous a paru intéressant de profiter de ces caractéristiques particulières pour utiliser la diode en détecteur de tension à seuil.

Le principe de fonctionnement de notre testeur est indiqué sur la figure 6 (le raisonnement établi pour un transistor NPN est valable également pour un PNP à condition d'inverser les polarités de la pile et de la diode).

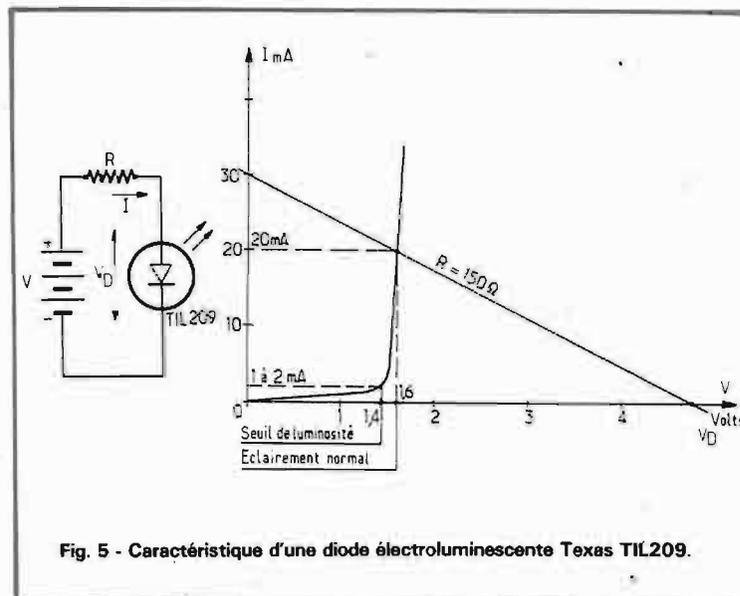


Fig. 5 - Caractéristique d'une diode électroluminescente Texas TIL209.

Une pile de 4,5 volts alimente la diode en sens direct avec une résistance de 150 Ω en série. Suivant la courbe de la figure 5, la diode s'éclaire normalement avec un courant voisin de 20 mA.

Façons un transistor NPN, comme indiqué sur la figure 6a. Si le pont R1/R2 est tel que le courant base soit suffisant, un courant collecteur prendra naissance qui entraînera une chute de tension supplémentaire aux bornes de R3. Si le courant collecteur est suffisant, la tension collecteur sera égale ou inférieure à 1,4 V et on observera l'extinction de la diode. En réglant R1 on aura ainsi la possibilité de se placer en un point de courant base qui corresponde au seuil d'éclairement de la diode. Ce réglage est relativement précis.

Si le transistor est bon, on observe le phénomène décrit dès que l'on presse un bouton « test ».

Dans le cas d'un transistor défectueux, on observera :
 — en cas de court-circuit : le non allumage de la diode avant que l'on ne presse sur le bouton,
 — en cas de coupure : l'allumage permanent de la diode que le bouton soit pressé ou non.

A partir de ce principe, on a élaboré l'appareil dont le schéma est représenté en 6b.

La pile de 4,5 volts est un modèle plat, courant et économique pour lampe de poche. Un double inverseur à glissière NPN/PNP permet, sans changer de support, de faire l'essai de tous les types de jonctions. L'interrupteur marqué « pile » commande le circuit de mesure. Dès que cet interrupteur est abaissé en position M, les deux diodes tête-bêche sont alimentées ; celle qui correspond à la polarité NPN (ou PNP) en sens direct s'illumine. Si la position de l'inverseur NPN/PNP était changée c'est l'autre diode qui s'illuminerait servant ainsi de repère. Ces voyants peuvent également indiquer l'état de la pile qu'il conviendra de changer dès que la brillance diminue quelque peu.

Le circuit du transistor correspond au schéma de principe. Une résistance de 1 k Ω est placée en série avec le potentiomètre monté en rhéostat : elle limite le courant base lorsque le curseur est en position limite. Comme nous l'avons indiqué, la diode préalablement allumée s'éteindra dès que l'on pressera le poussoir test si le transistor est bon et si le courant base est réglé à une valeur suffisante.

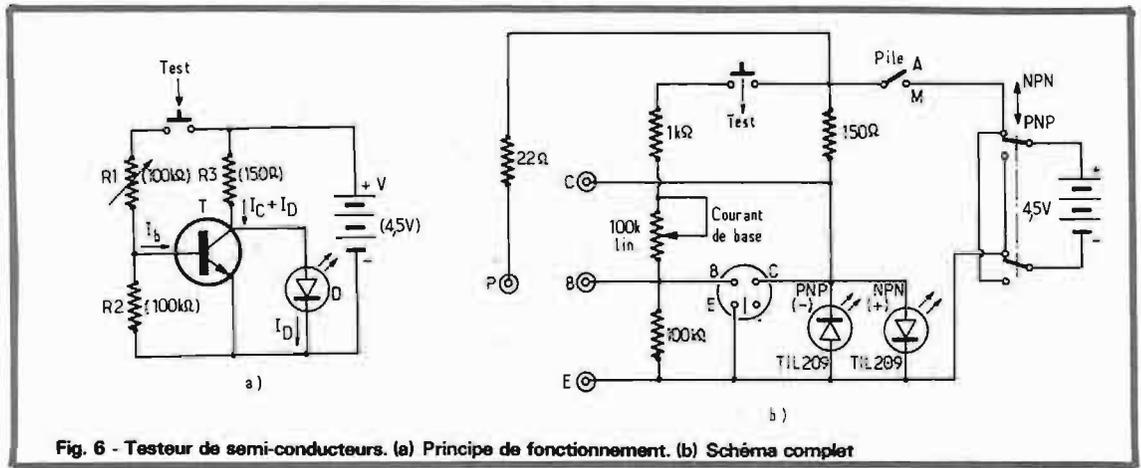


Fig. 6 - Testeur de semi-conducteurs. (a) Principe de fonctionnement. (b) Schéma complet

C) Tableau d'utilisation

ESSAI	COMMUTATEUR NPN/PNP	ÉTAT DES VOYANTS (0 = éteint, 1 = allumé)				BRANCHEMENT
		MARCHÉ		TEST		
		NPN	PNP	NPN	PNP	
TRANS. NPN	NPN	1	0	0	0	E B C
TRANS PNP	PNP	0	1	0	0	E B C
FET CANAL N	NPN	0	1	0	0	CONNECTER Source(S) — E GATE(G) — B DRAIN(D) — C
FET CANAL P	PNP	1	0	0	0	— d° —
UJT	NPN	1	0	[ESSAI AUDITIF] 500 Hz		CONNECTER B1 — E (voir E — B note 1) B2 — C
HYRISTOR (voir note 2)	PNP	1	0	0	0	CONNECTER E — E GACHETTE — B C — C
DIODE (directe)	NPN	0	0	NON UTILIS		CONNECTÉ CATHODE = E ANODE = C
DIODE (INV.)	PNP	0	1	”	”	— d° —

NOTE 1 : Brancher un condensateur de 0,1 μF entre E et B.
 Brancher un écouteur (2 000 Ω) entre E et B, à travers un autre condensateur de 0,1 μF.
 Régler le potentiomètre à mi-course.

NOTE 2 : Seulement pour les thyristors dont le courant gachette est inférieur à 4 mA au déclenchement et le courant collecteur inférieur à 40 mA.

L'appareil convient également à l'essai d'un transistor de puissance en connectant celui-ci aux bornes EBC au moyen de petits cordons terminés par des pinces

crocodile miniatures.

Pour résumer les possibilités d'utilisation du testeur, nous avons dressé un tableau en 6c auquel il convient de se reporter.

Une remarque est à faire à propos de l'essai des transistors unijonction qui sont testés en régime oscillatoire : le bon fonctionnement est contrôlé par la présence d'une

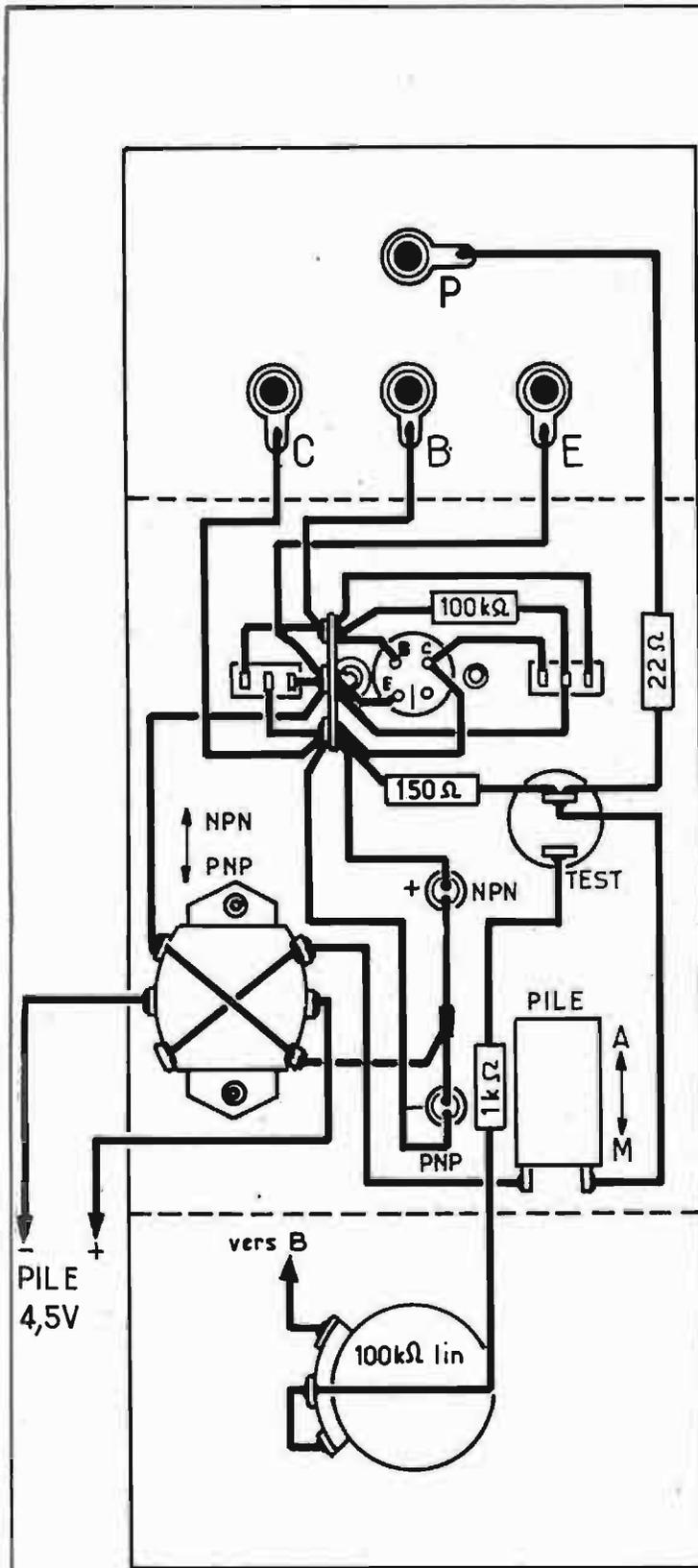


Fig. 7 - Testeur de semi-conducteurs. Plan de câblage.

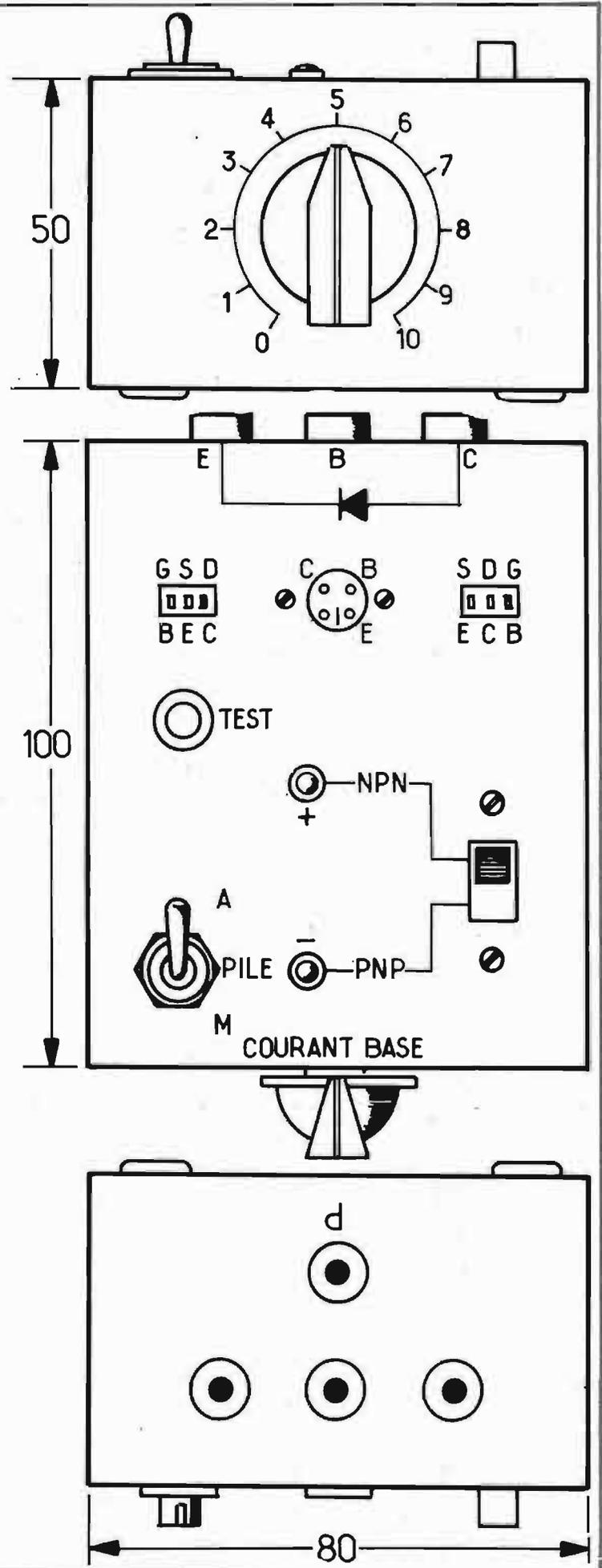


Fig. 8 - Présentation en coffret du testeur.

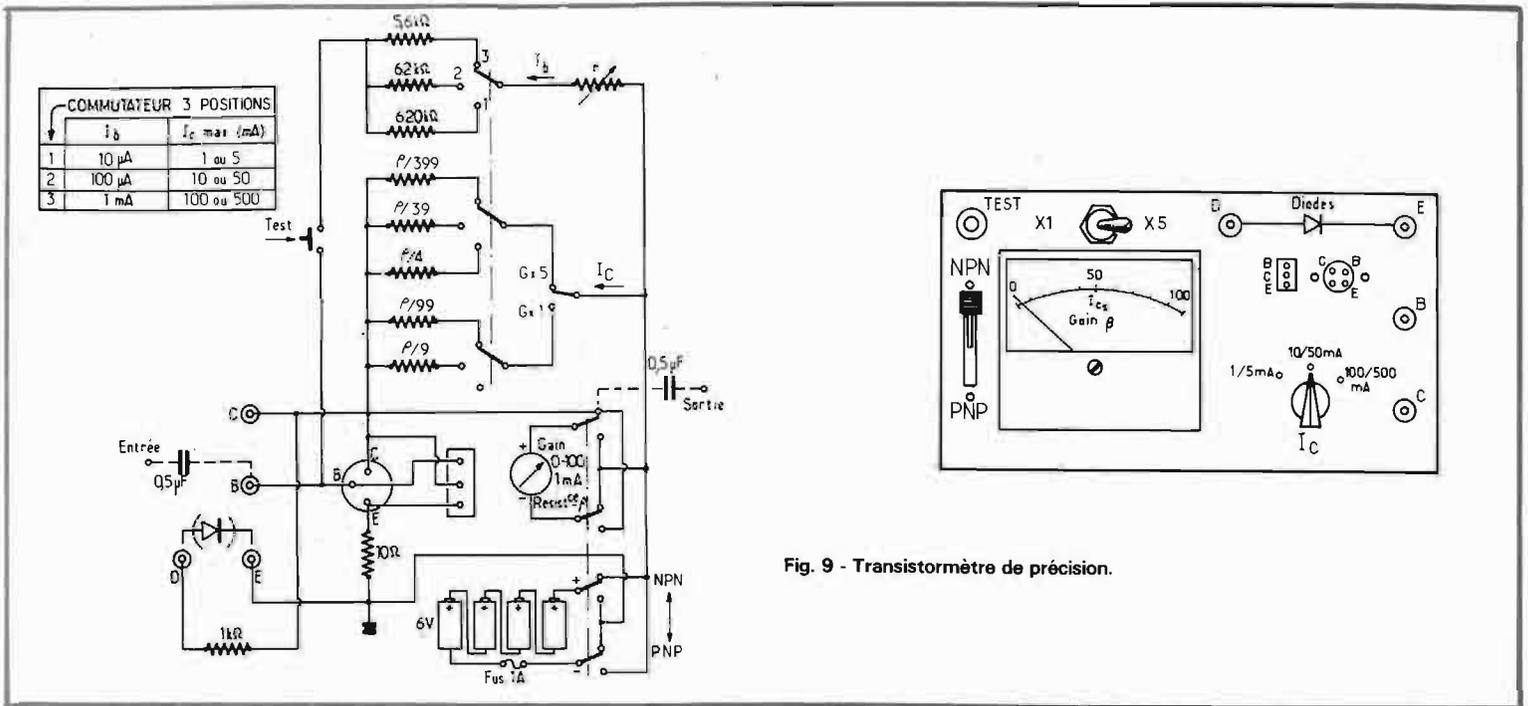


Fig. 9 - Transistormètre de précision.

oscillation de relaxation à 500 Hz environ que l'on décèlera avec un écouteur, ou en brouillant un poste portatif avec les harmoniques de la dent de scie (utiliser le bas de la gamme GO).

En plus des cas d'utilisation qui figurent dans le tableau, on peut en citer quelques autres comme par exemple :

- recherche de la polarité d'un transistor ou d'une diode,
- recherche du brochage d'un transistor inconnu,
- recherche de la présence et de la polarité d'une tension continue (maximum 6 volts): pile sur A, test non enfoncé,
- recherche recherche d'une continuité (entre C et E).
- source de tension stabilisée de

+ ou - 1,6 V entre E et C,
- alimentation (+ ou -) auxiliaire d'un montage extérieur entre E et P avec une protection de la pile contre les courts-circuits,

- témoin logique en utilisant un transistor NPN à grand gain (test entre E et B à travers 100 k Ω en série).

- essai d'un condensateur non polarisé entre E et B en décelant l'oscillation d'un UJT (jusqu'à 0,1 μ F),

- essai d'un condensateur polarisé ou non jusqu'à 2 000 μ F par la méthode suivante : on place sur l'appareil un transistor NPN à grand gain et l'on règle le potentiomètre à la limite de l'extinction de la diode. Le condensateur **préalablement déchargé** est placé

entre B et E, avec la polarité convenable (+ sur B). Si l'on presse le bouton test, la diode à la limite de l'allumage, s'éteindra avec d'autant plus de retard que le condensateur aura une capacité élevée. En cas de fuite, l'extinction ne se produira pas ; en cas de coupure, il n'y aura aucun retard à l'extinction. En utilisant une série de condensateurs de bonne qualité, il est possible d'étalonner l'appareil en durée pour une position donnée du potentiomètre et une série de valeurs de capacité.

Les lecteurs astucieux et imaginatifs pourront trouver d'autres applications de ce petit appareil.

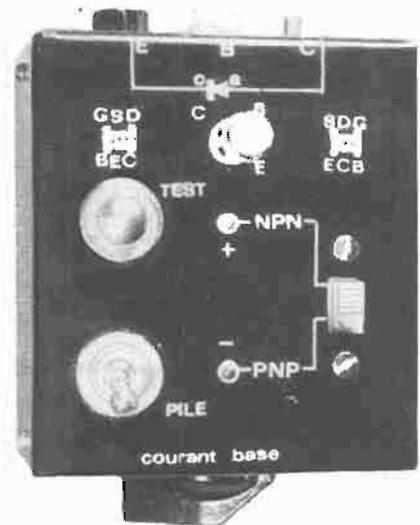
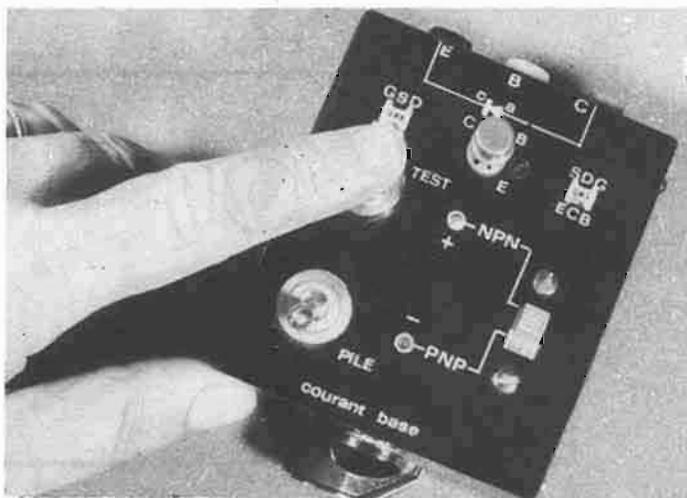
La figure 7 indique le schéma de câblage dans un coffret de dimensions réduites (environ

100 x 80 x 50 mm) dont la présentation correspond à celle de la figure 8. On notera les trois types de support de transistors afin de couvrir tous les cas courants (boîtiers T039, T072, T018 ou T092).

La pile de 4,5 volts est placée au fond du coffret. Elle est maintenue par un bracelet en caoutchouc. Les fils + et - sont directement soudés sur les languettes de laiton.

Les diodes électroluminescentes sont enfilées sur un petit morceau de gaine plastique blanche et enfilées à force dans un trou de 4 mm sur le panneau de l'appareil.

Le potentiomètre linéaire de 100 k Ω que l'on choisira de bonne qualité, sera gradué de façon



arbitraire de 0 à 10. Ces graduations permettront de faire des comparaisons entre transistors pour faciliter la formation de paires, ou avoir une idée très approximative du gain.

UN TRANSISTORMÈTRE PRÉCIS DE CONCEPTION CLASSIQUE

Il est des applications où le besoin de faire des mesures précises s'impose à l'expérimentateur. Ces mesures portent le plus généralement sur l'expression du gain statique correspondant à une valeur donnée du courant collecteur.

C'est pour répondre à ce besoin qu'a été conçu le transistormètre de la figure 9.

Il comporte une alimentation de 4 piles de 1,5 V (modèle R20) capable de débiter 500 mA sous 6 volts avec une protection par fusible de 1 A à fusion rapide.

Le transistor est monté en émetteur commun avec, pour les modèles à faible ou moyenne dissipation, une résistance de 10 Ω de limitation de courant.

Le collecteur est alimenté à travers un milliampèremètre de courant collecteur qui servira également à mesurer le gain statique β . Comme la source est stable et à très faible résistance interne, et que la résistance de base d'un transistor qui conduit est également peu élevée,

le courant de base sera défini par la résistance série R_b de sorte que :

$$I_b = \frac{6}{R_b + r_b + r}$$

La résistance r est destinée à tarer le courant base pour les valeurs les plus élevées (position 3 du commutateur). Ce tarage, facultatif, sera effectué une fois le montage terminé, en utilisant un transistor de gain connu ou en mesurant le courant base, avec un appareil extérieur, sur un transistor quelconque (r : résistance ajustable de 470 Ω).

Les trois positions du commutateur définissent donc trois valeurs de courant base, respectivement 10 μ A, 100 μ A et 1 mA. A ces valeurs correspondent deux familles de courant collecteur 1, 10, 100 mA et 5, 50, 500 mA, que l'on peut commuter indépendamment par l'inverseur GX1/GX5.

Puisque le courant base est défini, la valeur du courant collecteur est proportionnelle au gain du transistor ; il suffit donc d'établir des graduations appropriées pour obtenir directement la lecture du gain β .

L'étalonnage de l'appareil de mesure de 1 mA (gradué de 0 à 100) se fait par un jeu de shunts commutés dont la valeur est exprimée sur le schéma en fonction de la résistance interne ρ du milliampèremètre. Ainsi, en utilisant un modèle K76 de type carré de

CdA dont la résistance interne est de 110 Ω , on obtiendra

$$\begin{aligned} \rho/4 &= 27 \Omega \\ \rho/9 &= 12 \Omega \\ (\rho = 110 \Omega) \quad \rho/39 &= 2,8 \Omega \\ \rho/99 &= 1,1 \Omega \\ \rho/399 &= 0,27 \Omega \end{aligned}$$

L'inverseur NPN/PNP agit à la fois sur les bornes de l'alimentation et sur la polarité de branchement du milliampèremètre. Il est constitué par un quadruple inverseur à bascule (4 x 2 positions).

Lorsque le poussoir test n'est pas enfoncé, on peut lire le courant de fuite I_{ceo} (ou I_{cbo} si l'on réunit B et E).

Dès que l'on appuie sur ce bouton, l'appareil dévie d'un nombre de graduations correspondant au gain du transistor (X1 ou X5) et indique en même temps la valeur du courant collecteur suivant la position du commutateur à 3 positions.

Les bornes de sortie EBC sont disposées de façon à pouvoir être reliées aux électrodes d'un transistor de puissance.

Entre E et D on peut brancher une diode (anode en D) dans le sens direct lorsque l'on est sur NPN ou en inverse en PNP. Une résistance de 1 k Ω protège l'appareil de mesure en cas de court-circuit et limite le courant de la diode en essai. Dans cette utilisation le bouton test n'est pas utilisé.

Cet appareil permet également d'effectuer des mesures qualitati-

ves sur les autres dispositifs semi-conducteurs. Il peut être modifié ou aménagé pour avoir des gammes plus étendues suivant l'utilisation que l'on souhaite faire.

Une amélioration intéressante de cet appareil peut être faite en disposant une entrée base et une sortie collecteur à travers des condensateurs de 0,5 μ F non polarisés. Il est alors possible, après avoir réglé la polarisation à une valeur adéquate, d'envoyer un signal alternatif de tension connue à partir d'un générateur à faible résistance de sortie (10 à 500 kHz). La lecture de la tension faite sur le collecteur au moyen d'un voltmètre électronique extérieur à grande impédance sera proportionnelle au gain dynamique du transistor. Cette méthode s'avère excellente pour la recherche du point de polarisation optimal ou pour le tri de paires.

LES APPAREILS COMMERCIAUX

Si on se limite aux principaux paramètres statiques et si l'on élimine les appareils très onéreux comme les traceurs automatiques, il reste encore un nombre assez considérable de transistormètres fabriqués et commercialisés par les grandes firmes d'appareils de mesure.

A titre d'information et sans aucune visée commerciale, nous en citerons 3 qui répondent, sem-

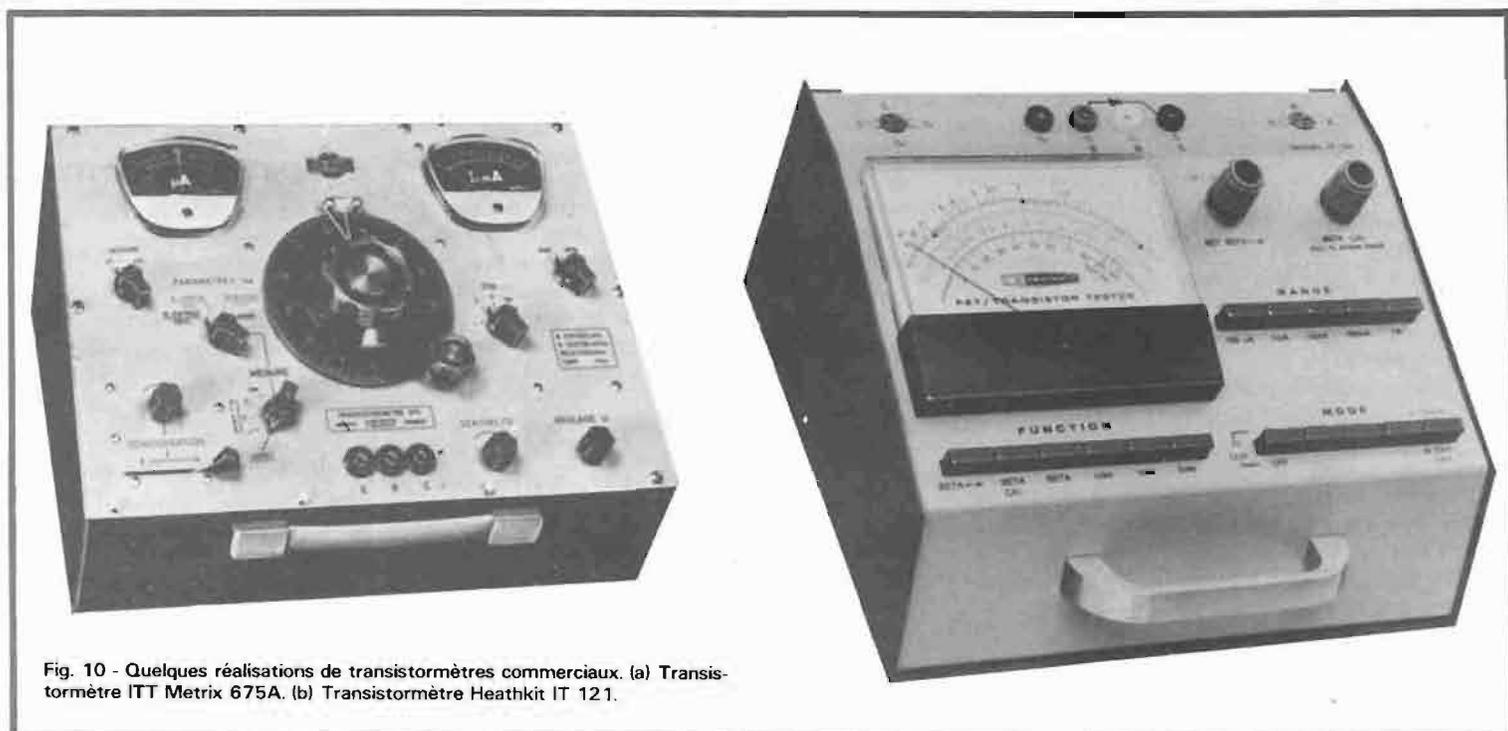


Fig. 10 - Quelques réalisations de transistormètres commerciaux. (a) Transistormètre ITT Metrix 675A. (b) Transistormètre Heathkit IT 121.

ble-t-il à la plupart des exigences courantes (voir figure 10).

Le Fet Transistor Tester de Heathkit It 121 (disponible en kit)

Cet appareil a été conçu pour la mesure des paramètres des transistors habituels NPN et PNP, des FET, des thyristors et des diodes.

Les gammes de gain β sont les suivantes :

1 à 50, 5 à 250, 10 à 500, 50 à 2500, 100 à 5000 avec des courants collecteur de 1 mA à 1 A.

La gamme des pentes des FET s'étend de 0 à 50 000 μ ohms. On peut mesurer cinq courants de fuite (I_{ceo} , I_{ces} , I_{cbo} , I_{dss} , I_{gss}) de 100 μ A à 1 A à pleine échelle.

Pour les transistors unijonction, il est prévu une mesure de I_{eb2s} et I_{eb2s} et I_{b2b1s} et I_e .

L'alimentation est autonome (3V) et le rapport performances/prix assez séduisant.

Le transistormètre 675A de ITT METRIX

Il possède des caractéristiques poussées pour la mesure des paramètres statiques (et même dynamiques) des transistors de faible puissance. Il permet de connaître, notamment :

I_{cbo} de 0 à 25 μ A ou 0 à 250 μ A, I_c de 0 à 10 mA,

les paramètres dynamiques en h en émetteur commun (mesurés à 300 kHz) soit : résistance d'entrée h_{11e} : 50 Ω à 50 k Ω

résistance de sortie $1/h_{22e}$: 0,5 k Ω à 500 k Ω

taux de réaction h_{12e} de $5 \cdot 10^{-6}$ à $5 \cdot 10^{-3}$

gain h_{21e} de 1 à 500

La tension d'alimentation est obtenue à partir de 12 piles incorporées à l'appareil. La tension V_{ce} peut être commutée sur 3, 6 ou 9 volts.

Le transistormètre 302A de ITT METRIX

Cet appareil est d'une utilisation plus large mais assure des mesures moins précises que l'appareil précédent.

On peut mesurer le gain statique des transistors courants (plusieurs bouchons disponibles) et contrôler les diodes, y compris les diodes zener jusqu'à 22 volts. La gamme des courants collecteur va de 1 mA à 1 A, les gains jusqu'à 300 (précision 5 %). La puissance est limitée à 2 watts. L'alimentation se fait à partir du réseau.

J.C.
(à suivre)

ERRATUM

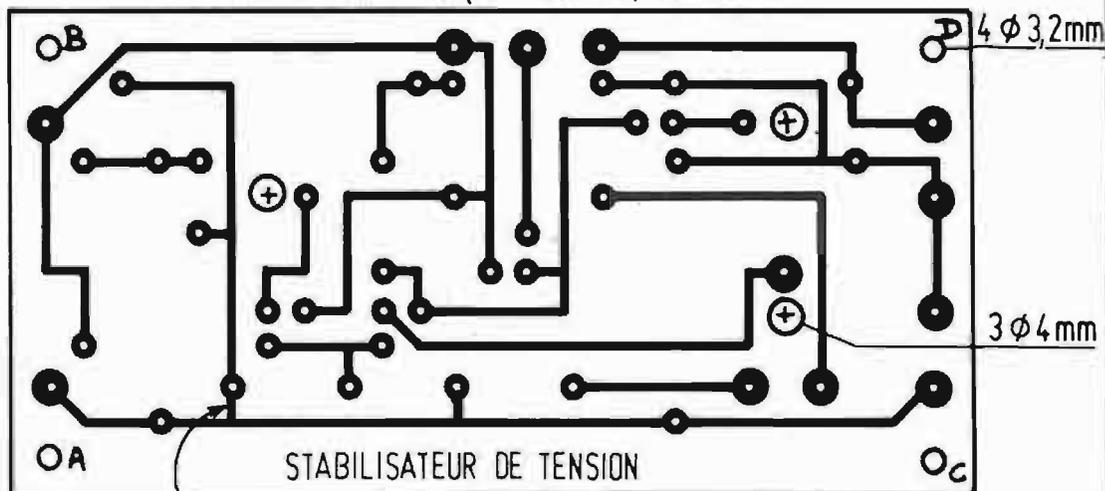
cf : Le Laboratoire de l'amateur électronique. 6/ Les alimentations de laboratoire).

A la suite d'une erreur de transcription, une connexion a été

oubliée sur le dessin du circuit imprimé de la figure 11a, page 111 du numéro 1463 de la revue. Un de nos lecteur perspicace nous a signalé cette oubli qui empêche

d'obtenir une régulation correcte. Nous prions nos lecteurs de bien vouloir nous en excuser, et se reporter au dessin correct ci-dessous :

CARTE IMPRIMÉE (COTÉ CUIVRE) 65x130mm



Connexion oubliée

Nota :

Certaines abréviations ou expressions citées dans le texte ont pu paraître mystérieuses à quelques lecteurs profanes. Nous conseillons vivement à ceux-ci de s'initier à la technique et aux applications des semi-conducteurs. Ils trouveront, auprès de leur librairie technique habituel, une grande quantité d'ouvrages de base qu'ils pourront consulter avec profit car la construction et l'utilisation des appareils que nous citons ou décrivons ne peut se faire valablement sans quelques connaissances élémentaires.

BIBLIOGRAPHIE

CONSTRUISEZ VOS ALIMENTATIONS

J.-C. ROUSSEZ

L'ÉLECTRONICIEN désirant réaliser un montage de type quelconque, du plus simple au plus compliqué, se heurte souvent au problème de son alimentation. Etant donné l'infinie variété des tensions et courants exigés par les montages, le technicien se doit de connaître tous les problèmes posés par leur alimentation et surtout les moyens de les résoudre. Les lignes directrices de cet ouvrage ont été la clarté et l'esprit pratique.

Les éléments entrant dans une alimentation ont été tout d'abord analysés dans une première partie où l'on pourra trouver des méthodes simples et rapides de calcul faisant surtout appel à des coefficients « passe-partout » et à des tableaux standards.

La seconde partie est une succession d'exemples pratiques d'alimentation régulées ou non. Les composants électroniques

utilisés dans ces réalisations sont le plus souvent choisis parmi ceux que le particulier peut se procurer aisément dans le commerce. La partie « réalisation pratique » de ces montages n'a pas été négligée et l'on trouvera pour chacun d'eux un schéma de câblage ou un circuit imprimé à l'échelle 1.

PRINCIPAUX CHAPITRES

I. Analyse et conseils :

- le transformateur ;
- le redressement ;
- le filtrage ;
- les autres éléments ;
- la dissipation de chaleur ;
- qu'est-ce qu'une alimentation régulée ?

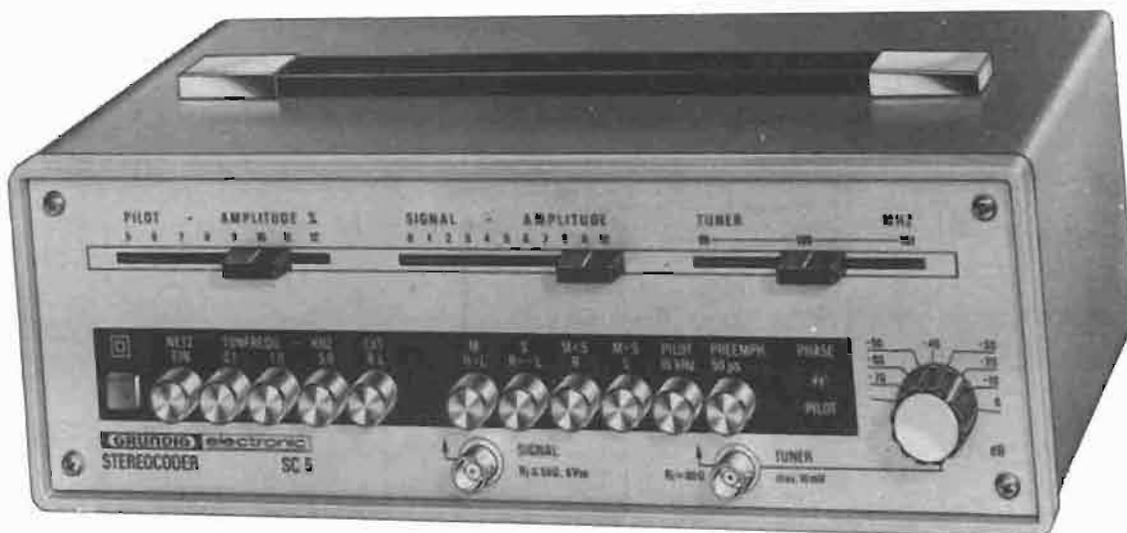
II. Montages pratiques ;

III. Montages pratiques : alimentations régulées :

En vente à la
Librairie Parisienne
de la Radio

43, rue de Dunkerque
75010 PARIS

le générateur codé - stéréo



GRUNDIG - SC 5

LE générateur codé stéréo est le seul instrument de mesure qui permette de mettre en évidence le bon réglage d'un décodeur stéréo sur un tuner FM. L'appareil permet de vérifier la bonne séparation des canaux droit et gauche, de vérifier de quelle façon l'influence de l'amplitude du signal pilote à 19 kHz permet le décodage, et en outre peut déterminer les performances globales d'un tuner. A ce titre, il mérite une place comparable à l'oscilloscope et au générateur

basse fréquence dans les laboratoires de maintenance pour matériels HIFI.

Le générateur SC5 Grundig remplit ces fonctions, avec en outre la possibilité d'une modulation quelconque, platine tourne disque ou magnétophone, amplificateur, et permet de rayonner un signal HF modulé, de façon à transmettre un programme test pour les tuners.

L'appareil est transistorisé, son faible encombrement permet de

l'installer sans difficulté dans le laboratoire. Ses caractéristiques sont bonnes et son rapport qualité/prix intéressant.

CARACTÉRISTIQUES

Signal délivré : multiplex pour l'injection sur le décodeur, ou modulé sur porteuse HF.

Signal HF : 99 - 101 MHz réglable.

Excursion : ± 75 kHz pour 10% de signal pilote.

Tension de sortie HF : 50 mV

$\pm 1,5$ dB pour la plage 99 - 101 MHz.

Distorsion : $< 1\%$

Atténuateur : 0 à -70 dB en variation continue.

Impédance de sortie : 60 Ω sur prise BNC.

Signal multiplex : mono, stéréo seul, signal multiplex G + 19 kHz, signal multiplex D + 19 kHz, stéréo complet G + D + 19 kHz en modulation interne.

Pilote : 19 kHz ± 1 Hz stabilisé par quartz, injecté ou coupé au choix.

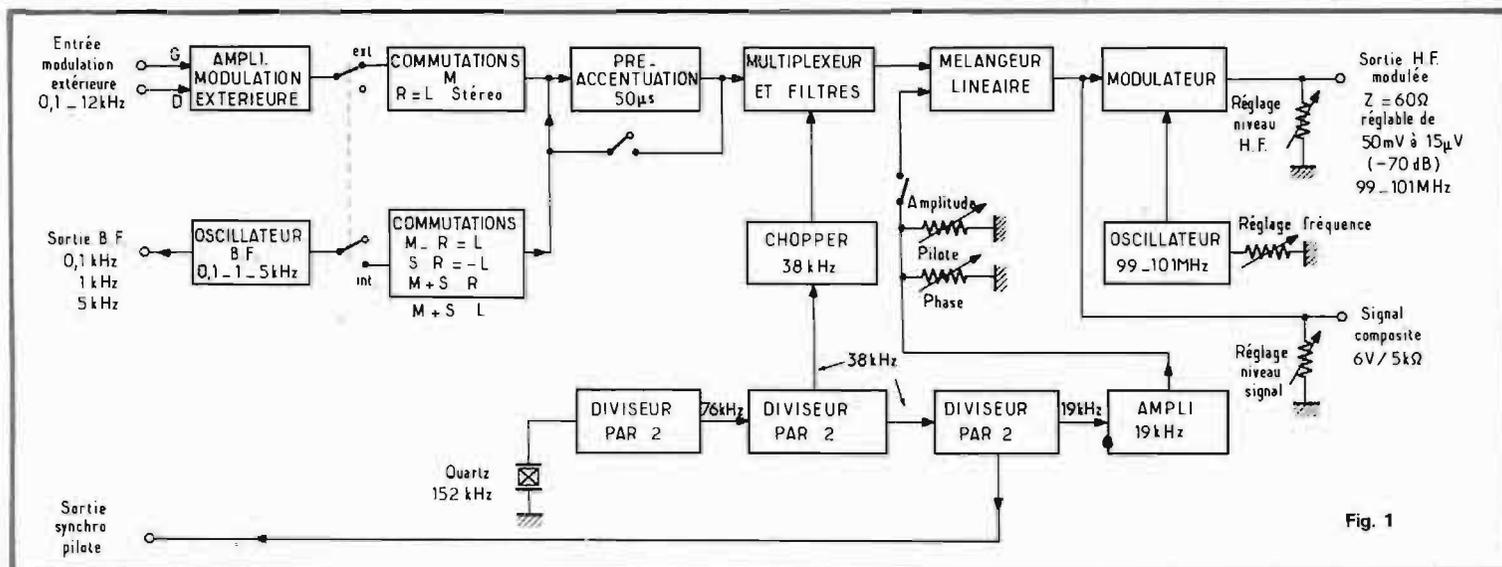
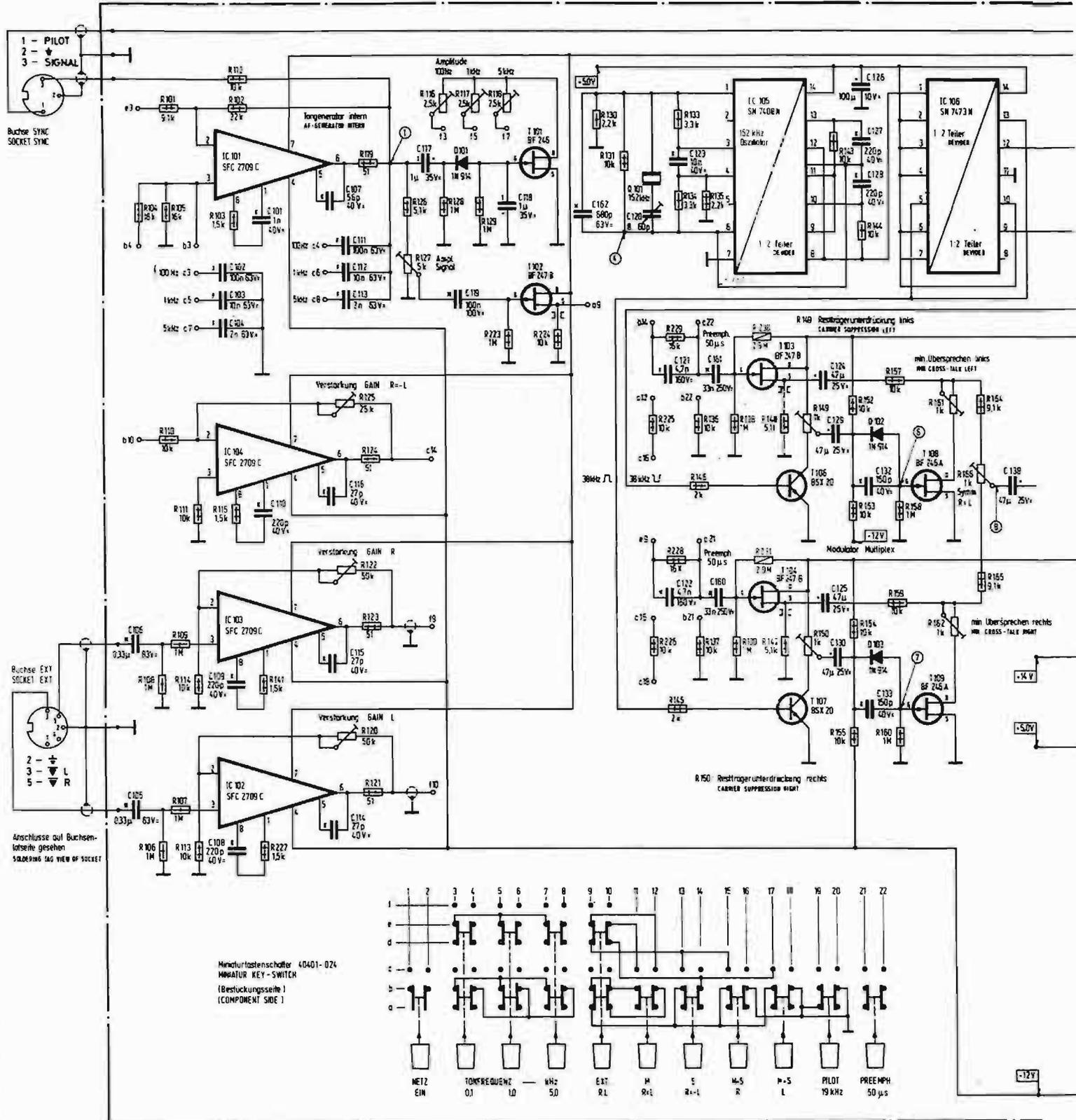


Fig. 1



Niveau pilote : 0 à 12 % de l'excursion totale de ± 75 kHz.
 Réglage de la phase pilote : ± 45 degrés.
 Modulation : interne à 100 Hz,

1 kHz, 5 kHz avec une distorsion $< 0,5$ % ; externe, de 0,1 à 12 kHz ± 1 dB de 0,1 à 5 kHz.
 Préaccentuation : $50 \mu s$ commutable.

Séparation des canaux : G/D : > 50 dB à 1 kHz ; > 40 dB de 0,5 à 6,3 kHz.
 Suppression de la sous porteuse : > 40 dB.

Intermodulation : entre signal BF et 9 ou 38 kHz, > 50 dB.
 Distorsion de modulation : < 1 %.
 Tension de sortie : continue.

veau de sortie pour 10% de variation réseau.

Coefficient de température : maximum 0,5% °C, entre 0 et 40 °C.

Alimentation : 110, 220 V, 40 - 60 Hz, avec une consommation de 15 VA

Encombrement : 300 x 112,5 x 176 mm, pour un poids de 3,25 kg.

PRÉSENTATION

Le stéréocodeur SC5 est présenté dans un coffret plat, d'encombrement réduit muni d'une poignée de transport. En haut de la face avant, trois potentiomètres à déplacement linéaire ajustent respectivement de gauche à droite, l'amplitude du signal pilote entre 0 et 12 %, le niveau du signal composite et la fréquence de l'oscillateur modulé entre 99 et 101 MHz.

Deux séries de touches permettent la commutation des différentes fonctions : le jeu de gauche, outre la mise en route permet le choix entre les trois fréquences internes à 100 Hz - 1 kHz - 5 kHz, ou la modulation extérieure ; le jeu de droite sélectionne le type de modulation. Nous avons le signal mono G + D, le signal stéréo complet ou sans pilote, le signal stéréo gauche, le signal stéréo droit, avec ou sans préaccentuation à 50 μ s, ou encore le pilote seul.

Si l'on désire utiliser un signal extérieur comportant des fréquences canal droit-canal gauche différentes ou seules, différentes possibilités sont offertes, selon les touches enclenchées. Le signal extérieur peut provenir soit de générateurs BF, soit d'une table de lecture tourne disque ou magnétophone. Le signal composite sélectionné est disponible sur la fiche BNC centrale, il est de niveau très largement suffisant (6 V c. à c.) pour l'attaque d'un décodeur.

La seconde prise BNC sert à l'attaque des circuits d'antenne d'un tuner, ou encore d'un fil rayonnant ce signal si l'on désire réaliser la liaison sans fil. Le niveau de sortie de la HF modulée est ajustable à l'aide de l'atténuateur blindé gradué de 0 à - 70 dB. L'impédance de cette sortie est de 60 Ω , déterminée selon les normes DIN. Pour l'attaque des circuits d'antenne 75 Ω , la désadaptation d'impédance ne présente pas de caractère critique, car le SC5 n'est pas destiné aux mesures de sensibilité. Un balun est

toutefois fourni sur demande, réf. SU624D.

Un trimer disposé sur la face avant permet le calage de la phase du pilote, celle-ci est ajustée en usine mais peut être retouchée ultérieurement.

Deux prises DIN trois et cinq broches sont installées à l'arrière, la première délivre les signaux de synchronisation pour l'examen à l'oscilloscope, en signal BF et en signal pilote, la seconde permet d'introduire les signaux de modulation extérieure dans l'appareil.

La réalisation est très soignée, les divers composants sont de qualité. Le constructeur a utilisé des composants classiques et intégrés, les circuits HF étant soigneusement blindés, y compris l'atténuateur potentiométrique. Enfin, les trois tensions d'alimentation sont régulées électroniquement avec un taux de régulation très voisin de 0,1%.

EXAMEN DU SCHEMA

L'agencement des circuits est indiqué dans les schémas synoptique fig. 1 et détaillé fig. 2.

L'oscillateur basse fréquence emploie un ampli opérationnel IC 101 et le transistor fet T101. Les trois fréquences de travail sont obtenues par commutation des réseaux associés.

Lorsque les signaux extérieurs sont utilisés, ils sont amplifiés sur chaque voie par IC103 et IC102.

Le mélange des signaux est obtenu dans T102 et IC104 selon le mode de travail choisi (mono, stéréo, etc.), puis après préaccentuation éventuelle des fréquences élevées, ils sont injectés dans le multiplexeur pour être mélangés à la sous porteuse à 38 kHz. Le mélange s'effectue dans T103 et T104, conduisant alternativement au rythme du 38 kHz injecté sur les bases de T106 et T107 généré par ailleurs, et nous obtenons un signal double bande sans porteuse, pouvant s'entendre entre 23 et 53 kHz.

Un filtre passe-bas à plusieurs cellules élimine toute trace des fréquences supérieures à 53 kHz.

Le mélangeur linéaire reçoit ensuite le signal sélectionné et le signal pilote, sur la porte de T113, puis, après amplification par la chaîne T114 - T117, il atteint la sortie signal où il est dosé en amplitude. Une seconde fraction du signal est également prélevée sur l'émetteur de T117, aux bornes de R192, pour être injectée sur

l'oscillateur HF T301 et modulée par action sur la diode varicap D301.

Les signaux à 19 et 38 kHz sont générés à partir d'un quartz travaillant sur 152 kHz. Ce dernier est couplé à l'oscillateur diviseur par deux, IC105, puis successivement divisé par deux pour obtenir 38 kHz et une dernière fois par deux pour se trouver sur la fréquence pilote à 19 kHz dans IC106. On prélève ces deux signaux, le 38 kHz est dirigé sur le chopper, le 19 kHz est amplifié par T105, filtré, puis il subit une amplification finale par T110 - T112 avant d'être ajusté pour être injecté dans le modulateur linéaire.

La section des alimentations stabilisées est à trois sorties, délivrant respectivement + 14V, + 5V et - 12V.

MESURES

La tension de sortie multiplexée a été analysée très complètement. La séparation des canaux est en particulier difficile à déterminer avec précision lorsqu'elle dépasse 40 dB. Cette mesure est réalisée à l'aide d'un oscilloscope, en comparant deux amplitudes sur le signal simultanément. Lorsque l'une est de 100 mm, et l'autre de l'ordre de 1 mm, le rapport de 100 correspond à 40 dB. Mais pour apprécier mieux que 0,5 mm, soit l'épaisseur de la trace de balayage, nous avons renoncé et indiquons que 45 dB est la limite de nos possibilités actuelles pour l'appréciation en sortie d'un générateur stéréo. Par contre, en sortie de décodeur, comme on analyse les deux voies séparément, cette limite peut être repoussée vers 60 - 70 dB.

A 1 kHz, la séparation est > 45 dB canal D/G ou G/D. Elle reste de > 40 dB de 500 Hz à 6 kHz et tombe à 32 dB à 100 Hz. Selon l'amplitude du signal de sortie, la séparation peut se dégrader quelque peu, et il est conseillé de ne pas dépasser 5 V c. à c. pour conserver les valeurs relevées plus haut.

A l'aide d'un amplificateur sélectif nous avons pu relever la distorsion du signal basse fréquence. Elle reste comprise entre 0,4 et 0,6 % en interne ou externe. Dans ce dernier cas, il est souhaitable d'utiliser un générateur BF affecté d'une distorsion harmonique plus faible que celle du SC5.

La stabilité du pilote est celle indiquée, nous avons mesuré 19.000 Hz \pm 1 Hz, ce qui correspond à la précision du fréquence-mètre, \pm 1 digit.

Le signal HF modulé peut être ajusté sur un peu plus de 2 MHz, de 98,655 MHz à 101,17 MHz. Le niveau de sortie maximal atteint 58 mV eff sur 60 Ω .

Nous avons sans difficulté employé les signaux de synchronisation et transformé le SC5 en émetteur, en le couplant à une platine tourne disque suivie d'un amplificateur, le signal étant prélevé sur la sortie magnétophone. A l'aide d'un simple fil de un mètre, le champ rayonné permet le test sans fil jusqu'à une quinzaine de mètres du générateur.

CONCLUSION

Le générateur SC5 permet de régler dans de très bonnes conditions les tuners FM. Toutes les opérations peuvent être réalisées, équilibrage des canaux, repérage de ceux-ci, réglage et mesure de la diaphonie, ajustage de l'accord de l'amplificateur 19 kHz du décodeur, mesure de la distorsion harmonique, mesure de l'intermodulation entre sous porteuse ou pilote et signal basse fréquence, ou encore emploi en émetteur FM.

La conception de l'appareil est bonne, sa réalisation est soignée, et son rapport qualité/prix intéressant.

J.B.

PROGRÈS ET TRANSFORMATIONS DES RÉDUCTEURS DE BRUITS

L'AMÉLIORATION des résultats obtenus avec les magnétophones et, en général, les appareils électro-acoustiques, en particulier les électrophones, la suppression des distorsions, la réduction des bruits de fonds et des bruits parasites de toutes sortes, constituent toujours des problèmes essentiels de la technique électro-acoustique.

Dans des articles précédents, nous avons étudié les régulateurs automatiques, ou limiteurs du niveau d'enregistrement, qui permettent d'éviter la saturation et la distorsion et d'améliorer souvent déjà la dynamique, ou intervalle de puissance, et par suite, de réduire déjà les bruits de fond.

Mais ces appareils ne suffisent pas, évidemment, dans tous les cas, et, en particulier, lorsqu'il s'agit d'appareils à cassettes, à réduire les bruits de fond dans des conditions suffisantes. C'est pourquoi, on fait appel désormais à des dispositifs destinés spécialement à cet usage, les **réducteurs de bruit de souffle** de différents modèles plus ou moins complexes.

Les magnétophones, nous le savons, peuvent présenter des bruits de souffle et de fond variant suivant leur construction, le type de bande magnétique utilisée, la vitesse de défilement de la bande, et la hauteur des pistes. Ces bruits sont d'autant plus à craindre que la vitesse est plus réduite et la largeur des pistes plus étroite, c'est pourquoi le problème de la réduction du bruit de fond s'est spécialement posé pour les appareils à cassettes.

Initialement, ces appareils ont été conçus, rappelons-le, pour reproduire spécialement la parole. Les constructeurs voulaient les employer dans les machines à dicter, mais bientôt on a voulu s'en servir pour écouter de la musique.

Il a donc fallu améliorer leurs performances et, désormais, les magnétophones atteignent aussi les normes de la haute fidélité.

Ce résultat était possible grâce à deux perfectionnements essentiels déjà signalés précédemment : le premier est relatif à la matière magnétique déposée sur la bande, à l'emploi d'oxyde de cobalt et surtout de bi-oxyde de chrome, ce qui permet des enregistrements à un niveau beaucoup plus élevé. Sur les magnétophones récents conçus pour les bandes à oxyde de fer à haut niveau, le progrès est déjà sensible ; il est encore plus grand avec les magnétophones utilisant les bandes au bi-oxyde de chrome et dotés d'un dispositif correspondant de réglage de la polarisation ultra-sonore, problème étudié dans un article précédent.

La seconde amélioration tient à la diminution du souffle, surtout sensible pendant les périodes de faible modulation et de niveau sonore réduit caractérisé essentiellement par un bruit désagréable dans l'aigu. On a mis au point pour l'éviter des dispositifs de principes divers plus ou moins complexes ; mais, d'abord, serait-il sans doute nécessaire d'étudier comment on peut, en quelque sorte, déjà diminuer, si possible, le niveau de ces bruits, avant d'avoir recours aux appareils réducteurs.

LA DIMINUTION PRATIQUE DU BRUIT DE FOND

Le phénomène du souffle provient, sans doute, essentiellement, d'un défaut d'alignement des petits aimants de la piste enregistrée sur la bande ; mais le niveau des bruits constatés avec le magnétophone varie considéra-

blement, en fait, suivant la construction de l'appareil et ses caractéristiques, et même son état de fonctionnement, car il peut y avoir des causes accessoires : électriques, électroniques, et mécaniques.

En général, plus la machine est perfectionnée et coûteuse, plus le niveau du bruit est réduit. La qualité des bandes magnétiques est évidemment essentielle et toutes les bandes comportant un enduit

magnétique de même catégorie ne donnent évidemment pas les mêmes résultats, car leur qualité varie suivant les marques, sinon suivant les prix.

La première précaution à prendre pour essayer de réduire les bruits consiste, sans doute, à localiser leurs causes, c'est-à-dire leur mode d'introduction dans le système, soit sur la bande magnétique et au moment de l'enregistrement, soit dans les circuits de lec-

infra

tournez la page

infra

infra

vous informe

infra

infra

infra

infra

ture. Souvent une légère augmentation des bruits de différentes catégories peut déterminer un niveau total gênant.

Puisque les bruits dus à la bande magnétique varient suivant le groupement ou l'orientation des particules magnétiques, les bandes utilisées pour assurer un enregistrement de qualité doivent être contrôlées avec un magnétophone de qualité éprouvée et, de préférence, en étudiant les résultats obtenus avec des écouteurs téléphoniques. Pour effectuer ce contrôle, il suffit de placer sur la machine la bande magnétique non modulée ou effacée, en plaçant le bouton ou le curseur de volume sonore et de tonalité dans la position médiane.

Un amas de particules magnétiques peut se produire sur la face avant ou arrière de la bande et déterminer la production de bruits, une irrégularité excessive de l'épaisseur de l'enduit ou des quantités gênantes de matières étrangères peuvent évidemment augmenter les bruits jusqu'à un niveau intolérable.

Ce phénomène se produit très rarement et ne peut évidemment avoir lieu que sur des machines mal entretenues. Pendant l'enregistrement ou la lecture, si les têtes, les guides, les patins presseurs sont recouverts d'un résidu de déchets accumulés, qui ensuite exerce une pression sur la face enduite de la bande, le remède évident consiste dans un nettoyage des surfaces de la manière bien connue avec une petite brosse douce et un solvant. Il existe, on le sait, des bandes de feutre de nettoyage très pratiques en bobines ou en cassettes qu'il suffit de placer sur la machine, et de faire défiler de la manière habituelle.

Le niveau des bruits sur les bandes augmente généralement avec le vieillissement, mais d'une manière plus ou moins gênante, lorsque quelques particules sont plus ou moins arrachées à la surface de l'enduit par suite d'un dé-

faut de fabrication de la bande ou d'un défaut du système de défilement. Une pression trop forte des patins presseurs, ou des têtes magnétiques usées risquent d'endommager la bande par suite de l'abrasion.

Examinons ainsi toutes les pièces du magnétophone en contact avec la bande, à intervalles réguliers, nettoyons-les et remplaçons-les si elles sont trop usées. Pour cette vérification, utilisons une loupe d'un grossissement de l'ordre de 5.

Une bande devenue la source de bruits après avoir été usée après de nombreuses lectures peut être, de nouveau, enregistrée en utilisant des dispositifs réducteurs de bruits convenables et même des filtres, pour réduire les bruits entre la source sonore et l'entrée de l'enregistreur. Il existe, d'ailleurs, désormais, des amplificateurs pour magnétophones ou électrophones qui comportent une touche de réduction de ce genre de bruits (scratch).

LES ESSAIS DE LECTURE

Si les bandes magnétiques de qualité donnent des résultats insuffisants avec des bruits de souffle ou des parasites gênants, les bruits sont dus à la machine elle-même, et un essai de lecture permet souvent une première localisation.

Si le magnétophone est encore équipé de tubes, l'appareil doit être chauffé pendant environ dix minutes avec la commande d'entraînement disposée pour la marche avant, mais sans placer de bande sur la machine. Même s'il s'agit d'un magnétophone à transistors, il est bon de mettre en marche l'appareil un certain temps pour échauffer les moteurs, surtout sur les modèles à deux ou trois moteurs.

Les bruits de caractère mécanique ou électrique qui se produisent à ce moment ne peuvent évi-

demment être dus à la bande magnétique elle-même, à la tête magnétique qui, d'habitude, appuie sur cette bande, ou à la présence de la bande sur la machine. Certains bruits mécaniques peuvent cependant, tout d'abord, prendre naissance par suite de la présence de la bobine ou de la cassette sur les dispositifs d'entraînement.

Plaçons le contacteur de commande d'entraînement à la position arrêt et rebobinons ensuite, pour localiser, si possible, ces bruits mécaniques. Il est bon aussi d'incliner la machine au cours des essais pour la même raison.

Le dispositif de contrôle de volume peut être utile pour la vérification des bruits de caractère électrique ou électronique. Les signaux parasites pénétrant dans le montage avant le contrôleur de volume sonore peuvent être localisés, puisque leur niveau varie sous l'action de ce contrôleur de volume.

Spécialement dans les appareils à tubes, le ronflement provenant de l'alimentation peut ainsi varier légèrement lorsqu'on modifie le réglage du volume-contrôle. La plupart des bruits du montage provenant d'éléments précédant le contrôleur de volume proviennent d'éléments de liaison du préamplificateur et spécialement des résistances, même dans les montages à transistors. La recherche est évidemment plus difficile avec les montages imprimés, si non intégrés, qui exigent un remplacement complet.

La vérification est effectuée essentiellement en augmentant le volume sonore et en écoutant, de préférence avec des écouteurs téléphoniques. Les défauts mécaniques sont généralement décelés par un contrôle visuel. Les bruits électriques résultent à la fois des défauts de la bande et de la tête. On peut les contrôler, vérifier les têtes, les démagnétiser, s'il y a lieu, vérifier les connexions et les contacts.

Une autre cause qui contribue

parfois à déterminer des bruits parasites est beaucoup plus répandue qu'on ne le croit sur de nombreux appareils. Elle consiste dans des défauts de contact du contacteur, de plus en plus complexe au fur et à mesure de la simplification apparente des manœuvres de commande.

En reliant les contacts directement par un « cavalier » sans passer par le contacteur, on peut fermer complètement le circuit ce qui doit réduire le niveau des bruits. Si une paire de contacts défectueux est responsable, il existe des produits lubrifiants spéciaux très efficaces qui donnent souvent de bons résultats.

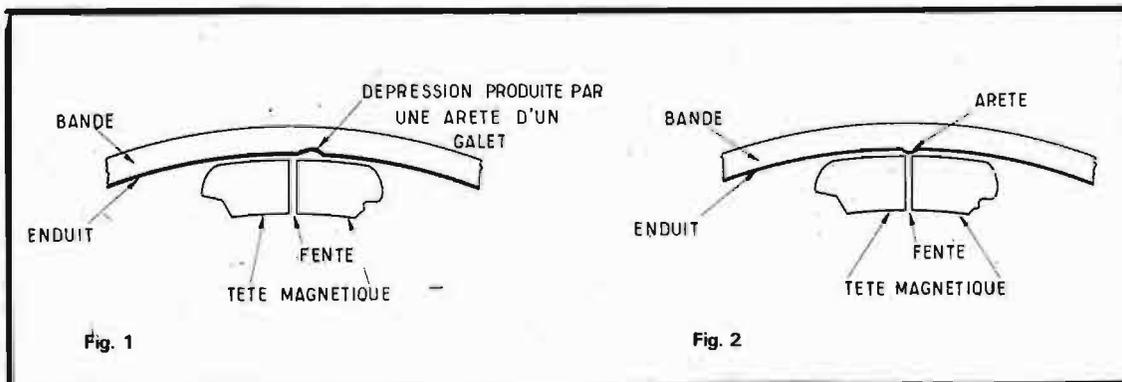
Pour obtenir un résultat permanent et sûr, on vérifie l'état des lames de contact et on les redresse, s'il y a lieu, avec des pinces à becs longs, puis on applique le lubrifiant spécial.

Des bruits mécaniques peuvent être dus, évidemment, à des défauts du système d'entraînement : relâchement des courroies, lames du ventilateur du moteur faussée, parties aplaties des courroies ou des poulies, paliers usés, galets d'entraînement caoutchoutés présentant une excentricité. L'écoute au moyen d'un stéthoscope formé par un tube de caoutchouc permet de localiser facilement le son parasite sur une surface particulière de l'appareil.

LES ESSAIS D'ENREGISTREMENT

Des essais du même genre peuvent être effectués en plaçant le bouton ou le levier de commande « de fonction » sur la position « enregistrement » (Record). L'essai est effectué à l'arrêt, sans placer de bandes magnétiques sur la machine ; le signal de sortie est contrôlé au moyen d'écouteurs téléphoniques.

Un microphone est relié à l'entrée, et le niveau d'enregistrement est temporairement réglé. Ensuite le microphone est enlevé pour l'essai d'écoute à ce niveau et un bruit de fond excessif peut être mis en évidence. Mais il peut y avoir des appareils perfectionnés et un amplificateur séparé pour l'enregistrement et un autre pour la reproduction, ce qui permet le contrôle direct, immédiat, de l'enregistrement. S'il en est ainsi, le contrôle du niveau d'enregistrement permet une sélection entre les deux éléments qui peuvent être contrôlés séparément.



Si un seul amplificateur est utilisé pour l'enregistrement et la lecture, la vérification est plus simple de la manière indiquée précédemment. Si la tête d'enregistrement est séparée de la tête de lecture, elle peut produire un bruit parasite distinct ; il convient donc, dans ce cas, de vérifier l'état de surface et son usure.

Un niveau de polarisation défectueux peut être dû à un défaut de montage ; il convient donc de contrôler le niveau de sortie de l'oscillateur, et la polarisation appliquée à la tête, bien entendu, s'il y a lieu, pour les deux réglages prévus : l'un pour les bandes à oxyde de fer ou au cobalt et l'autre pour les bandes au bi-oxyde de chrome.

LES BRUITS INSCRITS SUR LA BANDE

Les bruits mécaniques et magnétiques enregistrés et imprimés, en quelque sorte, sur la bande, qui s'ajoutent aux bruits possibles inhérents à la bande elle-même, peuvent être encore dus aux défauts de magnétophone ; même si le déplacement de la bande est normal.

L'usure de la bande peut être due à un arrachement plus ou moins accentué de l'enduit magnétique déterminant des dépressions de cet enduit, telles que celles qui sont déterminées par l'insertion dans la surface d'un simple poil ou d'un cheveu. Le résultat d'une telle abrasion mécanique est une modification de la distribution uniforme normale de l'enduit avec un niveau de bruit résiduel élevé. En raison de la na-

ture flexible de la bande, une abrasion excessive de la face arrière augmente le bruit de fond.

Une arête ou une dépression du cabestan comprime également la bande magnétique sous l'action du galet presseur ; des particules dures ou des patins-presseurs usés déterminent des abrasions analogues de la bande.

L'abrasion produite par une pièce fixe apparaît sous la forme de rayures uniformes lorsqu'on contrôle la surface de la bande avec un grossissement optique de l'ordre de dix fois. Les éléments rotatifs produisent des défauts périodiques.

Une arête en relief plus ou moins épaisse produit un contact direct entre la surface active et la fente magnétique, mais avec un écart plus grand que la normale immédiatement avant et après le passage des aspérités. Certains cabestans et galets déterminent l'impression de sorte de tracés en creux ou en relief ; le contrôle de la bande avec un faible degré d'amplification suffit pour vérifier ce défaut (fig. 1 et 2).

Des impressions magnétiques parasites se produisent assez souvent, mais elles ne sont pas visibles directement, comme les défauts mécaniques. Deux sortes de ces inscriptions magnétiques parasites peuvent se produire, et il en est de même comme nous l'avons vu, pour les défauts mécaniques. Des défauts répétitifs se produisant à intervalles réguliers sont dus à une pièce rotative, des défauts continus proviennent d'une magnétisation permanente.

Le type continu d'inscription

magnétique provient de la magnétisation de la bande avec une polarité constante qui produit une polarisation magnétique en courant continu et, par suite, détermine un bruit au moment de la lecture. Cette polarisation est due au passage de la bande sur un élément magnétisé quelconque : une tête magnétisée, un patin-presseur, une pièce métallique, ou un couvercle métallique contre la poussière.

Une simple boussole à aiguille aimantée constitue l'appareil le plus simple et le plus sensible pour contrôler de tels défauts. Le remède bien connu consiste à démagnétiser la pièce aimantée avec un bobinage parcouru par un courant alternatif ; bien entendu n'utilisons pas un aimant puissant à la place de notre petite boussole, pour contrôler une tête magnétique, le contrôle serait plus dangereux qu'utile ! (fig. 3 et 4).

De même, la production d'une surface magnétisée gênante sur un cabestan peut être décelée aussi facilement au moyen d'une boussole comme on le voit sur la figure 3. La présence d'un élément magnétisé produit une poussée sur l'aiguille de la boussole elle-même ; le même côté de l'aiguille aimantée est attiré vers la pièce aimantée, même si la machine entière est tournée d'un demi-tour.

Ce contrôle est nécessaire, puisque tout matériau magnétique produit une déviation de l'aiguille du compas, mais un aimant attire l'extrémité et repousse l'autre ; la rotation indique quelle est la partie attirée.

On voit, de même, sur la figure 4, le contrôle d'un élément magnétisé sur un plateau d'entraîne-

ment de la bobine. La présence d'une pièce magnétisée peut avoir une action sur plusieurs spires de la bande en bobine ; il en résulte une augmentation de la polarisation continue à intervalles réguliers sur la bande, et la production de bruits de fond à haut niveau en ces points.

Puisque l'effet magnétique est enregistré sur la bande, l'enregistrement lui-même peut avoir une action sur les couches adjacentes de la bande magnétique enroulées sur une bobine. Ce phénomène constitue, nous l'avons noté, « l'effet d'écho », il se produit uniquement sur certaines bandes, et avec des enregistrements à très haut niveau, comme on le voit sur la figure 5.

Un rebobinage moins serré permet de mieux séparer les couches individuelles, mais la véritable cause est ainsi l'enregistrement à niveau très élevé. Cet enregistrement à niveau très élevé augmente, en effet, l'intensité magnétique des aimants individuels de l'enduit.

L'EFFACEMENT INCOMPLET

Le dispositif d'effacement du magnétophone doit effacer les enregistrements précédents et assurer une orientation irrégulière des aimants individuels de l'enduit magnétique sans alignement. Lorsque l'effacement est incomplet, des parties de l'enregistrement précédent peuvent subsister et se superposer ainsi au nouveau.

Pour le vérifier, une bande ancienne de ce genre enregistrée sur la machine doit être placée sur

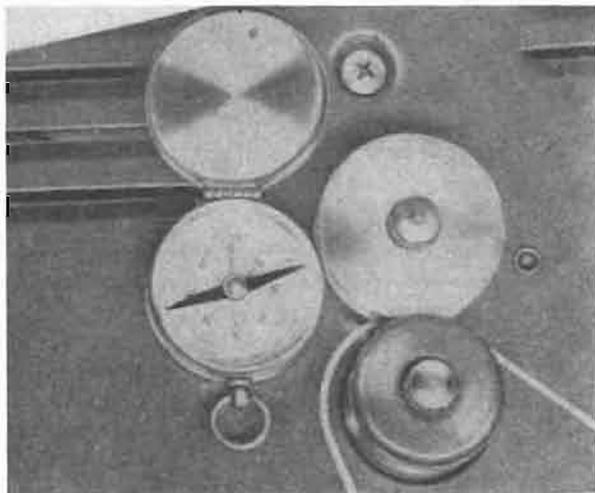


Fig. 3

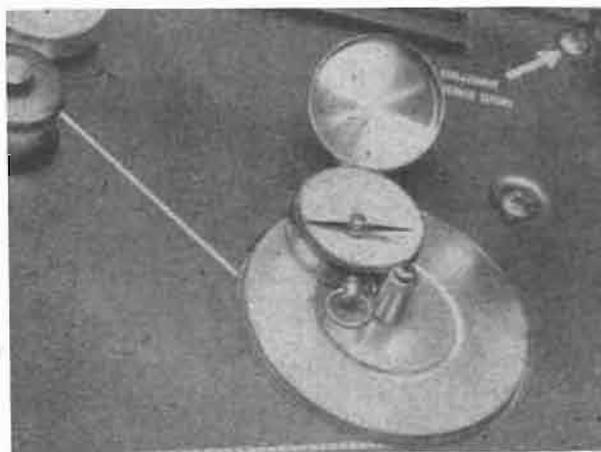


Fig. 4

l'appareil dans la position « enregistrement », mais avec le microphone, ou toute autre source d'entrée déconnectée. Pour contrôler si l'effacement est bien effectué, la bande est rebobinée, et la partie supposée effacée est reproduite. Avec le contrôleur de volume sonore réglé sur la position maximale, l'effacement incomplet est mis en évidence par la reproduction superposée à niveau plus ou moins gênant de l'enregistrement précédent.

Des guides de bandes usées ou desserrées peuvent aussi permettre à la bande enregistrée de se déplacer verticalement, ce qui n'aurait pas de graves inconvénients pour une machine à une seule piste, mais dans les appareils à deux pistes ou encore à quatre pistes, ce déplacement permet à une partie d'une seconde piste d'être effacée pendant qu'on enregistre la première. Le remède consiste dans un remplacement ou un resserrage des guides : le défaut mécanique est contrôlé par une inspection visuelle directe.

Un court-circuit partiel magnétique de la tête d'effacement peut encore permettre un effacement complet de l'ancien enregistrement, mais augmente le niveau du bruit de fond. Le phénomène est dû à la modification de la polarisation dans la partie enregistrée de la tête combinée, et on voit sur la figure 6 un tel phénomène pour une tête combinée.

Un changement de la réductance de la fente d'effacement peut transformer le mélange du flux magnétique avec le flux d'enregistrement dans la tête d'enregistrement. Même si la tête d'effacement est entièrement séparée de la tête d'enregistrement, un court-circuit magnétique partiel change la polarisation de la tête d'enregistrement.

Les courants de polarisation et d'effacement sont produits, en fait, par le même oscillateur. La cause la plus fréquente d'un court-circuit partiel de ce genre est une accumulation d'oxyde magnétique arraché à la bande qui se produit dans la fente. Le remède consiste évidemment à nettoyer la fente régulièrement et à la vérifier à intervalles réguliers.

N'oublions pas, évidemment, les risques de bruits microphoniques dus au rapprochement du microphone et du magnétophone, les vibrations possibles du moteur. Le remède le plus simple consiste à maintenir le microphone éloigné de tout contact direct avec le boîtier, la table, la chaise,

etc, sur lequel le magnétophone est placé. Une distance suffisante doit toujours être maintenue, s'il y a lieu, pour éviter l'enregistrement de tout bruit acoustique gênant d'origine intérieure ou extérieure : courroie, poulie, moteur, etc.

LES RÉDUCTEURS DE BRUITS

Ces précautions sont utiles, mais elles sont évidemment insuffisantes dans beaucoup de cas, spécialement sur les appareils à cassettes, pour supprimer presque entièrement les bruits de souffle. Malgré les progrès des bandes magnétiques, des têtes magnétiques à fentes étroites, des montages électroniques à faible bruit, les appareils à cassettes ordinaires ont encore souvent un rapport signal/bruit relativement peu satisfaisant, comparé à celui des bons magnétophones à bobines ou des disques phonographiques.

Le problème est fondamental, la piste magnétique étroite, de l'ordre de 5/10 mm limite sévèrement l'énergie qui peut être stockée sur la bande et, par suite, la tension du signal de lecture est faible. Les considérations théoriques et pratiques limitent le niveau des bruits sur la bande et les circuits électroniques, puisque le rapport signal/bruit est nécessairement plus faible que celui des enregistreurs à bobines comportant des pistes magnétiques plus larges et, la plupart du temps, une vitesse de défilement plus élevée.

Le bruit audible le plus gênant est le bruit de souffle irrégulier surtout accentué, nous l'avons noté, sur les fréquences les plus élevées. On peut, sans doute, sur les appareils bon marché, utiliser un filtre passe-bas ou un réglage de tonalité atténuant les niveaux

de sortie au-dessus d'une certaine fréquence, qui est habituellement de 3 à 7 kHz, mais presque inévitablement, on supprime ainsi une certaine partie des signaux musicaux à fréquence élevée, ce qui est inacceptable pour les applications à haute fidélité. Cependant il est devenu possible désormais de réduire les bruits et d'améliorer efficacement le rapport signal/bruit sans affecter la reproduction des signaux musicaux à fréquence élevée d'une façon gênante.

Deux techniques de base ont été utilisées successivement. Elles sont encore employées dans deux catégories d'appareils distincts. Dans les systèmes à extrémité ouverte, la réduction du bruit est effectuée entièrement au moment de la lecture et n'exige aucun traitement spécial de l'enregistrement transmis ou reproduit. Les dispositifs correspondants sont simplifiés et présentent le grand avantage d'être compatibles, c'est-à-dire de pouvoir être appliqués en utilisant des appareils quelconques, et reproduisant des enregistrements déjà effectués sur des appareils ordinaires. Ils ont l'inconvénient d'être moins complets et de produire généralement un effet plus réduit.

Dans les appareils à circuit fermé, l'enregistrement original est modifié d'une manière pré-déterminée et une modification complémentaire est effectuée durant la lecture. Il s'agit là, de dispositifs plus complexes et plus complets qui ne sont pas compatibles.

Les enregistrements effectués dans les appareils munis de réducteurs de bruits de ce genre ne peuvent être utilisés dans des appareils de reproduction munis de et on ne peut utiliser dans les appareils de reproduction munis de ces dispositifs des enregistrements ordinaires, sans mettre hors service le système réducteur

de bruit, ce qui ne permet pas de bénéficier de ses avantages.

LES SYSTÈMES À CIRCUIT FERMÉ

Ces appareils comportent des systèmes destinés à combattre le bruit de fond sur le principe de la compression et de l'expansion du volume sonore. Ils ont pour but ainsi d'augmenter l'intervalle de puissance entre les sons les plus faibles et les plus intenses, mais il s'agit d'éviter une réduction de la fidélité qui pourrait produire un effet de détection augmentant ainsi le bruit de fond au lieu de le diminuer.

En quoi consiste exactement la méthode d'expansion-compression ? L'intervalle de puissance ou dynamique obtenu dans une transmission musicale est plus élevé normalement que celle que l'on peut obtenir au moyen d'un enregistreur, si le gain réalisé est réduit de l'ordre de la moitié, les parties les plus douces de programme correspondant aux sons les plus faibles sont accompagnées inévitablement d'un bruit de fond intrinsèque provenant de la bande magnétique, de la surface du disque ou d'un souffle des amplificateurs qui devient gênant et qui est de plus en plus perceptible.

Au contraire, les parties du programme comportant des crêtes ou des pointes sonores sont déformées, comme nous venons de le noter, par suite de la surcharge des amplificateurs, sinon de la saturation magnétique.

La solution qui vient à l'esprit immédiatement consiste à augmenter le gain d'amplification au moment des passages musicaux les plus faibles et, au contraire, à le réduire au moment des passages les plus intenses, mais il faut éviter de modifier d'une façon exagérée la dynamique du morceau de musique initial, tout en modifiant cependant suffisamment l'enregistrement pour éviter une audition plate et artificielle.

La compression automatique du volume est déjà utilisée, très fréquemment, en proportion plus ou moins grande, dans de nombreux appareils d'enregistrement, et plus encore dans les récepteurs musicaux sous forme de dispositifs de contrôle automatique suivant le principe général de l'affaiblissement automatique, ou anti-fading. L'expansion de volume offre, en principe, une solution fa-

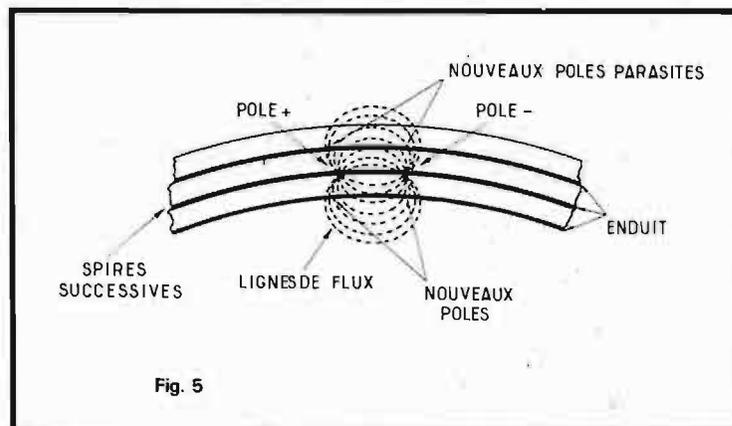


Fig. 5

cile pour restituer le réalisme dynamique d'un enregistrement.

D'une manière générale, l'ingénieur du son est amené au moment de l'inscription à comprimer, en quelque sorte, les sons naturels, à réduire les fortissimi d'un orchestre ou, au contraire, à donner relativement une certaine amplitude au pianissimi. La musique perd ainsi de son relief naturel et au moment de la lecture, l'opérateur doit agir sur la commande de volume sonore pour le rétablir.

En réalité, le résultat obtenu est toujours imparfait, puisque le procédé permet bien d'augmenter l'amplitude des fortissimi, mais il augmente en même temps celles des pianissimi, de sorte que l'intervalle entre les deux n'est pas en réalité amélioré suffisamment. Devant cet inconvénient, on a utilisé depuis fort longtemps des appareils automatiques assurant une expansion compensatrice de l'expansion effectuée au moment de la transmission d'enregistrement, c'est-à-dire un dispositif permettant d'amplifier automatiquement et d'une manière **préférentielle** les sons les plus faibles. Mais cet appareil ne doit pas produire les déformations sonores simplement par effet de détection.

Les appareils employés compriment ainsi la dynamique pendant l'enregistrement ou la transmission et finalement devraient assurer une expansion correspondante au moment de la lecture et de l'audition finale. Mais un grand nombre des montages réalisés jusqu'ici doivent fonctionner avec des limitations très sévères et, bien souvent, on se contente simplement d'une compression, ce qui détermine une réduction de la dynamique de l'enregistrement et, par suite, cette augmentation du bruit de fond. Dans certains cas et, en particulier, avant la mise au point des matériels haute fidélité, l'utilisation de la compression a été critiquée et abandonnée par tous ceux qui désirent obtenir une dynamique naturelle suffisante de la musique.

La méthode de compression-expansion abaisse le niveau des sons sur les passages intenses et élève le niveau moyen total alternativement, le niveau des passages les plus faibles peut être élevé.

Trois problèmes se posent cependant pour appliquer cette technique :

1) il est difficile de rétablir l'équilibre initial entre les sons fai-

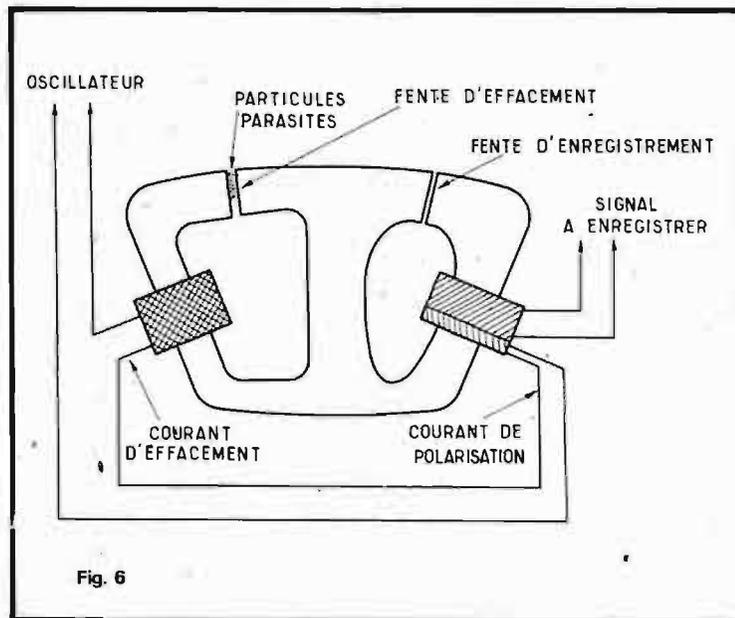


Fig. 6

bles et intenses, avec une compression importante.

2) Il est également difficile de rétablir la forme d'ondes musicales des signaux à niveau élevé, une fois qu'ils ont été comprimés par le montage.

3) Le problème de la variation particulière du bruit de fond et des signaux à faible niveau se pose en raison du fait que le compresseur agit habituellement sur la gamme complète des fréquences, bien que certains montages puissent agir seulement sur une seule partie de la gamme musicale.

Ces difficultés ont été résolues, ou, tout au moins, atténuées par l'emploi de montages récents qui méritent d'être étudiés en raison de leur intérêt pour le perfectionnement et l'emploi des magnétophones à cassettes, surtout.

Pendant l'enregistrement dans les réducteurs de bruit les plus récents, les signaux à faible niveau sont amplifiés plus que les signaux les plus intenses, de telle sorte qu'ils ne sont pas altérés par la présence des bruits de souffle de la bande magnétique. Par exemple, un magnétophone présentant une dynamique de 50 dB entre le niveau du bruit et les niveaux maxima du signal ne peut assurer l'inscription d'un programme avec une dynamique de 70 dB. Les sons les plus faibles de l'enregistrement de l'ordre de 20 dB risquent ainsi d'être troublés par les bruits de souffle et, par suite, leur audition, devient très imparfaite.

En comprimant, en quelque sorte, l'enregistrement, de sorte que les signaux les plus faibles soient amplifiés à un niveau de

20 dB supérieur à celui des signaux les plus intenses, la gamme dynamique de l'enregistrement peut être réduite à 50 dB, de sorte que les signaux au niveau le plus faible ne se trouvent pas au-dessous du niveau des bruits.

Pour rétablir la dynamique de l'enregistrement initial, il est nécessaire d'effectuer une expansion pendant la lecture. L'expansur réduit le gain de lecture pour les signaux à faible niveau, de sorte que dans l'exemple cité, les bruits les plus faibles sont, de nouveau, à un niveau de 70 dB au-dessous des plus intenses. Dans cette méthode, tout bruit introduit pendant l'enregistrement et la lecture est réduit de 20 dB, de telle sorte que l'enregistreur ne peut, au moment de la lecture, ajouter un bruit de souffle additionnel à l'enregistrement initial.

Le système de compression-expansion semble constituer ainsi une solution complète au problème du bruit de souffle dans l'enregistrement. Malheureusement, comme nous l'avons déjà vu précédemment, il risque de présenter des inconvénients sérieux. La compression et l'expansion doivent s'effectuer sur tous les niveaux de l'enregistrement, mais la proportion varie avec le niveau. Ils ne peuvent agir instantanément, et on a cherché à déterminer avec de plus en plus de précision les constantes de temps de l'attaque et du retard.

Quelles que soient les constantes de temps utilisées, le compresseur et l'expansur doivent avoir exactement les mêmes caractéristiques, de façon que les caractéristiques d'entrée et de sortie soient exactement inverses.

Lorsque ces conditions sont satisfaites, les résultats peuvent être excellents ; cependant même une légère différence entre les deux traitements peut déterminer un effet de fluctuation ou de « pompage » qui peut modifier les bruits initiaux, puisqu'il peut se produire même au niveau maximal de l'enregistrement.

Ainsi un enregistrement comprimé comporte souvent des sons qui ne présentent plus une tonalité naturelle, lorsqu'il est reproduit avec un système linéaire sans expansion, exigeant essentiellement qu'un enregistrement comprimé soit reproduit avec un expansur correspondant.

Il y a là la difficulté déjà citée plus haut de la non-compatibilité, et c'est pourquoi certains constructeurs ont essayé de réaliser des dispositifs comportant un réglage continu de l'effet des compression-expansion sur une gamme étendue, et pouvant également être utilisés comme des compresseurs ou expansurs à ouverture libre, aussi bien que comme une partie d'un système fonctionnant en circuit fermé.

Ces systèmes plus complexes sont attrayants et permettent d'obtenir une réduction efficace du bruit de souffle, mais ils exigent un réglage précis des deux effets caractéristiques, pour éviter les effets indiqués plus haut.

Par ailleurs, un dispositif de réduction du bruit à ouverture libre consiste essentiellement dans un filtre dynamique passe-bas, dont la fréquence de coupure ou l'atténuation sont contrôlées par le niveau, et souvent aussi par la fréquence de sons enregistrés.

Il s'applique uniquement à la lecture et présente l'avantage d'être utilisable, rappelons-le, avec n'importe quel enregistrement, puisqu'il ne dépend plus des caractéristiques de l'enregistrement, et n'exige aucun traitement complémentaire préalable de l'inscription initiale.

R.S.

mise au point sur les — TRANSISTORS

(Suite voir N° 1473)

3. LES TRANSISTORS.

3.1. Généralités : les gains en courant, tension et puissance

Un **transistor** est une boîte noire à trois électrodes, possédant deux jonctions PN montées en opposition, soit (PN - NP), ou PNP, soit (NP - PN), ou NPN. Une des électrodes par laquelle on injecte des trous, ou des électrons, s'appelle l'**émetteur**, symbolisé par e dans les schémas et dans les formules ; l'autre, médiane, s'appelle la **base**, symbolisée par b, directement connecté au matériau support, ou substrat ; la dernière, sur laquelle on recueille les charges s'appelle le **collecteur**, symbolisé par c (fig. 3-1).

Les transistors PNP et NPN ne se comportent pas de la même manière et nous devons bien apprendre à les différencier pour les employer au mieux de leurs performances (fig. 3-2).

Pourquoi cette dénomination consacrée de transistor ? Ce mot résume, en fait, le phénomène qui rend ce composant si attrayant. Il signifie TRANS(fer) - (de) - résistance, (résis)TOR, (en anglais) :

TRANS(fer) - (Résis)TOR

Il permet le **transfert de la résistance d'entrée sur la sortie**, affecté d'un coefficient multiplicateur, ce qui le rend excellent amplificateur de tension (entre autres applications).

Cette opération de transfert d'une faible résistance (500 Ω) en une forte (900.000 Ω) donc avec un gain de 1800 (rapport de 900.000 Ω à 500 Ω) ne nous étonnera pas quand nous saurons que pour l'obtenir il faut et il suffit de polariser la **diode émetteur-base en direct** (conductance élevée) et la **diode base-collecteur en inverse** (conductance faible).

Les schémas de polarisation sont indiqués fig. 3-3.

Les charges libres, ou **porteurs mobiles de courant**, des transistors NPN sont des électrons, comme pour les tubes électroniques à vide de la radio-électricité classique. Dans ce cas, les **trous** existent mais en nombre bien inférieur et on les nomme pour cela **porteurs minoritaires**. En revanche, pour les PNP, c'est le contraire qui se passe, les **trous** sont les **porteurs majoritaires** tandis que les **électrons** sont les **porteurs minoritaires**. En ne s'occupant que des charges majoritaires, on constate que le courant d'électrons dans les NPN et dans les PNP suit les flèches, comme indiqué fig. 3-4. Ce courant d'électrons est de sens opposé à celui dit conventionnel du courant électrique (qui, en fait, est celui des trous).

Dans les deux cas, NPN et PNP, le **courant** mesuré sur le **collecteur** est de l'ordre de 5 % inférieur à celui de l'**émetteur** :

$$I_c = \frac{95}{100} I_e$$

ou gain en courant

$$\alpha = \frac{I_c}{I_e} = 0,95$$

Les tensions respectives :

émetteur-base :

$$R_{eb} \cdot I_e = V_{eb} = 500 I_e$$

base-collecteur :

$$R_{bc} \cdot I_c = V_{bc} = 900\,000 I_c$$

d'où le **gain en tension** g_v :

$$g_v = \frac{V_{bc}}{V_{eb}} = \frac{R_{bc} \cdot I_c}{R_{eb} \cdot I_e} = \alpha \cdot \frac{R_{bc}}{R_{eb}} = 0,95 \cdot \frac{900\,000}{500}$$

ou encore :

$$g_v = \alpha \cdot 1800 = 0,95 \times 1800 = 1710$$

Quel est le **gain en puissance**

g_p :

émetteur-base :

$$P_{eb} = V_{eb} \cdot I_e = R_{eb} \cdot I_e^2$$

base-collecteur :

$$P_{bc} = V_{bc} \cdot I_c = R_{bc} \cdot I_c^2$$

donc :

$$g_p = \frac{P_{bc}}{P_{eb}} = \frac{I_c^2}{I_e^2} \times \frac{R_{bc}}{R_{eb}}$$

$$= \alpha^2 \cdot \frac{R_{bc}}{R_{eb}} = (0,95)^2 \times 1800$$

d'où : $g_p = 1624,5$

ou encore :

$$g_p = \frac{P_{bc}}{P_{eb}} = \frac{V_{bc}}{V_{eb}} \cdot \frac{I_c}{I_e} = g_v \cdot \alpha = 1710 \times 0,95 = 1624,5$$

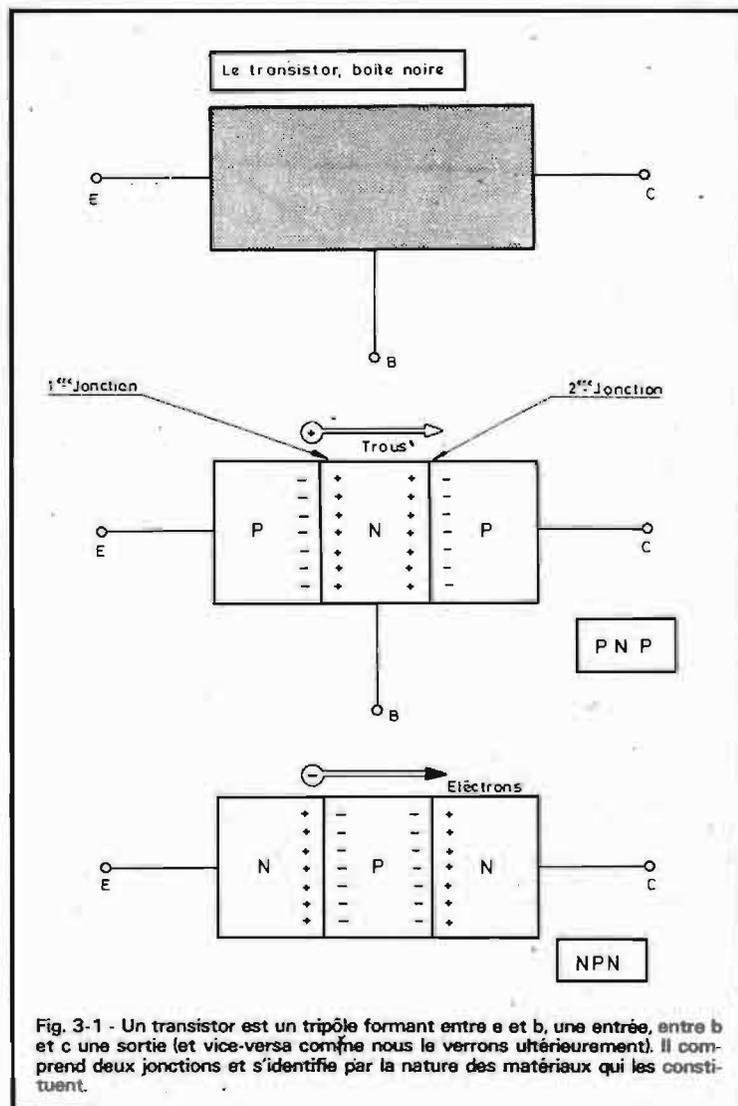


Fig. 3-1 - Un transistor est un tripôle formant entre e et b, une entrée, entre b et c une sortie (et vice-versa comme nous le verrons ultérieurement). Il comprend deux jonctions et s'identifie par la nature des matériaux qui les constituent.

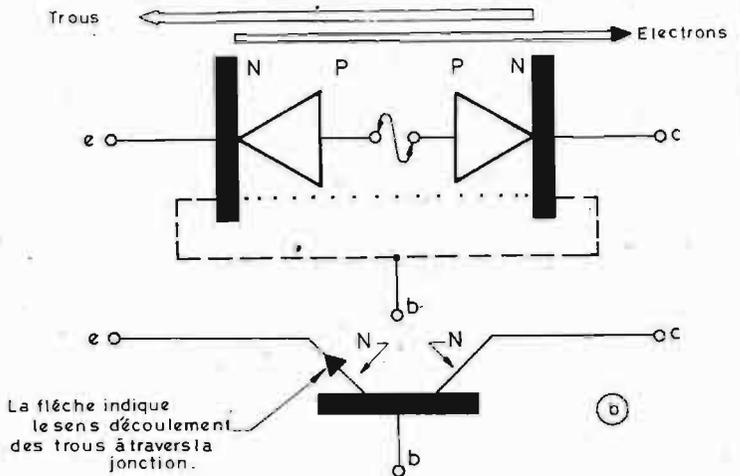
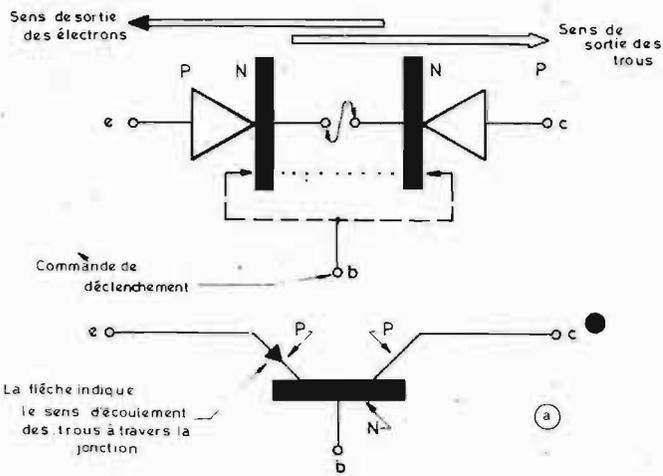


Fig. 3-2 - Deux diodes P-N accolées cathode contre cathode montrent ce qu'est un transistor PNP (a); la flèche sur le collecteur indique le sens de circulation des trous (lacunes d'électrons) qui correspond au sens conventionnel du courant; deux diodes P-N montées anode opposée à anode figurent un transistor NPN (b).

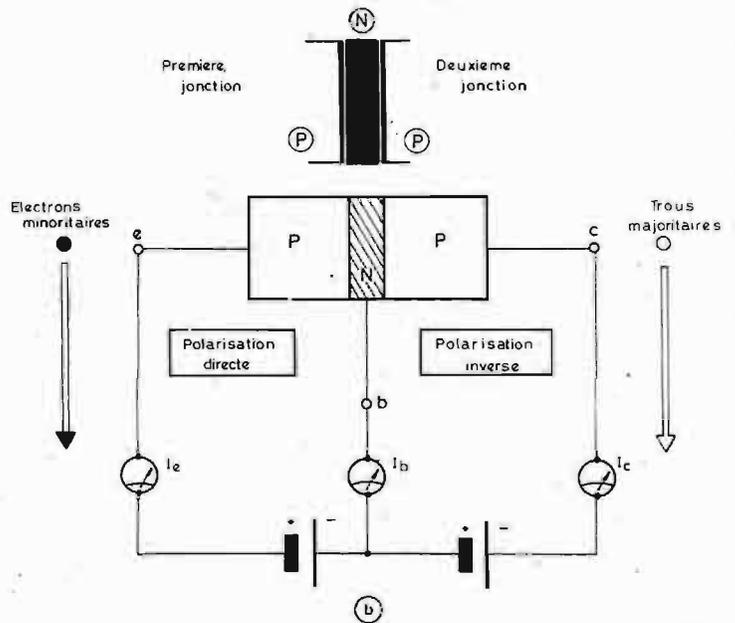
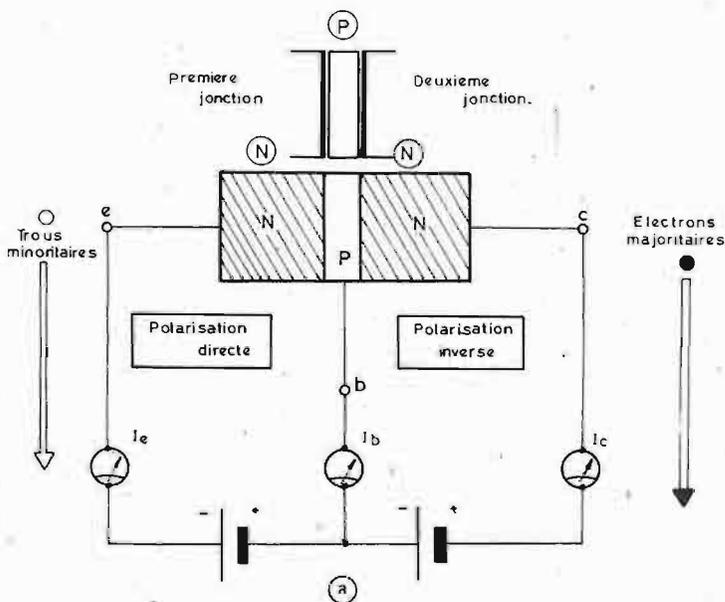
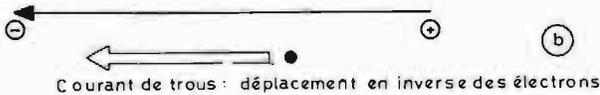


Fig. 3-3 - Pour faire fonctionner un transistor NPN, il faut polariser en direct sa jonction base-émetteur et en inverse sa jonction base-collecteur (a); de même pour un PNP, mais les piles d'alimentation doivent être échangées pôle contre pôle par rapport au montage précédent (a), les positifs sont remplacés par les négatifs et vice-versa (b).



Déplacement des trous: chaque trou avance par saut, sa place précédente étant occupée par l'électron qui était devant lui et qui ainsi laisse une petite lacune, comblée par un nouvel électron qui vient d'un emplacement antérieur.

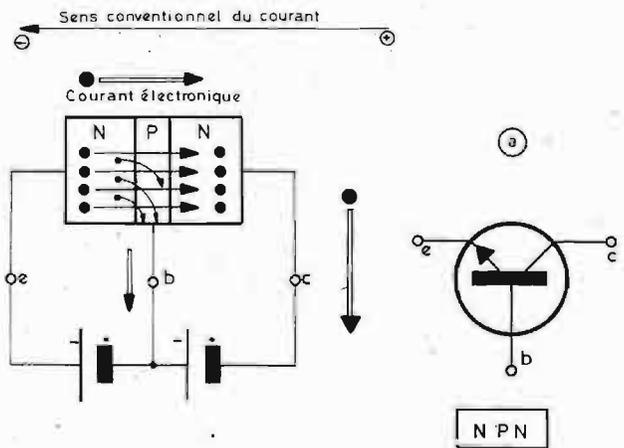
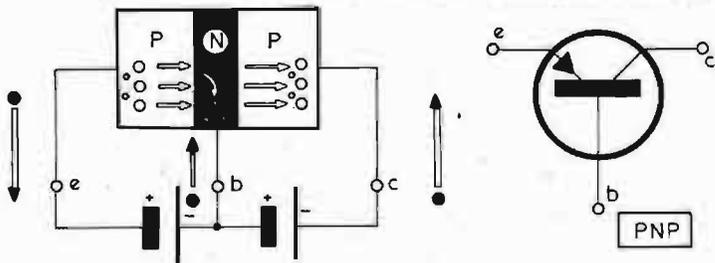


Fig. 3-4 - Mise en évidence du courant d'électrons dans le cas d'un NPN (a) et d'un PNP (b).

Évidemment, si l'on connaît, grâce aux notices des constructeurs, ω , on aura la possibilité de déterminer g_p et de là, le rapport r entre les résistances-collecteur R_{bc} et émetteur R_{eb} :

En effet :

$$g_p = \alpha \cdot g_v = \alpha \cdot \alpha \cdot \frac{R_{bc}}{R_{eb}} = \alpha_2 \cdot r$$

Par suite :

$$r = \frac{\beta_p}{\alpha^2} = \frac{\alpha \cdot g_v}{\alpha^2}$$

$$= \frac{g_v}{\alpha} = \frac{R_{bc}}{R_{eb}}$$

que nous vérifions aisément :

$$r = \frac{1624,5}{(0,95)^2} = \frac{1624,5}{0,95 \times 0,95}$$

$$= \frac{1624,5}{0,9025} = 1800$$

Ainsi, par les seules données de α (gain en courant) de g_v (gain en tension) et une mesure, par exemple, celle de I_e (courant émetteur) on parvient à établir les **principaux paramètres de fonctionnement d'un transistor** (NPN ou PNP).

Les gains, en tension (g_v), en résistance (r), en puissance (g_p) sont tous fortement supérieurs à l'unité. L'emploi du mot **gain** est justifié. En compensation, le gain en courant (α) est inférieur à 1 (de l'ordre de 0,95 avons-nous dit) : il y a donc **perte de courant** et non pas gain, mais l'usage s'en est imposé. D'ailleurs le courant ne s'évapore pas dans la nature ! Il se retrouve dans l'électrode de base b.

3.2. Le problème des « fuites »

Si les transistors étaient parfaits, il n'y aurait pas de « fuites », ou de « pertes de courant ». Trois catégories sont connues, pratiquement :

- Celles dues aux mauvaises polarisations d'entrée et de sortie.
- Celles dues aux phénomènes internes de transfert des charges, lorsque l'émetteur reste « en l'air » (n'est pas connecté) ; ce

sont des « impuretés »* qui en portent la responsabilité.

— Celles dues aux effets de surface, imputables aux imperfections technologiques du matériau lors de la fabrication.

La figure 3-5 schématise par quatre diagrammes ce qu'il faut entendre par là et montre la façon d'en assurer les mesures, pour un transistor PNP (de loin le plus répandu actuellement sur le marché, d'où ce choix... Mais le lecteur, s'il le désire, peut se faire un aide-mémoire complémentaire en raisonnant, seul sur le transistor NPN, en reprenant les figures 3-3 et 3-5).

3.3. « Transistor-mètre » économique

Considérons la figure 3-6. Elle comprend trois milliampèremètres étalonnés de 0 à 1 mA, deux résistances R_1 et R_2 de protection, une pile, un interrupteur-inverseur et un interrupteur à bouton-poussoir. Si l'on ne possède qu'un seul milliampèremètre, il suffit de court-circuiter leurs bornes (a - a'), (b - b'), (c - c') et refaire trois fois la mesure voulue.

Lorsque K_2 est ouvert, on détermine sur le milliampèremètre c - c', donnant I_c , la valeur du **courant de fuite** entre l'émetteur e et le collecteur c, appelé I_{ceo} dans la littérature. Le circuit de base doit être ouvert pour cette opération (ne pas appuyer sur K_2).

En ouvrant K_1 (position A_1) on note que le courant de base est nul (milliampèremètre b - b', donnant I_b).

$I_{ceo} = 20$ micro-ampères environ

Si l'on approche un fer à souder du boîtier, on s'aperçoit que cette intensité augmente jusqu'à 200 micro-ampères. Lorsque le fer est enlevé, il faut attendre cinq minutes environ pour observer un retour à la normale.

La température joue un rôle primordial dans l'affaiblissement des performances des transistors, aussi convient-il de toujours veiller à une excellente ventilation.

Refermons K_1 et K_2 et enregistrons les grandeurs affichées par les appareils de lecture :

- Milliampèremètre cc', collecteur : $I_c = 0,40$ mA
- Milliampèremètre aa', émetteur : $I_e = 0,42$ mA
- Variation des courants :
Collecteur : 0,40 - 0,02 = 0,38 mA
Émetteur : 0,42 - 0,02 = 0,40 mA

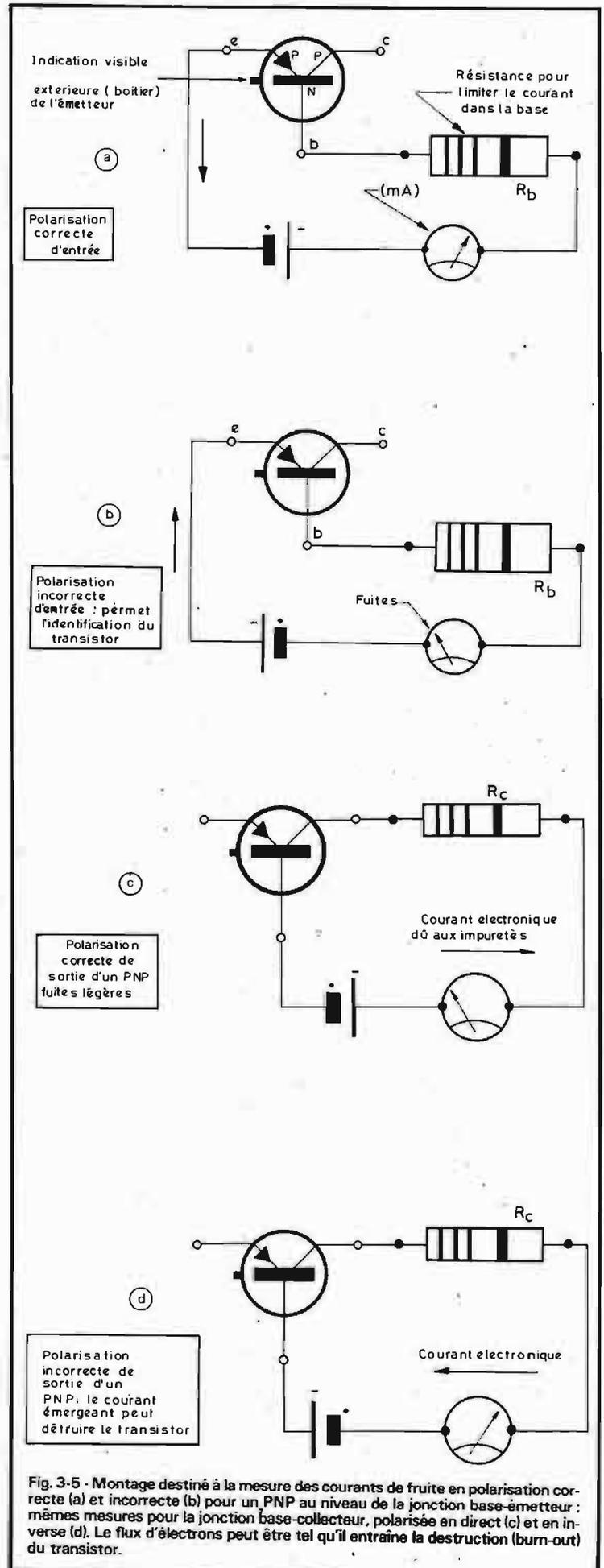


Fig. 3-5 - Montage destiné à la mesure des courants de fuite en polarisation correcte (a) et incorrecte (b) pour un PNP au niveau de la jonction base-émetteur ; mêmes mesures pour la jonction base-collecteur, polarisée en direct (c) et en inverse (d). Le flux d'électrons peut être tel qu'il entraîne la destruction (burn-out) du transistor.

* Sans entrer dans la théorie, il faut pourtant dire que le **matériau de base** des transistors est un semi-conducteur, ou semicteur (voir appendice I) de haute pureté (raffinage parfait) de résistivité ρ intermédiaire entre les métaux et les isolants (germanium, silicium, arsénure de gallium, etc.). On diminue sa résistivité en injectant des agents dopants qui sont des « impuretés ».

APPENDICE I :

UN COMPRIMÉ DE PHYSIQUE DU SOLIDE POUR CEUX QUI SONT ATTEINTS D'INSOMNIE

1. Constitution de la matière

La plus petite particule, tout en taille, qu'en masse, chargée d'une certaine quantité d'électricité $|q|$ est l'électron. Il existe des électrons positifs, ou positons (charge + q) et des électrons négatifs, ou négatons (charge -q).

Dans le système d'unités de mesure M.K.S.A. (mètre, kilogramme, seconde, ampère, pour la longueur [L], la masse [M], le temps [T] et l'intensité [I]) l'électron est défini par :

- Sa charge : $|q| = 1,6 \times 10^{-19}$ coulomb [Cb]
- Sa masse : $m_q = 9,1 \times 10^{-31}$ kilogramme [kg]
- Sa charge spécifique : $|q|/m = 1,8 \times 10^{11}$ [Cb/kg]

Lorsque des négatons se déplacent en sens inverse sous l'effet d'une force, ou d'un champ électrique (mesuré en volts/mètres), ils laissent à la place qu'ils occupaient auparavant des lacunes, de même volume qu'eux, mais de signe opposé (positif) que l'on désigne par trous. Ce ne sont pas des positons, mais bien des sites vides de négatons, qui se propagent, à leur tour, dans la direction opposée à celle du transfert des négatons (fig. A-1).

Les atomes sont constitués par des électrons négatifs qui entourent un noyau formé de particules plus lourdes, les protons, de même charge que les positons, mais de masse beaucoup plus importante m_p :

$m_p = 1,7 \times 10^{-27}$ kilogramme
d'où le rapport k :

$$\frac{m_p}{m_q} = 1836 = k$$

A côté des protons, se trouvent des corpuscules électriquement neutres, ou neutrons, de même masse que les protons. Entre protons et neutrons, l'énergie s'échange continuellement en se transformant sous des formes corpusculaires et matérielles qui donnent naissance à des particules lourdes (ou baryons) et à des particules légères (ou leptons). Leur intérêt, capital en physique nucléaire (nucléonique) reste discutable pour notre propos, aussi

nous hâterons-nous de les oublier.

Les atomes en se réunissant construisent des molécules. Les liaisons qui y existent peuvent être électriques (électrovalence) ou neutres (covalence). Les ions électrovalents sont positifs, ou négatifs, à cause de l'éviction, ou de l'absorption, de négatons. La figure A-2 précise cette notion. Si l'orbite externe de l'atome, ou de la molécule, est saturée, elle apparaît comme neutre (fig. A-3). Ni trou ni négaton ne peuvent s'y glisser. Si des corpuscules de cette nature sont retenus dans cet édifice, ils y constituent des « nuages » (Drude) de porteurs libres, soumis au seul mouvement désordonné (thermique) identifié par Brown. Si on leur applique un champ électrique extérieur, ils se déplacent en « groupe organisé » et deviennent des porteurs mobiles de charge électrique.

Les molécules géantes structurées selon une architecture bien ordonnée procurent des verres, des cristallites, des cristaux, au fur et à mesure que leur degré de cohésion augmente. On passe ainsi progressivement des isolants, amorphes, en général, au métaux, dans lesquels les ions sont rangés avec la parfaite ordonnance des athlètes sur un stade. La conductivité σ (inverse de la résistivité ρ) s'accroît notablement des isolants (ou diélectriques) aux métaux.

Entre les deux, il existe une famille de corps, pas tout-à-fait isolants, pas tout-à-fait métaux, appelés semi-conducteurs, ou semiconducteurs.

Leur résistivité varie de 5000 d'ohms/mètre pour le germanium (Ge) à 5.000.000 d'ohms/mètre pour le silicium (Si). Leur principale propriété tient à ce que leur conductivité augmente avec la température (fig. A-4), d'abord en suivant la loi d'Ohm, linéaire, puis après être passés par un stade d'équilibre, dit de plateau, s'emballant, deviennent vite inutilisables.

2. Nature de la conductivité

Pour achever ce résumé succinct et incomplet, nous voulons toutefois déterminer la nature intime de la conductivité σ (fig. A-5).

La loi d'Ohm (voir § 1) permet d'écrire :

$$U_0 = R \cdot I = \rho \cdot l/s \cdot I$$

ou encore :

$$I = G \cdot U_0 = \sigma \cdot s/l \cdot U_0$$

La densité (surfactive) du courant est égale à l'intensité I, divi-

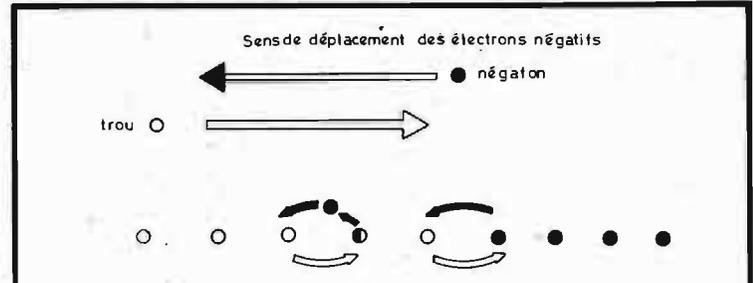


Fig. A-1 - Conduction par saut des trous, remplacés par un électron laissant un site vacant derrière lui.

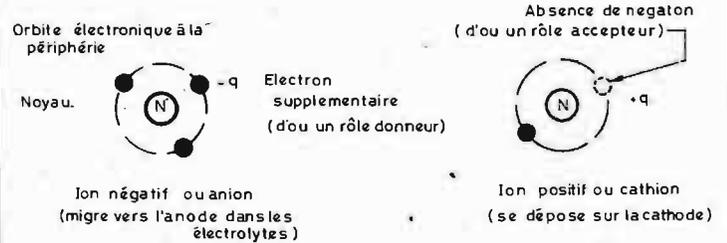


Fig. A-2 - Placés dans des mailles cristallines constituées par des atomes fortement liés (texture covalente) des ions négatifs et positifs servent d'agents activateurs, les uns en perdant les négatons supplémentaires qui les gênent pour se fixer parmi les éléments du matériau, les autres captant les électrons qui leur manquent. Mais ce sont des atomes « neutralisés » instables qui pègent, relâchent, rattrapent les corpuscules en mouvement, accélérant ainsi, par leur présence, les phénomènes de transfert des charges mobiles.

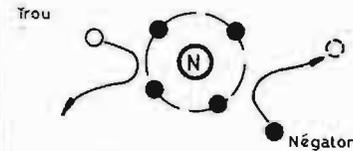


Fig. A-3 - Un atome à couche externe saturée refuse de perdre ses électrons périphériques, ou d'en prendre. Des échanges ont lieu, cependant, mais la forme saturée demeure.

sée par la surface s qu'elle traverse :

$$J = I/s = \sigma \cdot U_0/l$$

Or, le quotient de U_0 par l, longueur du barreau cylindrique de semi-conducteur, est le champ électrique E, régnant dans les mailles cristallines de ce substrat :

$$J = \sigma \cdot E$$

La densité de courant J est constituée par les deux flux de particules, négatives (de charge -q et de nombre n_q) et de trous (de charge +q, quantité n_t) qui s'écoulent avec des vitesses longitudinales v_q et v_t (d'ailleurs, v_q est supérieure à v_t). Ces vitesses sont appelées « de translation ».

Nous aurons par conséquent :

$$J = J_q + J_t = \sigma \cdot E$$

Mais, dans une tranche extrêmement mince du solide considéré, il passe en une unité de temps (une seconde) n_q charges mobiles, animées d'une vitesse de circulation - v_q et n_t charges libres, à la vitesse v_t , d'où :

$$\begin{aligned} J &= J_q + J_t \\ &= [(-q) \cdot n_q \cdot (-v_q) + q \cdot n_t \cdot v_t] \\ J &= q [(n_q + n_t) \cdot (v_q + v_t)] \\ &= \sigma \cdot E \end{aligned}$$

Il y a contribution des électrons et des trous au phénomène de transport des charges non-liées.

D'où :

$$\begin{aligned} \sigma &= q \cdot \frac{(n_q + n_t) \cdot (v_q + v_t)}{E} \\ &= q \cdot n_0 (\mu_q + \mu_t) \end{aligned}$$

avec :

$n_0 = n_q + n_t$ = quantités de porteurs en mouvement ;

$\mu_q = v_q/E$ = vitesse tangentielle, ou mobilité des négatons ;

$\mu_t = v_t/E$ = vitesse tangentielle, ou mobilité des trous.

Par suite :

$$\sigma = q \cdot n_0 \mu_0$$

En revenant au principe fondamental de la dynamique (« la force est égale au produit de la masse par l'accélération qui lui est procurée ») on pourrait mieux préciser la nature de σ , mais les calculs à développer (bien que simples) sortent, toutefois du cadre qui nous est imparti (intégration).

Ce qu'il faut savoir, néanmoins, c'est que la masse des porteurs de charge intervient dans la formule. On démontre d'ailleurs que la « masse apparente » des trous est plus « lourde » que celle des négatons, ce qui modifie grandement les trajectoires locales, en fonction des énergies locales *.

LE STÉTHOSCOPE DU RADIO - ÉLECTRICIEN



**DETECTE LES PANNES
SANS DEMONTAGES**

MINITEST 1

Signal Sonore
vérification et contrôle des circuits BF, MF, NF, Micros télécommunications - Haut parleurs pick up

MINITEST 2 Signal Video

appareil spécialement conçu pour le technicien TV

MINITEST UNIVERSEL

documentation sur demande à

slora

18, Avenue de Spicheren
BP 91 57602 - FORBACH - tél : 85.00.66

Vient de paraître



ÉQUIVALENCES DES TRANSISTORS

par A. LEFUMEUX

Grâce à la documentation considérable réunie par l'auteur, spécialiste de la question des équivalences, celui-ci a pu réunir, sous forme de tableaux très faciles à consulter, les équivalences de tous les transistors **usuels** et même **rare**. Dans ce livre, on trouvera également les indications «NPN» et «PNP», la marque et toutes «remarques» utiles pour le remplacement correct. Ce livre est absolument indispensable aux amateurs, aux professionnels, techniciens, commerçants ou industriels.

Un ouvrage de 184 pages. Format 11 x 15,5.

Prix : **20 F.**

En-vente a la :

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Tél. : 878.09.94/95

C.C.P. 4949-29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande. Tous nos envois sont en port recommandé).

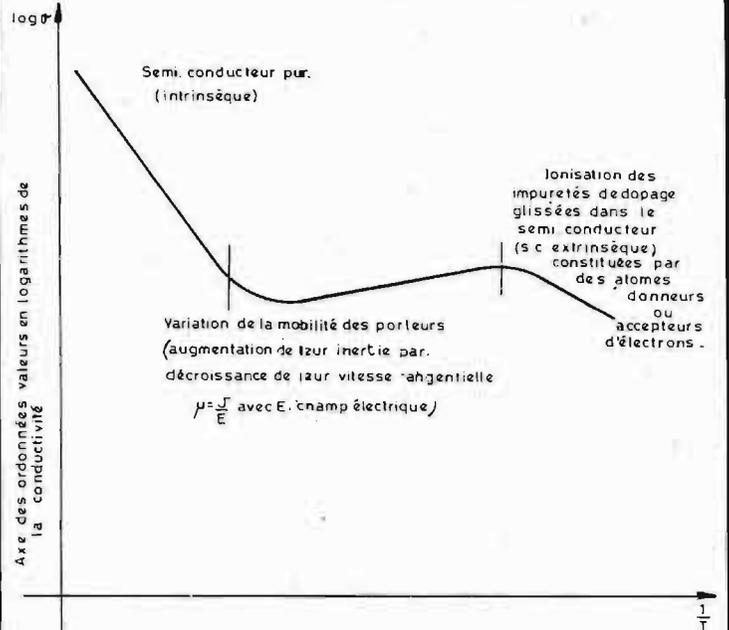


Fig. A-4 - Caractéristique des corps semi-conducteurs : la conductivité augmente avec la température (matériau intrinsèque).

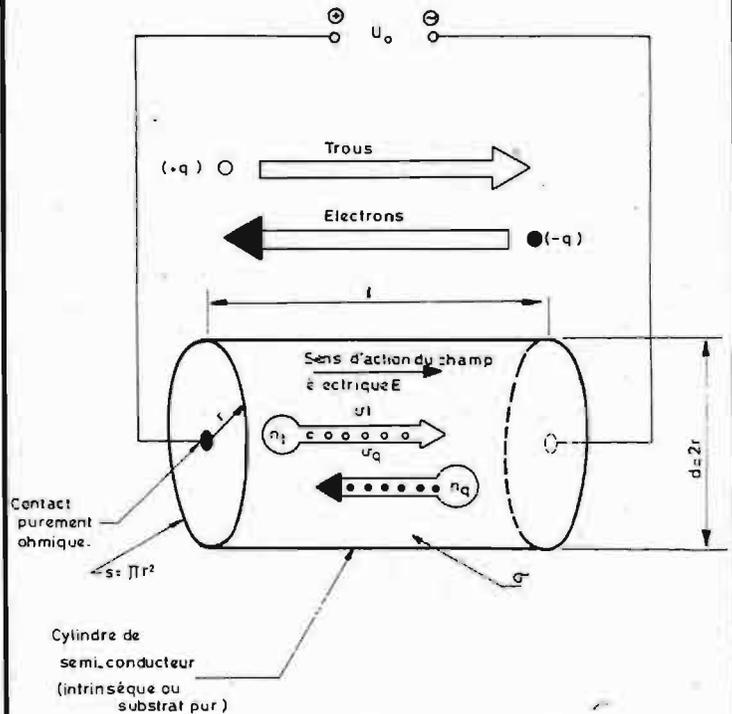


Fig. A-5 - La loi d'Ohm permet de déterminer la composition physique de la conductivité σ . Pour expliquer tous les phénomènes semi-conducteurs, classiques, il faut faire intervenir également la constante diélectrique du matériau-support, intrinsèque (ou permittivité ϵ_0) ; les centres donneurs et accepteurs doivent aussi être identifiés (ils appartiennent pour la plupart aux corps chimiques, anciennement nommés métalloïdes).

La circulation des trous et des électrons est accrue si l'on insère dans le cristal pur (intrinsèque) de haute résistivité des agents physico-chimiques dopants (atomes accepteurs, ou donneurs d'électrons fig. A-2) qui en modifient la structure (semi-conducteur extrinsèque) et augmentent, par les méca-

nismes qu'ils mettent en jeu, la conductivité du matériau.

B. MARIN

* Voir du même auteur : « Réflexions sur les structures hyperfréquences à profils contrôlés » ni « L'électricité électronique moderne » n° 279 (février-mars 1974).

Les alimentations stabilisées

(Suite — Voir N° 1473)

UTILISATION D'UN AMPLIFICATEUR INTÉGRÉ

DÈS que l'on recherche une meilleure régulation, il faut un amplificateur à gain plus élevé. On peut utiliser pour cet usage, des modèles intégrés d'amplificateurs différentiels pour comparer la tension de sortie à une référence. Ces circuits ont des propriétés très voisines de l'amplificateur « opérationnel » parfait c'est-à-dire :

- résistance d'entrée élevée (donc faible consommation sur la référence),
- impédance de sortie faible,
- insensibilité aux fluctuations de la tension d'alimentation,
- très faible dérive thermique,
- gain en courant très élevé,
- sensibilité quasi-unique à la différence entre les deux entrées.

Par contre, ils nécessitent une tension d'alimentation comprise entre 10 et 30 V (ordre de grandeur) ce qui conditionne la tension non régulée et certaines précautions d'emploi (sauf pour des modèles très performants).

La figure 1 représente une régulation avec amplificateur différentiel du type « opérationnel ». (On peut utiliser le modèle SFC741 - LM741 - μ 741 très courant). On voit que l'on compare la tension de référence obtenue par une diode zener à une fraction de la tension de sortie. Le pont R1-R2 conditionne celle-ci. Il faut que R1 + R2 soit suffisamment faible pour qu'il puisse entrer un courant suffisant dans l'amplificateur (courant négligeable d'ailleurs) et que R1 + R2 soit suffisamment élevé pour éviter une dissipation inutile dans ce pont. La relation suivante, donne

R2/R1 en fonction de la tension de sortie et de la référence

$$\frac{R2}{R1} = \frac{ER}{VZ} - 1$$

Les performances en stabilisation de ces montages étant très élevées, il peut paraître délicat

d'apprécier une chute de tension de quelques centièmes de volts sur un contrôleur connecté sur plusieurs volts voire plusieurs dizaines de volts. On peut mesurer cette chute de tension sur le calibre le plus sensible en connectant l'ensemble comme sur la fi-

gure 2. La charge non branchée, on ajustera l'alimentation auxiliaire pour obtenir la baisse de la sortie ER de notre alimentation en essais (l'alimentation auxiliaire peut être une simple pile et un potentiomètre).

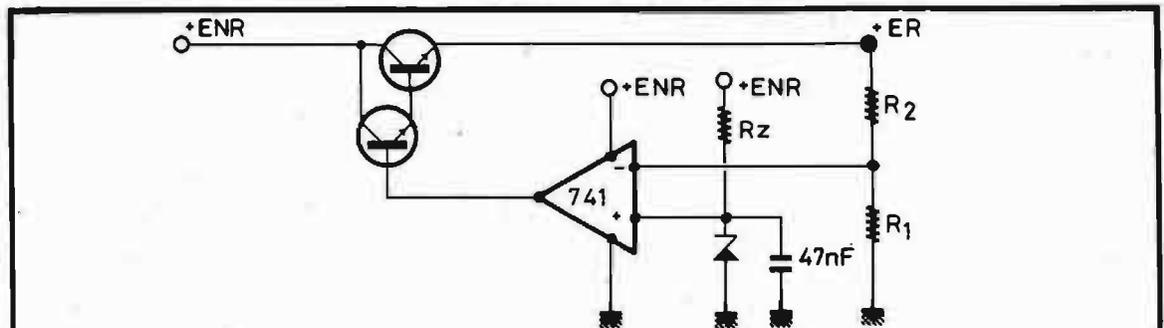


Fig. 1 - Réalisation d'une alimentation stabilisée avec un amplificateur différentiel intégré de type opérationnel (ex. : LM741).

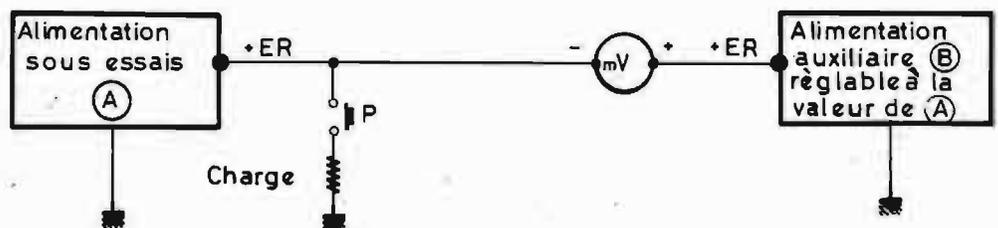


Fig. 2 - Montage du contrôleur en différentiel pour mesure précise de la chute de tension en sortie.

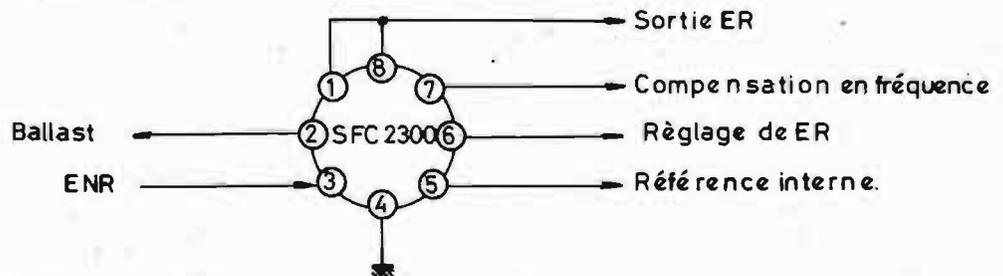


Fig. 3 - Présentation d'un régulateur monolithique, SFC2300.

La réussite de ces montages a conduit à réaliser des circuits intégrés linéaires spécialement étudiés pour réaliser des alimentations stabilisées. Ils comportent (dans un même boîtier), un ballast de faible puissance, auquel on devra presque toujours adjoindre un modèle extérieur au circuit, un ampli différentiel et une source de référence compensée en température. De plus on a inclus une protection contre les sursintensités, ajustable de l'extérieur.

Prenons, par exemple le circuit SFC2300 (ou LM300), très courant. Il se présente en boîtier genre TO5 mais à 8 broches. Il supporte en entrée 30 V au maximum et l'on ne peut obtenir plus de 20 V en sortie. La figure 3 indique le rôle des différentes connexions.

A partir de ce genre de circuit, il devient pratiquement inutile de connaître le schéma interne car le montage est fort complexe. En effet, en structure intégrée, il est plus facile de réaliser des diodes ou des transistors que des résistances ou des condensateurs. C'est pourquoi les fabricants écartent systématiquement les composants passifs, ce qui rend parfois le schéma quelque peu incompréhensible. La figure 4 indique le montage général du circuit intégré. La borne (2) commande un PNP pour ne pas augmenter la chute de tension dans l'ensemble ballast. Ce transistor accouplé à un NPN de puissance en configuration Darlington commande la sortie. La résistance (bobinée) placée entre (1) et (8) (qui peut être remplacée par un court-circuit) sert à commander la limitation de courant. On pourra facilement déterminer R sachant que le fabricant indique que la limitation intervient pour 0,3 à 0,4 V à ses bornes (cela varie avec la température) (fig. 5).

Cette limitation a la forme de la figure 13 B du dernier article. Le condensateur de 47 pF évite une entrée en oscillation du montage. A cause des mêmes conséquences on doit mettre un chimique à faible inductance (tantale) en sortie régulée. (et en ENR si les fils venant du condensateur de filtrage sont trop longs). Le 0,1 μF diminue le bruit propre engendré par la référence.

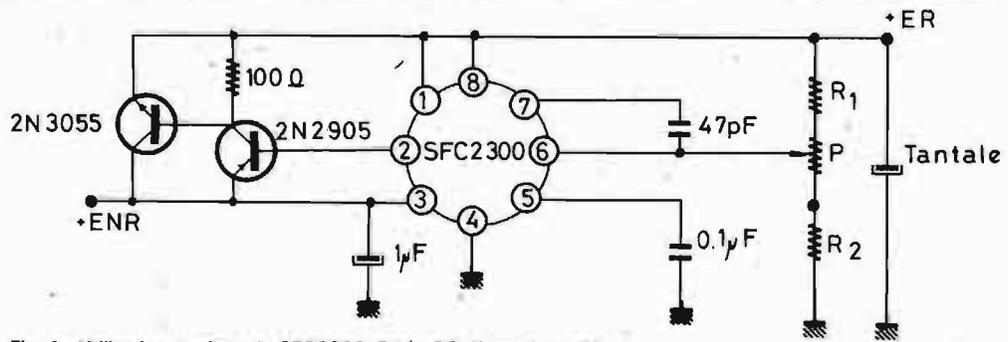


Fig. 4 - Utilisation pratique du SFC2300. R1 et R2 déterminent ER.

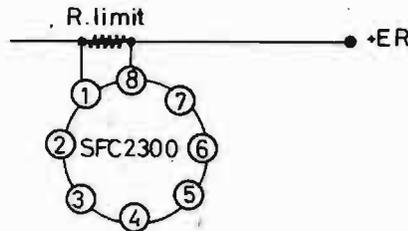


Fig. 5 - Limitation de courant avec les régulateurs SFC2300.

ER	R1	R2
5V	5,5K	3,2K
10V	11K	2,5K
15V	17K	2,2K
20V	28K	2 K

Fig. 6 - Base pour déterminer R1 et R2 en fonction de ER désirée.

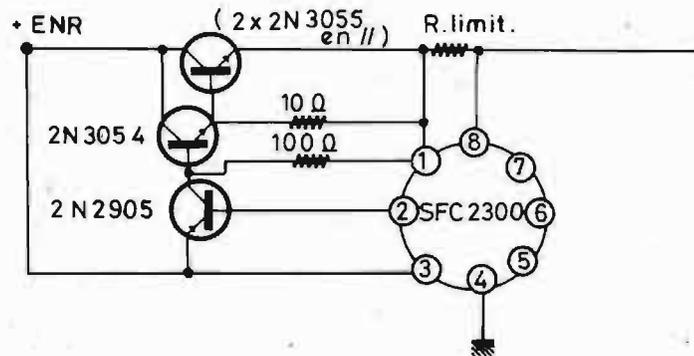


Fig. 7 - Adjonction d'un transistor supplémentaire en Darlington pour des débits très élevés.

La borne (6) règle la tension de sortie grâce au diviseur R1-P-R2. Le fabricant indique que pour une bonne stabilité de l'amplificateur différentiel avec la température, R1 en parallèle avec R2 doit approximativement donner 2 kΩ.

$$\frac{R1 \times R2}{R1 + R2} \approx 2 \text{ k}\Omega$$

Les valeurs de R1 et R2 sont données à titre indicatif (fig. 6) et il conviendra d'ajuster avec le potentiomètre « P » qui doit faire au moins R2/4 pour être certain d'obtenir la tension de sortie désirée. Sa valeur sera à déduire de l'ensemble R1 + R2. On constate qu'il circule à peu près toujours < 1 mA dans ce pont, quelle que soit la tension de sortie. Si le courant demandé par la charge devait engendrer une trop

grande dissipation pour le PNP on utilisera le Darlington de la figure 7.

LIMITATION DE COURANT PAR DÉLESTAGE PARTIEL (OU RABATTEMENT)

Les régulateurs peuvent être amenés à dissiper une puissance prohibitive lorsque la sortie est court-circuitée, même avec une limitation classique de courant. Le ballast devra supporter (ENR. I). Cette dissipation peut facilement être 3 fois plus grande qu'en régime normal et il est peu pratique de prévoir l'ensemble pour supporter le court-circuit, cela limiterait énormément les possibilités de l'alimentation. On peut supprimer ce problème en réduisant le courant de court-cir-

cuit à une valeur nettement plus faible qu'en régime normal. On voit que la modification (fig. 8) consiste à alimenter la borne (1) non plus directement par la tension régulée mais par le pont diviseur R4 - R5. De plus, nous avons choisi une valeur de « R limit » nettement supérieure à la normale de façon à limiter le courant de court-circuit à une fraction du courant nominal. Les deux résistances R4-R5 fournissent une tension qui s'oppose à la chute de tension aux bornes de « R limit » (chute plus élevée qu'auparavant) accroissant donc le courant nominal avant la limitation. Mais lorsque la sortie est court-circuitée (ou le seuil dépassé), la contre-tension donnée par R4-R5 tombant pratiquement à zéro ne compense plus l'effet de « R limit » et le courant de sortie

se trouve réduit par celle-ci (fig. 9) ce qui réduit la dissipation inutile du ballast. Le pont R4-R5 doit fournir une tension qui compense entièrement le supplément de tension apporté par « R limit » et consommer environ 20 mA (valeur conseillée par les fabricants). Donc pour 10 V :

$$R1 + R2 = \frac{10 \text{ (V)}}{20 \text{ (mA)}} \approx 500 \Omega$$

R4 et R5 sont à déterminer « expérimentalement » en faisant débiter la sortie (on peut remplacer R4 et R5 par un potentiomètre bobiné, le courant avant limitation diminue plus la borne (1) est positive.

$$\frac{R4}{R4 + R5}$$

$$\left(\frac{I_s \text{ nominal}}{I \text{ court-circuit}} - 1 \right) \left(\frac{0,65}{ER} \right)$$

et R limit \approx

$$\frac{R4 + R5}{R5} \times \frac{0,65}{I \text{ court-circuit}}$$

Si le PNP a une fréquence de coupure élevée (comme le 2N2905 très courant) il y a risque d'entrée en oscillation, c'est pourquoi l'on recommande un condensateur de 50 nF en parallèle avec « R limit » et une ferrite en série avec l'émetteur du NPN de puissance (quelques tours de fil suffisent).

SUR ET SOUS COMPENSATION EN TEMPÉRATURE

Dans un régulateur il est facile d'obtenir une tension de sortie qui diminue ou augmente avec la température de l'ensemble. Il suffit d'insérer dans la partie adéquate du pont de polarisation des éléments dont la tension a un coefficient de température négatif tel que les diodes ($\approx 2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$). La bonne compensation sera obtenue pour un certain nombre de diodes en série. Celles-ci auront intérêt à être placées en contact « thermique » direct avec le ballast (fig. 10 et 11).

CÂBLAGE

Dans tous les régulateurs à hautes performances, il est nécessaire d'apporter un soin particulier au câblage. En particulier, l'impédance et l'effet selfique des fils n'est pas à négliger et pour éviter tout accrochage on utilisera donc des connexions de diamètre suffisant, les plus courtes possible et un plan de masse important.

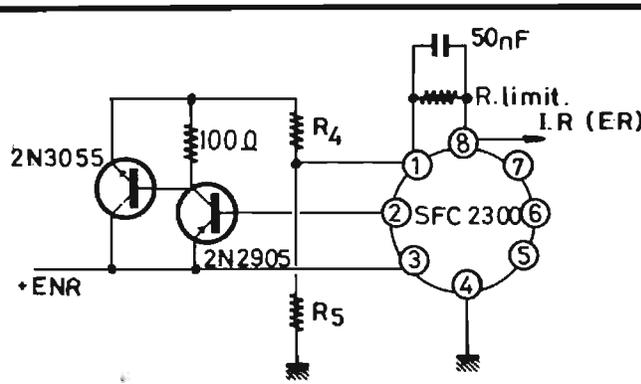


Fig. 8 - Limitation de courant par délestage partiel (ou rabatement). R limit est choisie à un multiple de sa valeur normale, et R4 et R5 fournissent une polarisation qui s'oppose à l'action de R limit. De ce fait, l'ensemble délivre une tension stable jusqu'à un courant (que déterminent R4 et R5) puis R4 et R5 n'étant plus suffisamment alimentées, le courant n'est plus limité que par R limit d'une fraction du courant nominal.

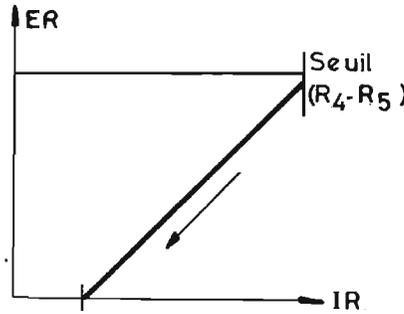


Fig. 9 - Forme de la limitation par délestage partiel (ou rabatement).

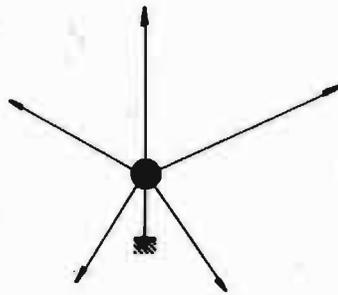


Fig. 12 - Câblage conseillé dit : « en étoile ».



Fig. 13 - Mauvais câblage (cas de certains montages sur circuit imprimé).



Fig. 14 - Mauvais câblage.

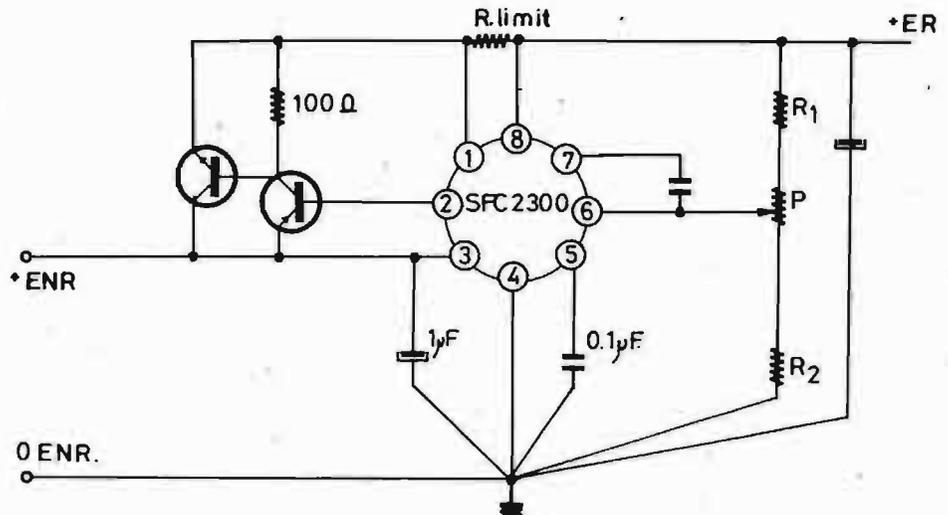


Fig. 15 - Aspect de la réalisation du câblage « en étoile » avec la SFC2300.

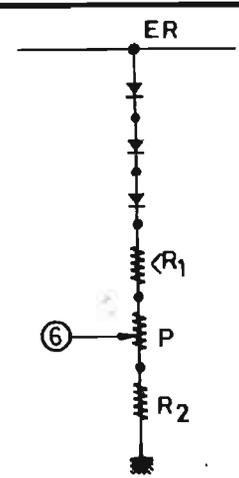


Fig. 10 - Correction négative de ER avec la température.

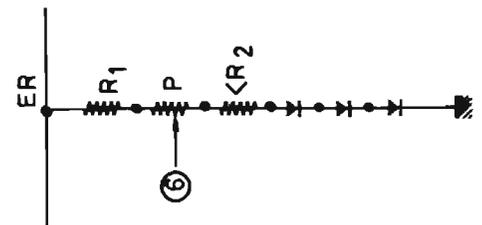


Fig. 11 - Correction positive de ER avec la température.

De plus, on veillera à n'avoir qu'une connexion de masse en étoile comme l'illustre la figure 12. Ceci est très important, de nombreuses alimentations sont entrées en oscillation ou n'ont pas voulu démarrer, par un câblage des figures 13 et 14, ceci sans remède. Ce principe n'est d'ailleurs pas propre aux alimentations mais à tous les amplificateurs à grand gain en général. La figure 15 met en évidence ces principes.

LES RÉGULATEURS DE TENSION TRIPOLAIRES (OU R-I-T)

Les fabricants de circuits intégrés ont poussé l'intégration encore plus loin puisqu'ils réalisent des régulateurs complets n'ayant que trois bornes : entrée - sortie commun et ont une tension de sortie définitive à la fabrication. Il n'y a donc aucun élément passif ou actif à ajouter pour une utilisation normale. La protection interne contre les courts-circuits et surintensités est incluse. Elle est de trois ordres :

- une protection classique par limitation du courant de sortie,
- une protection thermique : le ballast de puissance étant incorporé, on peut aisément mesurer sa température de jonction. Lorsque celle-ci atteint un point critique, un système coupe instantanément toute tension de sortie,
- une protection vis-à-vis de la charge : dans le cas où le ballast se mettrait en court-circuit, pour éviter que l'on trouve une tension trop élevée en sortie, un système fait fondre le fil de connexion d'émetteur du ballast. Ainsi la charge est protégée dans tous les cas.

Dans ces éléments, la référence, nettement plus élaborée, est obtenue à partir de la tension VBE d'un transistor, nettement plus stable dans le temps que les diodes zener. La figure 16 montre l'utilisation du régulateur tripolaire. La capacité C1 est nécessaire, pour éviter un accrochage de l'ensemble si les connexions venant de la source non régulée sont trop longues (≈ 15 cm). Ces régulateurs, très simples à utiliser, sont fabriqués en tension de sortie fixe de 5 volts, 12 volts, 15 volts, etc. Les modèles 5 volts sont les plus courants. Malgré cet impératif, il est possible d'obtenir, moyennant une certaine dégradation des performances,

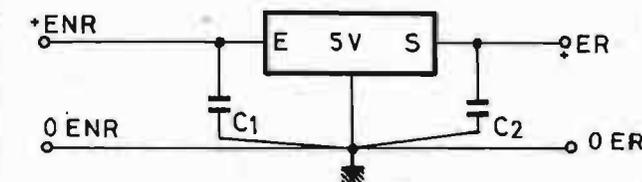


Fig. 16 - Utilisation d'un régulateur tripolaire (R.I.T.).

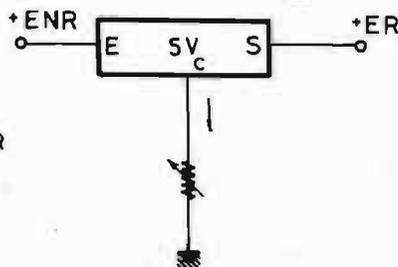


Fig. 17 - Réglage simple de la tension, supérieure à ER nominale.

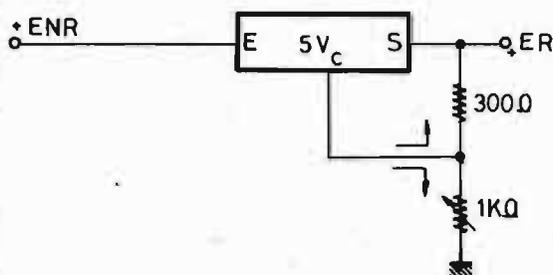


Fig. 18 - Réglage de la tension avec plus grande variation.

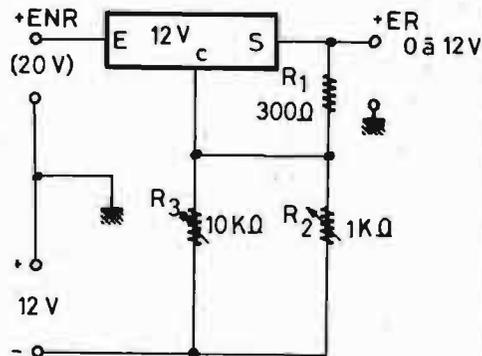


Fig. 19 - Réglage à partir de zéro.

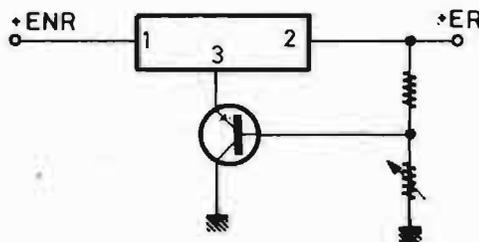


Fig. 20 - Réglage de tension pour RIT de faible dissipation.

une tension de sortie variable au-delà de la valeur définie à la construction. La figure 17 indique une première possibilité. On voit qu'il s'agit d'insérer une résistance dans la connexion de masse. En effet, il se développera une tension à ses bornes qui rehaussera la tension de sortie. En fait, la valeur maximale de celle-ci, c'est-à-dire l'augmentation possible de la tension de sortie, est limitée par le fait qu'on risque ainsi de voir le régulateur se bloquer si le courant dans la connexion correspondante devient trop faible. En pratique, on ne dépassera guère 500 Ω. Ce montage permet l'ajustage très précis des tensions des sorties de 2 RIT mis en parallèle, dans ce cas une 100 Ω ajustable suffit pour obtenir des tensions comprises entre 5 et 6 V.

La figure 18 indique une deuxième possibilité qui permet un réglage plus étendu. On peut ainsi obtenir avec un modèle prévu pour ER = 5 volts de 6 à presque ENR (qui est limitée par les

possibilités du régulateur). Le principe consiste à utiliser une résistance réglable plus élevée et à ajouter au courant ainsi fourni dans la connexion commune du régulateur, celui produit par une autre résistance alimentée par le régulateur lui-même. Ainsi il circulera toujours dans la connexion commune au moins le courant défini par cette deuxième résistance, et l'ensemble sera stable. Les constructeurs donnent habituellement R1 = 300 Ω 1% et R2 0 à 1 kΩ.

Les dispositifs RIT sont d'un emploi pratique et donnent une bonne régulation pour un courant qui dépasse le plus souvent 1 A, et ce, pour un prix raisonnable par rapport au service rendu. On ne peut normalement obtenir de tension inférieure à la valeur définie à la fabrication, mais la figure 19 indique une possibilité. « L'astuce » consiste à créer une contre-tension qui ajustée par R3 annule la tension minimale de sortie. On peut ainsi obtenir une tension de sortie qui part de zéro.

Comme nous l'avons déjà signalé, la possibilité de réglage de la tension de sortie dégrade la régulation, ce qui peut être admissible dans de nombreux cas. Pour diminuer ce défaut, il faudrait faire consommer un courant très important par le pont de résistances, ce qui entraînerait parmi d'autres inconvénients une dissipation excessive de celui-ci et diminuerait le courant que l'on peut fournir à la charge. Le montage de la figure 20 permet un courant suffisant (une dizaine de mA la plupart du temps) dans la connexion commune du régulateur tout en consommant très peu en sortie. Les RIT existant en modèles « économiques » à faible débit (boîtier TO39), il aurait été gênant de fournir presque tout le courant de celui-ci dans le pont de réglage (RIT réf. SFC2309 ou LM309 et L005) à titre d'exemple. On peut utiliser des ballasts avec les RIT mais on perd alors la simplicité d'utilisation de ceux-ci et la protection naturelle en cas de court-circuit.

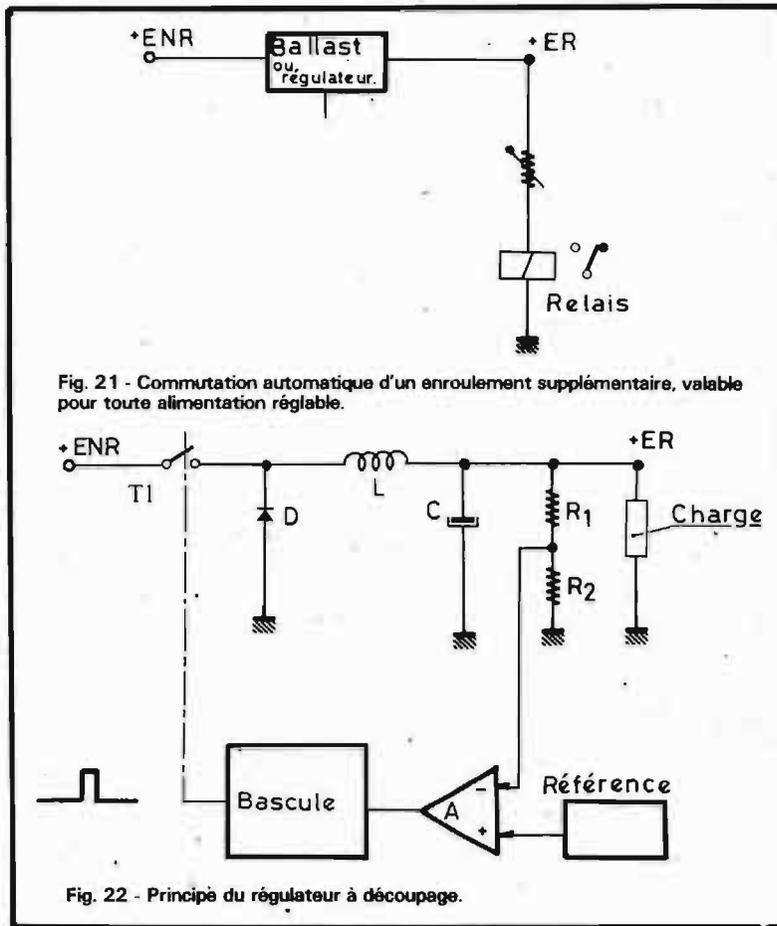
COMMUTATION AUTOMATIQUE DES ENROULEMENTS DU SECONDAIRE DU TRANSFORMATEUR

Dans une alimentation régulée variable, on sait que la dissipation du ballast est la plus élevée quand la tension de sortie est la plus faible. Pour éviter cela, il serait nécessaire de diminuer ENR lorsque la tension de sortie doit diminuer. On va donc réaliser le montage à l'envers, c'est-à-dire que ENR sera faible en début de réglage de ER et dès que celle-ci franchira une certaine valeur un relais commutera un enroulement supplémentaire du secondaire du transformateur. La figure 21 indique la réalisation très simple de l'ensemble. On sait qu'un relais de tension nominale U colle pour une tension U1 assez inférieure à U et supporte une tension U2 assez supérieure à U. U1 va conditionner le seuil à partir duquel le relais fournira un enroulement supplémentaire au pont redresseur de notre alimentation, U2 conditionne la tension maximale de sortie de notre alimentation (garder une marge de sécurité suffisante pour le relais). On pourra au besoin ajuster la tension maximale U2 aux bornes du relais par une résistance si l'on désire ER plus élevé. De plus un relais a un défaut qui va nous être utile : l'hystérésis. Expliquons-nous : lorsqu'on fait redescendre la tension aux bornes de celui-ci on s'aperçoit qu'il ne décolle pas à U1 mais pour une tension plus faible. Ceci va nous permettre le recouvrement des deux gammes automatiquement. Les tensions U1 et U2 sont données par les fabricants de relais.

PERFORMANCES DES ALIMENTATIONS

Dans tous les montages d'alimentations stabilisées, on s'aperçoit que les performances en stabilisation, quoique très différentes suivant les réalisations, sont loin d'être parfaites. Cela tient la plupart du temps aux faits suivants

- Souvent, le transformateur est insuffisamment calibré en courant.
- La chute de tension ENR-ER est insuffisante.
- La tension de référence diminue quand on débite en sortie.
- Le gain de l'amplificateur



d'erreur n'est pas infini et varie car sa tension d'alimentation, souvent ENR, varie.

— Le gain du ballast (et de son circuit associé) varie en fonction du courant débité.

— Les caractéristiques de l'ensemble varient en fonction de la température (β des transistors, tension zener, etc.)

Il peut donc être souhaitable, pour une réalisation très sérieuse d'alimenter la référence et l'amplificateur d'erreur par une source indépendante de ENR, dont le filtrage et la stabilisation seront aisés puisque le débit sera faible. Pour les transistors, il est sage de ne considérer que le gain minimal, donné par le fabricant, pour un courant collecteur défini.

RÉGULATEURS À DÉCOUPAGE

Le défaut principal d'un régulateur classique est son mauvais rendement, à cause de la dissipation du ballast, surtout lorsque la tension de sortie (ER) est une fraction de la tension d'entrée (ENR). On peut obtenir, si l'on se contente d'un taux de ronflement plus élevé, un rendement très supérieur par l'alimentation à « découpage » (fig. 22). Dans ce

montage le ballast travaille soit à la saturation soit au blocage et dissipe une puissance négligeable par rapport à celle qu'il transmet à la charge. Supposons que T1 se mette à conduire. Il charge progressivement C1 (de bonne qualité) à travers L (le courant ne pouvant s'établir immédiatement dans une self). Lorsque la tension aux bornes de celui-ci est suffisante, elle déséquilibre l'amplificateur qui entraîne, par la bascule, la coupure momentanée de T1. Le courant étant en retard sur la tension, une énergie se trouve emmagasinée dans la self. Comme C1 est chargé et que le point (A) est en l'air, (B) est positif par rapport à (A). C'est-à-dire que le courant dans la self s'est inversé à la coupure de T1. Ce courant tend donc à circuler (retard de I sur U) dans le ballast ce qui pourrait le détruire. Pour éviter cela, la diode absorbe l'énergie emmagasinée dans le bobinage. Ce sera une diode de la série rapide et suffisamment calibrée pour supporter ENR en totalité et plusieurs fois le courant nominal de sortie. La conduction de T1 ne sera rétablie que lorsque C1 sera suffisamment déchargé par la charge pour déséquilibrer à nouveau l'amplificateur différentiel. Plus le débit en

sortie est grand et plus augmente la fréquence de commutation puisque T1 reconduit à chaque fois que C1 est déchargé. Il l'est d'autant plus vite que le courant moyen demandé par la charge est important. Le rapport, du temps de conduction au temps de blocage de T1, détermine la tension de sortie - celle-ci se réglera par le pont diviseur de sortie ER. On constate que l'ensemble n'est pas automatiquement protégé des courts-circuits et un limiteur ou un disjoncteur classique n'y feraient pas grand chose. Ce type d'alimentation est très intéressant pour son rendement élevé. Il peut se réaliser avec des régulateurs intégrés en boîtiers de faible puissance comme le SFC2300, SFC2305 ou tripolaire. Mais il ne faut pas dissimuler aux débutants qu'il pose, si l'on n'est pas totalement équipé en matériel de mesures, quelques difficultés. Tout d'abord, l'organe essentiel ici, le bobinage, monté sur noyau, doit répondre à des critères très sévères de qualité et il peut être difficile de se le procurer. D'autre part, la commutation de T1 engendrant des fronts très raides risque de perturber le régulateur ou même la charge (obligation d'un bon blindage contre ces parasites).

Enfin, à cause de l'effet de self, les diverses surtensions qui naissent, peuvent mettre des composants en danger. Cette réalisation reste donc délicate pour qui n'en connaît pas à fond tous les maux et remèdes, c'est pourquoi, nous n'avons donné aucun exemple de calcul des différents éléments. On peut, avec une alimentation à découpage débiter sans problème 20A sous 5V avec une tension non régulée de 20 V, ceci avec un rendement qui dépasse 80 %. Cela correspondrait, avec une régulation série classique, à une dissipation de 300 watts dans le ballast, ce qui peut poser quelques problèmes.

RÉSISTANCE DYNAMIQUE D'UNE ALIMENTATION

Il est maintenant utile de donner quelques précisions concernant la réponse d'une alimentation à une demande de courant de la charge. Jusqu'à présent, on désirait une tension constante quelque soit le courant demandé et l'on donnait comme résultat

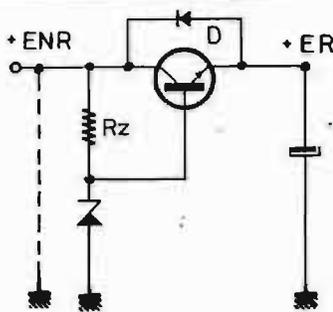


Fig. 23 - Protection du ballast lors d'un court-circuit de ENR.

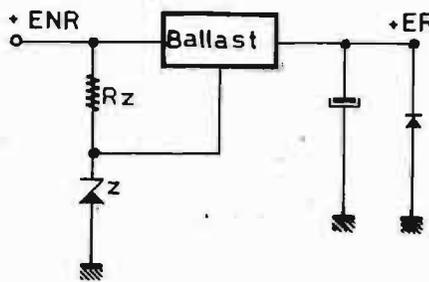


Fig. 24 - Protection d'une alimentation contre les sources négatives connectées en sortie.

de l'efficacité du système, la résistance interne de l'alimentation soit

$$\frac{\Delta VS}{\Delta IS}$$

Cela concernait une demande de la charge qui pouvait varier assez lentement. Considérons un appel intense et de durée très courte. L'alimentation va-t-elle pouvoir instantanément fournir cette impulsion ? Cela dépendra de son temps de réponse qui est forcément limité. En impulsions très brèves, il est caractérisé par la valeur du condensateur de sortie qui servira de réservoir. Mais si l'impulsion de commande est un peu plus longue, la charge du condensateur ne suffit plus et la réponse est limitée par la bande passante des transistors eux-mêmes... Comme en principe celle des petits modèles est assez étendue, la limitation en question proviendra surtout du ballast qu'il faudra choisir en conséquence. On pensera à ce temps de réponse dans les systèmes de protection des surintensités ou des courts-circuits. On excluera, comme protection principale les fusibles, même rapides et les relais. En effet, ces éléments réagiraient alors que l'ensemble de l'alimentation serait déjà en condition de surcharge et la protection semblerait alors illusoire. Certaines capacités ajoutées pour éviter un accrochage ne devront pas être systématiquement de trop grande valeur, car elles réduiraient alors la rapidité de la réponse de l'ensemble. Les variations de la tension non régulée (ENR) à cause des variations de la tension secteur et des variations du courant demandé par la charge, sont divisées en sortie par le système régulateur. On peut donc définir le taux de régulation (en %) qu'apporte l'ensemble réalisé. La régulation en

fonction du secteur est donnée par :

$$\frac{\Delta ER}{\Delta E \text{ secteur}}$$

ou

$$\frac{\Delta ER}{\Delta ENR}$$

Dans les deux cas on précise que la consommation est nulle en sortie. Exemple : le secteur baisse de 30 volts, si le transformateur abaisse de 10 fois, le second-

aire baisse de 3 volts. On constate alors que la tension de sortie baisse de 30 mV. On peut dire que le taux de régulation est de

$$\frac{30 \text{ (mV)}}{3 \text{ (V)}}$$

soit 1 %.

Il faut alors préciser que c'est pour 30 volts de baisse secteur (ou 3 volts de baisse au secondaire) car l'ensemble régulateur peut très bien voir son efficacité baisser si la baisse secteur est

plus importante (en général celle considérée est de 20 % env.). La régulation en fonction de la charge est donnée par

$$\frac{\Delta ER}{ER}$$

En effet, c'est le pourcentage de variation par rapport à ER qui nous intéresse.

Exemple : pour un débit que l'on précisera avec le taux de régulation, une alimentation de 10 V nominaux chute de 0,1 V. On peut en déduire la stabilisation qui est de $0,1/10 =$ soit 1 % pour le courant qui a provoqué la chute de 0,1 V :

UN RISQUE DE DESTRUCTION PEU CONNU

Dans une alimentation stabilisée, on emploie souvent en sortie un condensateur de valeur élevée. Malheureusement, lors d'un court-circuit accidentel de la source ENR, celui-ci applique un potentiel inverse sur le ballast et tend à se décharger à travers celui-ci, dans le court-circuit. La jonction base-émetteur supportant rarement une tension inverse supérieure à 10 V, on risque d'endommager sinon de détruire le transistor. On évite totalement ce défaut en plaçant un diode de la série « rapide » en parallèle sur le ballast, celle-ci déchargera le condensateur, protégeant ainsi le ballast (fig. 23).

Il faut expliquer ce que nous entendons par court-circuit de ENR. Il ne s'agit pas de court-circuit manuel, ce qui a peu de chances d'arriver, l'alimentation étant placée dans un coffret. En fait, certains condensateurs de filtrage (en ENR) ont tendance à se court-circuiter lorsqu'ils sont utilisés très près de leur tension nominale avec une ondulation (ronflement) exagérée (comme en redressement mono-alternance). La figure 24 donne la mise en place d'une diode supplémentaire sur la sortie afin de protéger celle-ci d'une éventuelle tension inverse.

On choisira donc un condensateur très supérieur en tension de service, à ENR. De plus, n'oublions pas que ce même condensateur de filtrage se comporte en court-circuit à l'instant de la mise en route de l'alimentation, d'autant plus que sa valeur est grande. Il risque donc de surcharger l'ensemble redresseur et si la diode n'est pas en place, le ballast.

M. MOURIER

découvrez l'électronique

notre méthode : **faire et voir**

sans connaissances théoriques préalables,
sans expérience antérieure sans "maths"



LECTRONI-TEC est un nouveau cours complet, moderne et clair, basé sur la PRATIQUE (montages, manipulations, etc.) et l'IMAGE (visualisation sur oscilloscope)

- 1 Vous construisez un oscilloscope qui restera votre propriété et vous familiarisera avec tous les composants électroniques.
- 2 Vous comprendrez les schémas de montage et circuits fondamentaux employés couramment en électronique.
- 3 Avec votre oscilloscope, vous ferez de nombreuses expériences et vérifierez le fonctionnement de plus de 40 circuits.

LECTRONI-TEC

Enseignement privé par correspondance

REND VIVANTE L'ÉLECTRONIQUE

GRATUIT! → LECTRONI-TEC, 35801 DINARD

Recevez sans engagement notre brochure 32 pages en envoyant ce bon à _____

NOM (majuscules SVP) _____

ADRESSE _____

HPS 411

UN CADEAU SPÉCIAL à tous nos étudiants

INITIATION

aux circuits intégrés logiques

(Suite voir N° 1469)

DANS notre précédent article nous avons étudié plusieurs montages utilisant les circuits logiques ET et NAND. Aujourd'hui nous travaillerons sur les circuits OU - NOR - OU EXCLUSIF - PAS.

I - Le circuit OU

C'est le type de circuit que nous utiliserons lorsque nous voudrions avoir la sortie à l'état 1 (on dit aussi à l'état haut), lorsque l'une des entrées au moins est à l'état haut. Donc en d'autres termes, sortie à l'état 1 lorsque une des entrées OU les deux sont à l'état 1, ce qui nous donne la table de vérité suivante.

E1	E2	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

II - Le circuit NOR (contraction de l'anglais NOT OR, qui signifie NON OU)

L'état de la sortie sera l'inverse de celle d'un circuit OU utilisé dans les mêmes conditions. La sortie sera donc toujours à zéro, sauf dans le cas de zéro présent sur toutes les entrées.

Z1	E2	S
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

III - Circuit OU EXCLUSIF

La sortie de ce circuit prend l'état 1 uniquement lorsqu'il a une entrée (et une seule) à l'état 1, et l'état zéro lorsqu'il a simultanément les 2 entrées, soit à 1 soit à zéro. Ce qui nous permet d'obtenir la table de vérité suivante.

E1	E2	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

IV - Le circuit PAS

C'est le circuit inverseur utilisé en-logique. Il possède une entrée et une sortie. L'état de la sortie étant toujours l'inverse de l'état d'entrée.

E	S
0	1
1	0

Ce circuit placé sur la sortie d'un ET nous obtenons un NAND, et inversement, placé après un NAND nous obtenons un ET, de même pour les

circuits OU et NOR. Si nous inversons la sortie d'un OU exclusif nous obtiendrons une sortie à l'état haut uniquement lorsqu'il y aura coïncidence entre les deux entrées (toutes les deux à 1 ou toutes les deux à zéro).

V - Symboles

Nous utiliserons pour ces différents circuits, les symboles donnés figure 1 (noter sur le symbole du NOR le même signe d'inversion que sur celui du NAND)

MANIPULATIONS

I - Circuits NOR

Nous utiliserons une des plaquettes support proposées dans notre précédent article, ainsi qu'un ou plusieurs témoins logiques.

Sur ce support mettons un circuit intégré SFC 402 (ou SN 7402 N qui est un équivalent). Branchons l'alimentation sur les pattes 7 et 14 (voir brochage vu de dessus, figure 2). Dans ce boîtier nous

Fig. 1 - Symboles.

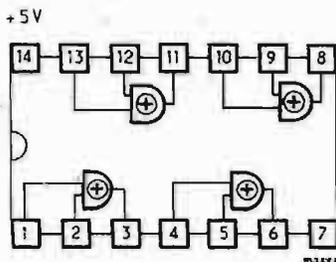
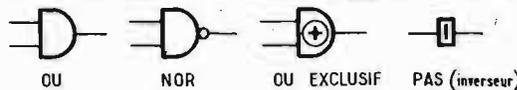


Fig. 2 - SFC 402 - Vue de dessus.

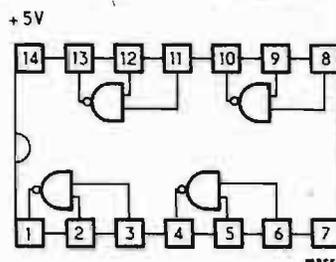


Fig. 3 - SFC 404 - Vue de dessus.

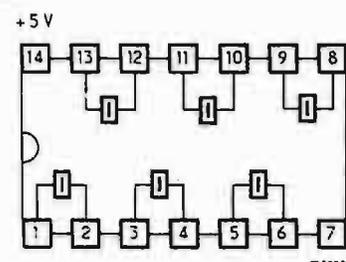


Fig. 4 - SFC 486 - Vue de dessus.

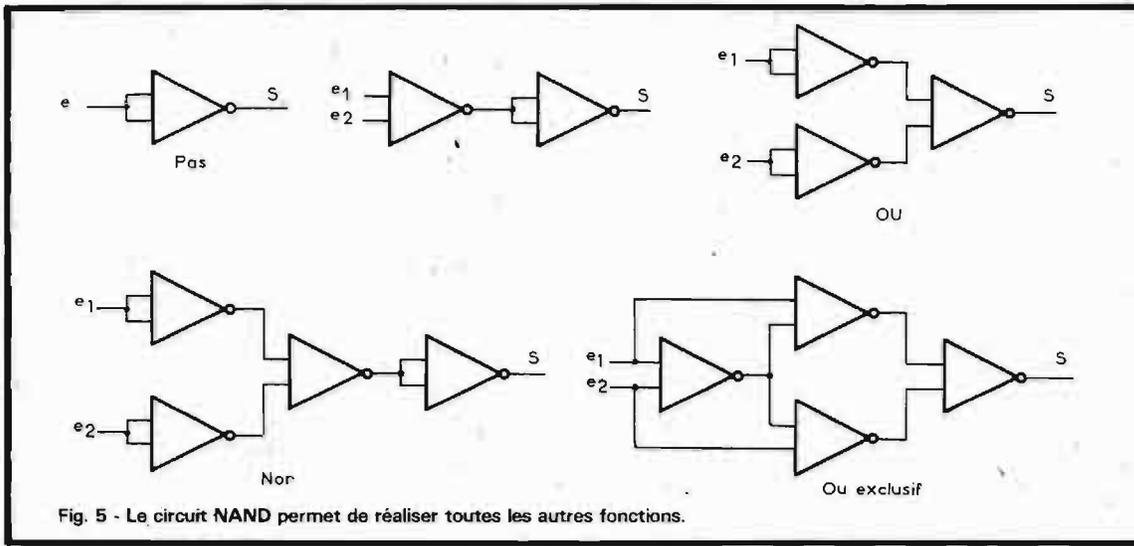


Fig. 5 - Le circuit NAND permet de réaliser toutes les autres fonctions.

disposons de quatre circuits NOR à deux entrées chacun. Nous vérifions la table de vérité.

En nous rappelant qu'une entrée est à 1 (on dit aussi état haut) lorsqu'elle est en l'air, ou bien lorsqu'elle est reliée au +5 V au travers d'une résistance comprise entre 1 kΩ et 4,7 kΩ. Une entrée est à zéro (on dit aussi à l'état bas) lorsqu'elle est reliée à la masse.

II - Le circuit PAS

Le circuit que nous utiliserons est le SFC 404 (ou SN 7 404 N). Le brochage en est donné figure 3. Le boîtier contient six inverseurs. L'état des entrées étant défini comme précédemment, nous vérifierons que la sortie est bien toujours l'inverse de l'entrée.

III circuit OU

Les fabricants ne présentent pas toujours de circuits intégrés OU dans leur catalogue. Nous réaliserons donc cette fonction en utilisant conjointement les deux circuits précédents, en inversant la sortie du NOR. On reliera directement l'entrée de l'inverseur à la sortie du NOR.

IV - Le OU EXCLUSIF

Le circuit intégré SFC 486 (ou SN8486N) dont le brochage est donné figure 4 contient quatre portes OU EXCLUSIF. Nous vérifierons que nous avons bien l'état 1 en sortie uniquement lorsqu'une seule entrée est à la masse, l'autre étant à l'état 1 (non connectée par exemple). Cette vérification faite nous allons faire suivre le OU EXCLUSIF d'un inverseur, et nous constatons que la sortie de l'ensemble (celle de l'inverseur) est à l'état 1 uniquement lorsqu'il y a coïncidence entre les entrées (toutes les deux à l'état bas, ou bien toutes les deux à l'état haut).

V - Le circuit NAND (SFC 400) est sans doute le circuit le plus courant et le moins coûteux. Nous allons voir comment réaliser n'importe laquelle des autres fonctions à partir de NAND.

Pour réaliser ces différentes fonctions, nous appliquons un théorème fondamental en logique (le théorème de Morgan) qui dit en substance :

« Si nous inversons les entrées et la sortie d'un ET nous obtenons un OU et inversement ». La figure 5 nous donne un aperçu des combinaisons possibles.

- le circuit PAS. Nous l'avons vu dans le précédent article, en reliant ensemble les deux entrées d'un NAND nous obtenons un inverseur.
- le circuit ET. Il est par nature l'inverse du NAND. Il suffit donc d'inverser la sortie du 1^{er} NAND pour obtenir le ET souhaité.
- le circuit OU. Application directe du théorème ci-dessus.
- le circuit NOR. Invertissons à nouveau la sortie du circuit précédent.

- le circuit OU EXCLUSIF. Issu directement de la transformation mathématique de l'expression du OU EXCLUSIF. Cette construction nous apporte la solution au problème du va-et-vient présenté dans notre précédent article.

PROBLEME DE VA-ET-VIENT

Le problème posé était le suivant :

A l'aide d'un circuit intégré SFC 400 réalisez un montage tel que chaque fois qu'un des deux interrupteurs change d'état (ouvert→fermé, fermé→ouvert), la lampe change également d'état (comme dans un montage va-et-vient classique - figure 6).

Nous allons tout d'abord réaliser le montage en utilisant un OU EXCLUSIF issu d'un SFC 486 (figure 7).

- supposons au départ les deux inters ouverts, la lampe sera éteinte.

- fermons un inter (n'importe lequel), la lampe s'allume.
- fermons l'autre inter, la lampe s'éteint à nouveau.
- ainsi de suite. A chaque changement d'état d'un inter la lampe change d'état.

Vous êtes à même de répondre maintenant au problème posé, en utilisant le OU EXCLUSIF de la figure 5.

CIRCUIT DE SORTIE UTILISÉ EN LOGIQUE TTL

Le présent chapitre déborde du cadre assigné à cet article, pourtant il est nécessaire de comprendre pourquoi certaines manœuvres sont interdites.

- Relier une sortie au + 5 V.
- Relier une sortie à la masse.
- Relier deux sorties entre elles.

La figure 8 donne le schéma de l'étage de sortie utilisé dans la majorité des circuits intégrés. Les circuits précédents font que soit T₁ est conducteur et T₂ bloqué (état haut), soit T₂ conducteur et T₁ bloqué (état bas). T₁ et T₂ peuvent être assimilés à deux interrupteurs, fonctionnant simultanément, mais lorsque l'un est ouvert l'autre est fermé (on appelle ce circuit : « circuit TOTEM POLE »).

Maintenant que se passe-t-il ?

- Si nous relierons la sortie au +5 V... rien : si la sortie est à l'état 1. Mais T₂ est détruit si la sortie est à l'état bas car nous avons un véritable court-circuit entre masse et +5 V.
- Si nous relierons la sortie à la masse, le problème reste sensible, ment le même. A l'état haut, malgré la présence de la résistance de 130 Ω le courant risque d'être excessif.

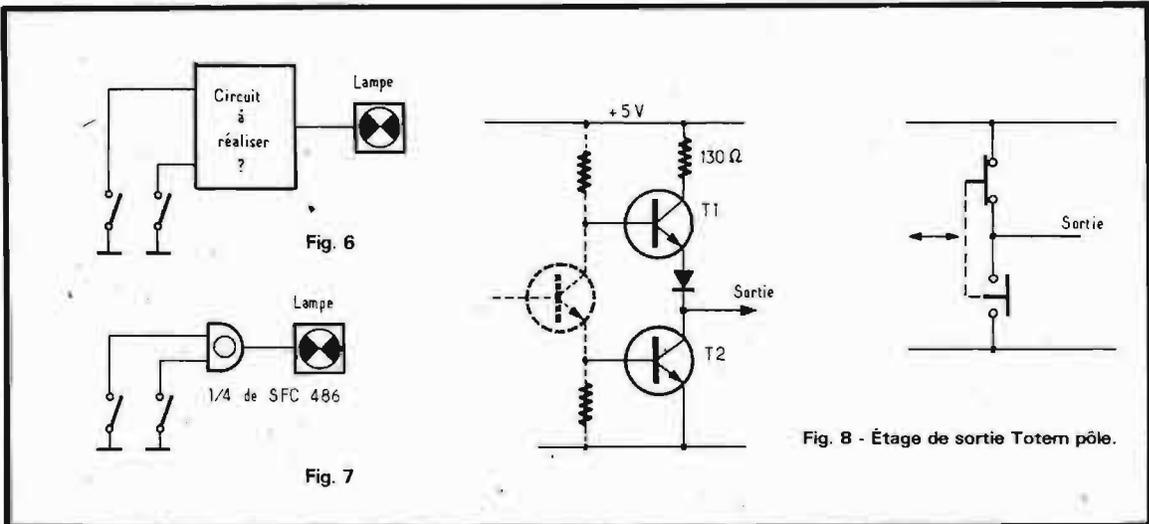


Fig. 8 - Étage de sortie Totem pôle.

Fig. 9 - En reliant deux sorties ensemble on risque la destruction.

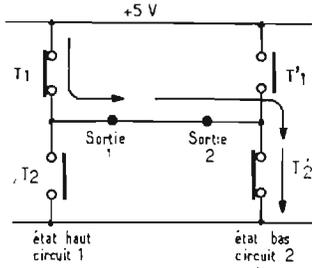
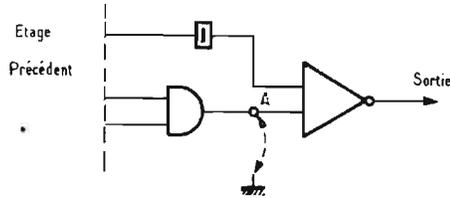


Fig. 10 - Manœuvre à éviter : relier A à la masse.



— Si nous relient deux sorties ensemble, il ne se passe rien tant que les deux états sont identiques. Par contre un important courant s'établit en cas de niveau différent. Le diagramme des interrupteurs que nous avons doublé figure 9 pour simuler les deux sorties, permet de voir le court-circuit qui existe alors entre masse et + 5 V.

Attention : tout cela pour vous éviter la destruction de circuits intégrés. Car combien de fois devant un circuit comme celui de la figure 10, lorsque vous n'obtiendrez pas en sortie l'état désiré, et que pour vérifier le fonctionnement de chaque fonction, vous voudrez relier le point A à la masse afin de mettre l'entrée du dernier NAND à l'état bas (dans le but de vérifier que la sortie passe bien à ce moment-là à 1), si vous faites cette manœuvre au moment où le OU précédent a sa sortie à l'état haut, vous vous retrouverez dans un des cas énumérés plus haut.

Rappelez-vous que la manœuvre que vous faites sur l'entrée d'un circuit, vous la faites souvent en même temps sur la sortie d'un autre.

MONTAGE

Lampe à secrets. Nous allons réaliser un montage qui permet de commander l'allumage d'une lampe uniquement lorsque la combinaison réalisée à l'aide de 4 interrupteurs est bien la bonne. (schéma figure 11).

Le choix de la combinaison est réalisé en reliant à la masse, ou en laissant en l'air l'une des entrées des OU EXCLUSIF. La seconde entrée des circuits sert de clef, en effet la lampe ne s'allumera que lorsque nous aurons réalisé à l'aide des inter-clefs la même combinaison que celle câblée sur la première entrée.

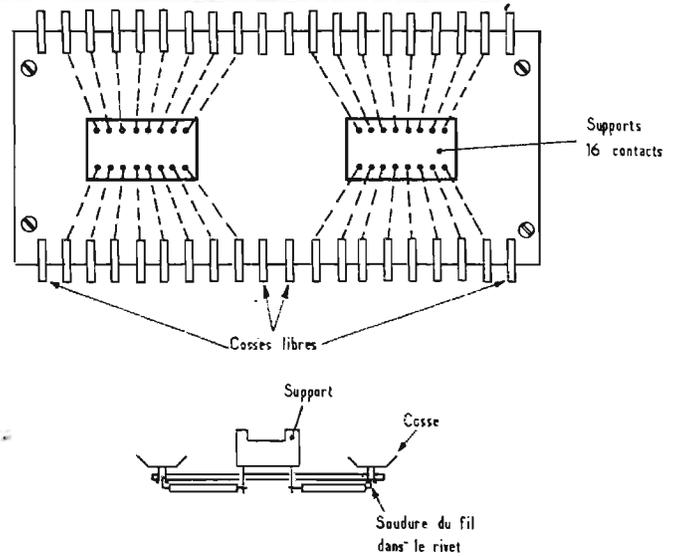
Fonctionnement : chaque OU EXCLUSIF suivi d'un inverseur donne sur l'entrée du NAND 1 lorsqu'il y a coïncidence et zéro

lorsqu'il y a divergence entre les deux entrées. Or il suffit d'une seule entrée à zéro pour que la sortie du NAND soit à l'état haut, donc après inversion nous aurons zéro en sortie, et la lampe restera éteinte. Inversement lorsque tous les OU EXCLUSIF auront leur sortie à l'état haut, la sortie du NAND sera à l'état bas et après inversion la sortie sera à 1 et la lampe allumée.

Commande d'un relais à la place de la lampe. Ce montage permet de commander des appareils plus volumineux (poste de radio, électrophone, etc.), figure 12. Si la consommation des appareils l'exige le relais utilisé peut en commander un second beaucoup plus gros, et se sont les contacts de ce dernier qui commanderont l'appareil.

Note : Ce montage peut être utilisé sur d'autres circuits ; reliés à la sortie d'une porte logique, le relais colle à l'état 1.

Pieds (vis de 3 mm avec entretoises et écrous)



SIMULATEUR LOGIQUE 1^{re} PARTIE

Ce simulateur est, en fait, plutôt un banc d'essai permettant la réalisation facile d'ensemble de complexité moyenne. Les modifications de câblage étant très simples la mise au point des ensembles devient aussi beaucoup plus aisée. Ce simulateur se compose essentiellement de deux parties :

- la première que nous verrons aujourd'hui, et qui comprend un certain nombre de supports, permettant les différentes connexions des ensembles à câbler,
- la seconde comprend deux alimentations, une de 5 V, l'autre variable de 4 à 15 V. Elle fera l'objet d'une réalisation dans le prochain article.

Réalisation de la première partie :

Nous utiliserons le même principe que lors de la fabrication des plaquettes supports qui servent actuellement aux essais des circuits. Sur des plaquettes à deux rangées de cosses nous fixons des supports de circuits intégrés. Il sera bon de préparer ainsi 15 à 16 supports de 16 pattes. Il est possible de les grouper par deux ou par trois sur chaque plaquette (figure 13).

Nous aborderons le mois prochain la numération binaire. Nous construirons des codeurs décimaux → binaires et des décodeurs binaires → décimaux. Nous utiliserons également des décodeurs intégrés et des unités d'affichage sept segments.

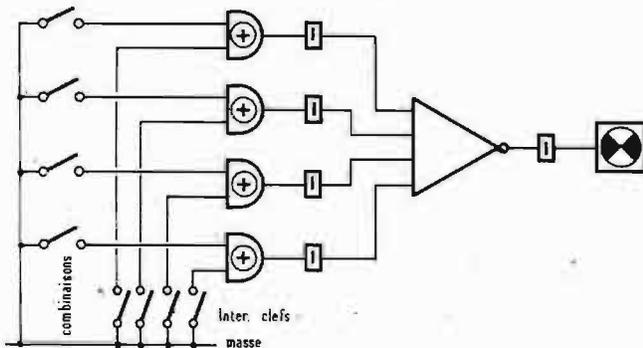


Fig. 11

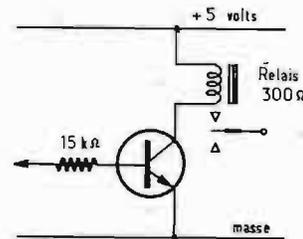


Fig. 12 - Commande d'un relais à partir d'un niveau haut.

Le contrôleur universel

TESTAVO 10

pour électronicien



DISTRIBUÉ par la firme Neuberger-France, le contrôleur Testavo 10 est le fruit d'une étude franco-allemande et l'appareil est également distribué sous l'appellation AVOIP 1 sur le marché français.

Il s'agit d'un appareil destiné à l'électrotechnique, donc conçu de façon à offrir une très grande robustesse et des possibilités ou calibres n'existant pas sur le contrôleur radio classique. Le Testavo 10 possède deux calibres exploitables sans shunt extérieur pour la mesure des courants alternatifs de 15 et 60 A pleine échelle, et un indicateur d'angle de rotation de phase pour le contrôle des branchements corrects sur les moteurs triphasés.

CARACTÉRISTIQUES

Contrôleur universel 25 calibres pour les mesures de courants, tensions en continu et alternatif, de résistances et d'angle de rotation de phase.

Calibres. Tensions continues : 60 mV ; 1,5 V ; 6 V ; 30 V ; 60 V ; 150 V ; 300 V ; 600 V.

Intensités continues : 1 mA ; 0,6 A ; 1,5 A ; 6 A.

Intensités alternatives : 0,6 A ; 1,5 A ; 6 A ; 15 A ; 60 A.

Calibres	1 mA	0,6 A	1,5 A	6 A	15 A	60 A
Chute de tension =	60 mV	204 mV	255 mV	508 mV	—	—
Chute de tension ~	—	206 mV	257 mV	509 mV	42 mV	163 mV

Tensions alternatives : 3 V ; 30 V ; 60 V ; 150 V ; 300 V ; 600 V.
Résistances : 1 échelle 0 - 1 k Ω avec 20 Ω au centre ; courant maximal 80 mA sous 1,5 V.

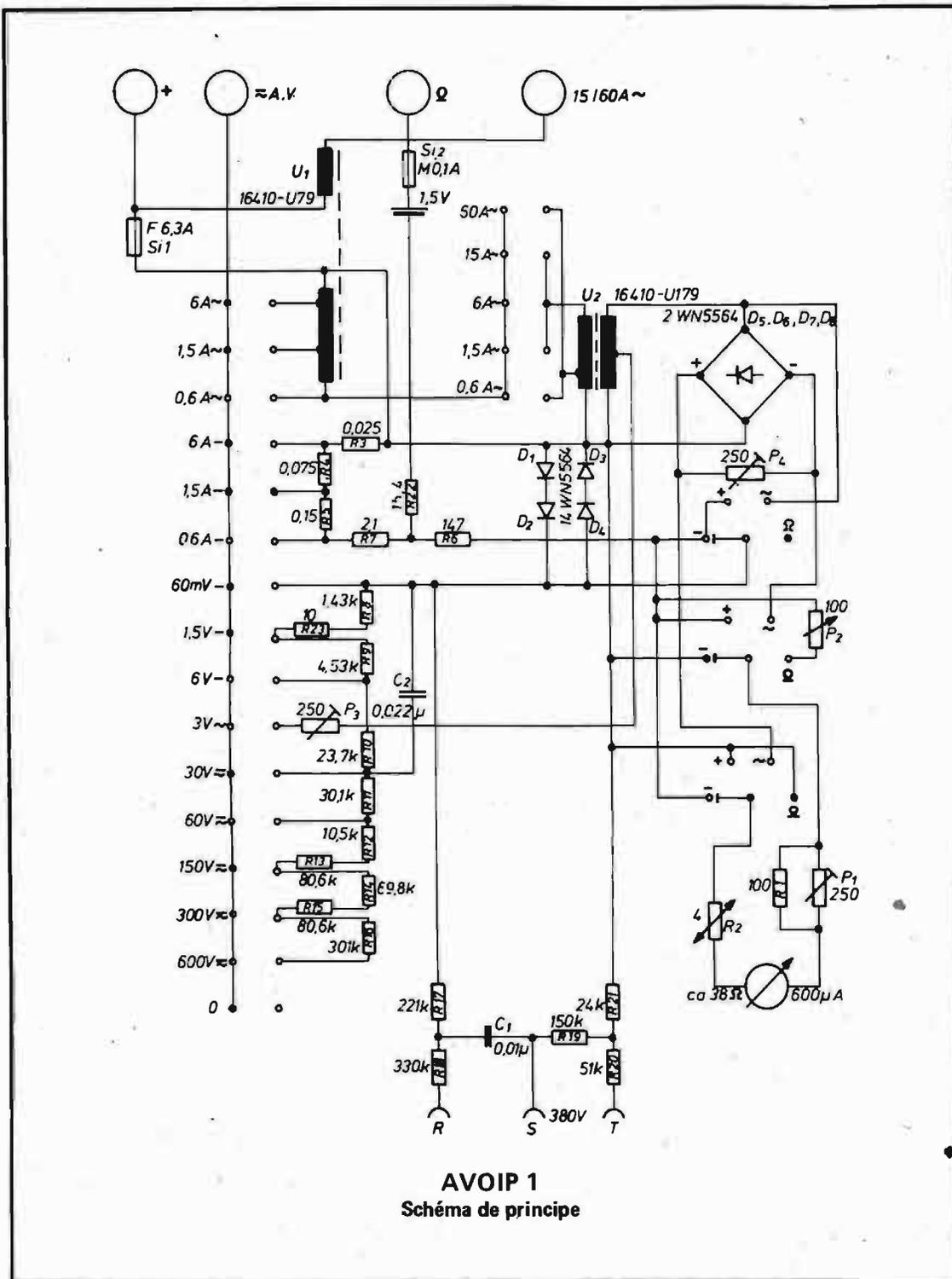
Equipage. Monté sur double pivot à ressort, il est pratiquement insensible aux chocs. De type magnéto électrique, il est doté d'un couple très élevé et d'un amortisseur mécanique efficace.

Echelles. Deux échelles trois marquages sont installées autour d'un miroir correcteur de parallaxe ; l'une est graduée en 60 divisions avec marquage 6 et 3 pleine échelle, la seconde est divisée en 30 graduations pleine échelle 15.

Une échelle linéaire distincte est destinée aux mesures de résistances sous laquelle sont portés les repères de la mesure des phases comportant trois indications : faux, phase douteuse, bon.

Résistance interne : 1 k Ω /V, en continu et en alternatif.

Calibres	Résistance interne	
	Continu	alternatif
1 mA	60 Ω	—
0,6 A	0,33 Ω	0,33 Ω
1,5 A	0,167 Ω	0,167 Ω
6 A	0,083 Ω	0,083 Ω
15 A	—	0,003 Ω
60 A	—	0,003 Ω
60 mV	60 Ω	—
1,5 V	1,505 k Ω	—
3 V	—	300 Ω
6 V	6,004 k Ω	—
30 V	30,007 k Ω	30,009 k Ω
60 V	60,005 k Ω	60,006 k Ω
150 V	150,001 k Ω	150,008 k Ω
300 V	300,011 k Ω	300,016 k Ω
600 V	600,008 k Ω	600,010 k Ω



Classe : 1,5 en continu et en alternatif.

Tension d'essai : 2.000 V 50 Hz.

Protections : Pour les mesures des courants continus et alternatifs, de 1 mA à 6 A, protection 220 V par fusible 6,3 A.

Pour les tensions, protection du cadre par diodes silicium, jusqu'à quatre fois la valeur du calibre utilisé ; jusqu'à dix fois pendant un court instant. En fonction ohmmètre, protection 220 V par fusible 0,1 A.

Batterie : standard 1,5 V.

Encombrement : 210 x 130 x 81 mm, pour un poids de 950 g.

Accessoires : sacoche avec bride, jeux de cordons avec pointes ou pinces enfichables, pince transformateur de rapport 1.000/1.

PRÉSENTATION

L'appareil est logé dans un coffret de couleur jaune, en plastique antichoc. Au-dessus du galvanomètre sont disposées quatre bor-

nes, les deux de gauche destinées à toutes les mesures, à l'exception des mesures en courant alternatif sur les calibres 15 et 60 A et en ohmmètre, raccordements sur les bornes de droite. Le sélecteur de calibres est à disposition centrale, le commutateur du mode de fonctionnement et le potentiomètre du tarage de l'ohmmètre sont disposés de part et d'autre de celui-ci.

Pour le contrôle de phase, trois bornes latérales RST sont à raccorder aux phases alimentant un moteur.

Le commutateur de fonctions comporte quatre positions : -, +, ≈, Ω. En cas d'inversion de polarité lors des mesures en continu, il est plus commode de passer du - au + ou inversement que de rebrancher correctement les cordons.

EXAMEN DU SCHÉMA

Le cœur de l'appareil est le galvanomètre magnéto électrique de 600 µA et de résistance interne de 38 Ω. Une protection par diodes contre les surcharges lui est adjointe, de façon à ce que la tension à ses bornes ne dépasse jamais une valeur le mettant en danger.

Le redresseur n'est commuté que pour les mesures de tensions ou courants alternatifs, de sorte qu'en continu, si une tension ou un courant alternatif est superposé à l'information continue, seul le continu est mesuré. A cet effet, deux transformateurs sont employés, associés au pont redresseur pour toutes les mesures en alternatif.

Les résistances et les divers composants sont de qualité professionnelle, aux tolérances serrées, afin d'offrir un service fiable de longue durée.

MESURES

Comme nous l'avons indiqué dans l'article « La validité des mesures électriques » du HP 1424, il est bon de se souvenir que la classe de précision d'un appareil à cadre mobile n'est valable que pour la pleine échelle.

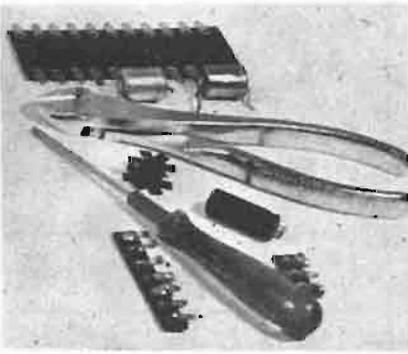
Si lors d'une mesure, l'aiguille dévie un peu, il est nécessaire de changer de gamme et de choisir celle offrant une excursion maximale pour bénéficier de la meilleure précision.

Le tableau I donne la chute de tension sur les différents calibres en courant, le tableau II la valeur de la résistance interne.

CONCLUSION

Le Testavo 10 est bien adapté aux différentes mesures électrotechniques, en particulier grâce à ses calibres 15 et 60 A, et à son dispositif de contrôle de la rotation de phase. Sa classe de 1,5 est bonne et sa robustesse se prête à l'emploi sur chantier.

J.B.



ABC de L'ELECTRONIQUE

APPLICATIONS DES TRANSISTORS UNIJONCTION

INTRODUCTION

Le transistor UJT est un dispositif possédant des propriétés telles que ses applications sont extrêmement nombreuses et utilisables dans la plupart des domaines spécialisés de l'électronique.

Des applications ont été données dans de précédents ABC. En voici d'autres mais, pour nos nouveaux lecteurs ou ceux qui ne seraient pas encore au courant de la constitution et du fonctionnement des UJT, nous donnons préalablement quelques indications générales et rapides concernant ces semi-conducteurs.

A la figure 1A, on donne la représentation schématique d'un UJT. On y trouve les trois électrodes :

(a) l'émetteur E représenté par une **flèche oblique** par rapport à la barre verticale ;

(b) la base B_1 à connecter vers le négatif de l'alimentation ;

(c) la base B_2 à connecter vers le positif de l'alimentation.

La flèche de l'émetteur est orientée vers la barre verticale. Le signal d'entrée s'applique entre émetteur et un point de masse et celui de sortie est obtenu entre les deux bases.

A la figure 1B on a représenté la structure interne de l'UJT. On y trouve un barreau de silicium type N dont les extrémités sont sorties électriquement par des rubans de connexion et constituent ainsi les bases B_1 et B_2 . D'autre part, l'émetteur E est constitué par un contact redresseur à jonction PN pris le long de la barre.

FONCTIONNEMENT

Au repos, entre les deux bases B_1 et B_2 , il y a une résistance comprise entre 5 et 10 k Ω . Comme dans la plupart des montages, B_1 et B_2 sont à des tensions négative et positive, respectivement ; un courant continu circulera le long du barreau. Celui-ci est alors un diviseur de tension. Une tension V_{BB} apparaît sur l'émetteur comme le montre la figure 1C.

Soit, d'une manière générale, V_E la tension de l'émetteur, lors-

qu'il y a un signal sur celui-ci. Si $V_E < V_{BB}$, le courant I_E est réduit et on peut le considérer comme un courant de fuite. Si $V_E > V_{BB}$, l'émetteur est polarisé positivement et I_E augmente brusquement.

Ce courant est dû principalement aux porteurs minoritaires injectés dans le barreau de silicium. Ces porteurs diminuent la résistance de ce barreau, dans la région de la base B_1 et l'émetteur, ce qui donne naissance à une résistance négative.

A la figure 2, on donne les caractéristiques émetteur-base 1, avec l'indication des diverses régions : **point de PIC** c'est-à-dire, point maximum juste à la frontière entre la région de résistance négative et celle de coupure ; **point de vallée** au point minimum, situé à la frontière des régions à résistance négative et de saturation.

La courbe inférieure est la caractéristique de la diode constituée par E et B_1 , avec $I_E = 0$ (voir aussi la figure 1C). Soit $I_E =$ courant de PIC. Au tableau I, on donne I_E en mA en fonction de R_{B1} pour le montage de la figure 1C.

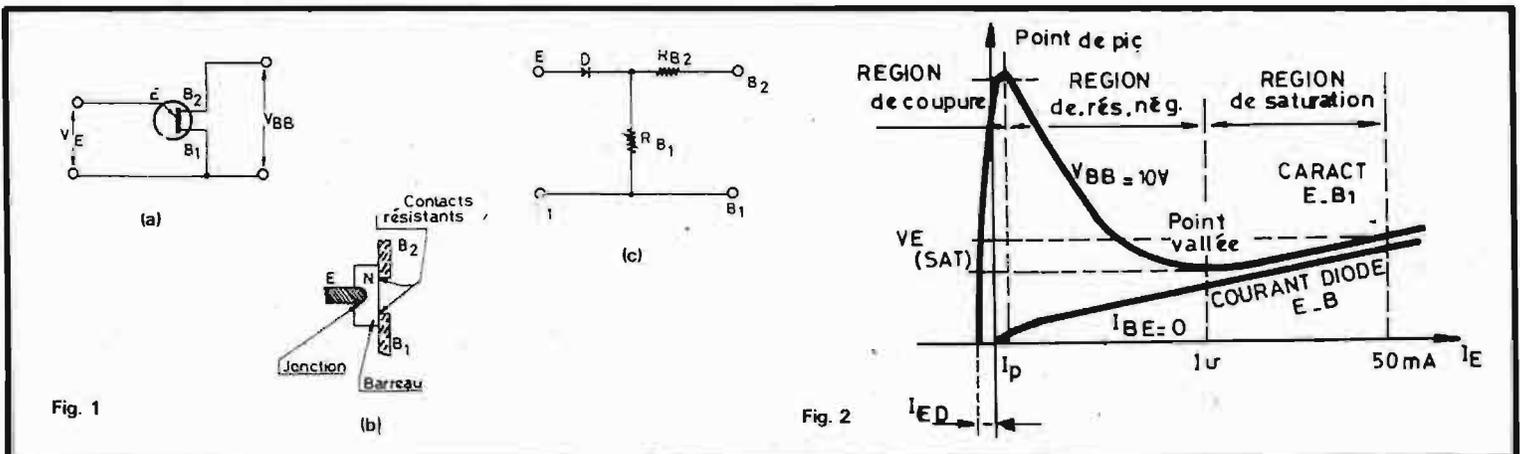
TABLEAU I

I_E (mA)	R_{B1} (Ω)
0	4000
1	2000
2	900
5	240
10	150
20	90
50	40

Ces valeurs sont données à titre d'exemple pour un certain type de transistor UJT, afin que l'on se rende compte de l'ordre de grandeur de I_E et R_{B1} et de la relation qui existe entre ces deux caractéristiques.

Les paramètres d'un UJT sont les suivants :

- Résistance interbases R_{BB} , mesurée avec circuit d'émetteur ouvert ;
- Rapport intrinsèque $V_p = V_{BB} + 200/T_j$;
- Tension émetteur de pic $V_p =$ tension nécessaire pour conserver l'état conducteur ;



- Tension émetteur de saturation, V_{ESAT} , légèrement supérieure à $V_V =$ tension vallée ;
- Courant interbase modulé I_{B2} (mod), se mesure entre émetteur et base 2, avec base 1 en circuit ouvert ;
- Courant émetteur de pic = courant nécessaire pour conserver l'état conducteur. Correspond à $V_p =$ tension de pic ;
- Courant émetteur de vallée I_v (fig. 2) ;
- Tension d'impulsion de pic de la base 1 désignée par V_{OB1} , se mesure à l'aide du montage de la figure 3.

Nous allons décrire maintenant des applications du transistor unijonction, toutes basées sur le schéma fondamental de la figure 4.

APPLICATION 1 : GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS

Dans le schéma de la figure 5A, on adoptera les valeurs suivantes : $C = 33$ nF, $R_1 = 6,8$ k Ω , $R_3 = 470$ Ω , $R_4 = 10$ Ω .

Sur le schéma on peut voir qu'il y a deux entrées de synchronisation : sur B_1 en appliquant une impulsion positive de 1,5 V ou sur B_2 en appliquant une impulsion négative de 8 V.

On obtient alors, avec les valeurs des éléments spécifiés, des impulsions de 8 à 10 μ s à la fréquence de 5 kHz.

La stabilité du montage est

bonne, le glissement de fréquence n'étant, au maximum, que de ± 1 %.

APPLICATION 2 : AMPLIFICATEUR D'IMPULSIONS

Le schéma universel de la figure 4 doit être modifié pour en obtenir celui de la figure 5 B. Les impulsions doivent être appliquées à un des points d'entrée :

- 1V, 1 μ s à la base B_2 ;
- + 1V, 1 μ s au point AF.

La sortie est en AF lorsque le signal est appliqué à B_2 . On obtient des impulsions de - 4V et 10 μ s. Si le signal est appliqué en AF, la sortie est à B_2 et on a - 1V et 10 μ s. Le seuil de déclenchement peut être placé aussi bas que désiré en modifiant les valeurs de R_1 et R_2 .

On voit qu'il s'agit bien d'un amplificateur, car la sortie donne un signal semblable à celui d'entrée, mais mis en forme.

APPLICATION 3 : MULTIVIBRATEUR ASTABLE

Le multivibrateur à UJT est un des montages les plus appréciés des amateurs, en particulier ceux d'instruments électroniques de musique. Le montage de la figure 6 en donne un exemple, dans lequel il n'y a qu'un seul UJT et une diode.

Il est possible de synchroniser l'UJT en appliquant des impulsions en A ou en E. Il faut que les impulsions soient positives. Si la synchronisation s'applique en B_2 , les impulsions doivent être négatives.

Dans le cas d'une sortie en B_2 , le signal obtenu est rectangulaire, de 5 V et à 2 kHz. Le temps de chute est 2 μ s et celui de montée de 8 μ s.

APPLICATION 4 : UNIVIBRATEUR

Ce montage se nomme aussi multivibrateur monostable. Son schéma est donné à la figure 7 et il comporte peu d'éléments passifs R et C.

L'univibrateur à UJT se déclenche avec une impulsion de + 3 V aux points F ou E ou avec - 4V en B_2 . Sur B_2 les impulsions obtenues sont de - 5V et 100 μ s.

APPLICATION 5 : FLIP-FLOP (OU BISTABLE)

On adoptera le montage représenté par le schéma de la figure 8 A, qui est encore plus simple que les précédents, car il ne comporte que trois résistances en plus de l'UJT.

Ce montage est analogue à celui d'un multivibrateur bistable. L'impulsion sera appliquée en E, point confondu dans le présent montage avec le point F.

Une impulsion négative rend le circuit de sortie ouvert et une impulsion positive le ferme.

La sortie est à la base 2, la base 1 étant dans le présent montage, à la masse et ligne négative.

En position « ouvert » de la sortie, la tension de la base 2 est de + 17 V par rapport à la masse. En position « fermé », la tension de la base 2 est de + 6 V, ce qui donne, par conséquent, deux niveaux, par rapport à la masse : le niveau haut à + 17 V et le niveau bas à + 6 V.

Ce montage peut être utilisé comme générateur de signaux rectangulaires, en appliquant un signal alternatif à l'entrée. Entre E et la masse, l'impédance varie selon l'état du système. Elle est « haute » lorsque la sortie est « ouverte » et « basse » lorsque la sortie est « fermée ».

APPLICATION 6 : GÉNÉRATEUR DE DENTS DE SCIE

A la figure 8 B, on donne le schéma de ce générateur qui ne comporte plus que deux résistances mais il y a aussi un condensateur $C = 0,1$ μ F. Les résistances sont $R_1 = 10$ k Ω disposée entre E et la ligne positive et R_3 de 470 Ω entre B_2 et la ligne positive.

Pour synchroniser ce générateur, on appliquera des impulsions négatives en B_2 .

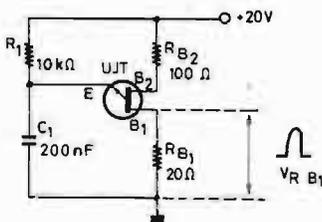


Fig. 3

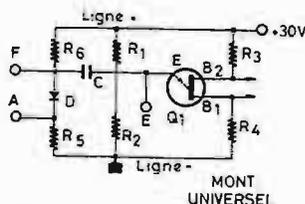


Fig. 4

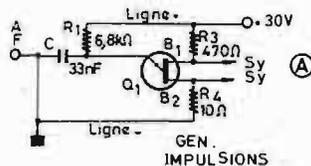


Fig. 5

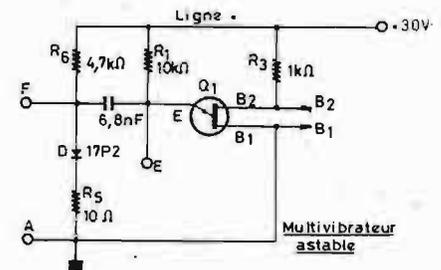
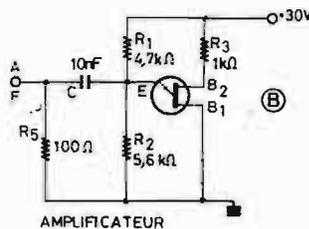


Fig. 6

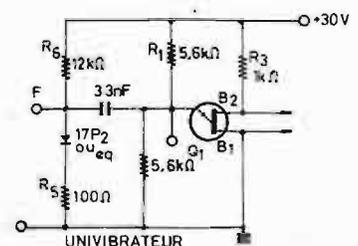


Fig. 7

On peut obtenir, avec ce montage, un signal périodique en dents de scie de 17 V crête à crête à la fréquence de 1 kHz, avec un temps de recouvrement de 5 μ s.

Il est possible d'améliorer la linéarité en utilisant un circuit à courant constant.

La fréquence dépend du produit $R_1 C$ donc, on pourra la modifier en agissant sur R_1 ou C_1 ou sur les deux.

En remarquant que le produit $R_1 C$, pour $f = 1$ kHz est égal à :

$$T = R_1 \cdot C = 10 \cdot 10^3 \cdot 10^{-7} \text{ s}$$

$$\text{ou } T = 10^{-3} \text{ s} = 1 \text{ ms}$$

et que f varie en sens inverse de T , il est clair que l'on obtiendra $f = 2$ kHz, par exemple, en diminuant T de deux fois environ. On pourra, par exemple, remplacer R_1 par une résistance fixe en série avec une résistance variable et C par un système commutateur mettant en circuit des capacités de valeurs différentes.

Nous suggérons le schéma de la figure 8 C. On adoptera pour C , les valeurs indiquées au tableau II ci-après.

TABLEAU II		
Position	Valeur de C	Unité
1	10 = C_1	μ F
2	1 = C_2	μ F
3	0,1 = C_3	μ F
4	10 = C_4	nF
5	1 = C_5	nF
6	100 = C_6	pF

Le changement de capacité donne une gamme de fréquences dix fois supérieures ou inférieures en passant à la valeur inférieure ou supérieure voisine, par exemple, en gamme 3, on aura $f = 1$ kHz lorsque R_1 sera réglée vers 10 k Ω et en gamme 4, $C = C_4 = 10$ nF, la fréquence sera dix fois supérieure ; donc de 10 kHz. Ensuite : en position 5, $f = 100$ kHz ; en position 6, $f = 1$ MHz ; en position 2, $f \times 100$ Hz, en position 1, $f \times 10$ Hz.

D'autre part, la variation de $R_1 = R_{1A} + R_{1B}$ avec $R_{1A} = 1$ k Ω fixe et $R_{1B} = 10$ k Ω variable, permettra de réaliser une gamme dont les limites seront dans le rapport :

$$r = \frac{R_{1A} + R_{1B}(\text{max.})}{R_{1A}}$$

$$= \frac{11000}{1000} = 11$$

En ne comptant que sur les limites 1000 Ω et 10 000 Ω , on aura un rapport de dix fois.

Il va de soi que ces calculs ne sont qu'approximatifs et que les gammes de fréquences élevées ne sont possibles que si l'UJT utilisé le permet.

APPLICATION 7 : GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX RECTANGULAIRES

Ce montage peut se réaliser d'après le schéma de la figure 9. On peut synchroniser ce générateur à l'aide d'impulsions positives appliquées au point A (entre D et R_5) ou à l'émetteur E.

On obtient le signal triangulaire, de forme symétrique entre les points F et E. L'amplitude de ce signal est de 14 V crête à crête et la fréquence sera de 5 kHz.

Pour obtenir des signaux d'autres fréquences, on pourra modifier C ou R_1 comme on l'a montré plus haut pour le générateur de signaux en dents de scie.

Il est possible d'améliorer la linéarité à l'aide de sources de courant constant, pour les circuits de

R_1 et R_6 , mais ce montage serait compliqué, donc peu avantageux comparativement à d'autres montages, notamment ceux à circuits intégrés.

APPLICATIONS 8 ET 9 : MODULATEURS

Voici à la figure 10 les schémas de deux modulateurs. Celui représenté en A ne nécessite que la résistance R_3 de 470 Ω disposée entre la base 2 et la ligne positive et le condensateur C de 6,8 nF entre émetteur et le point F qui, d'ailleurs, est à la masse dans ce montage.

Le signal de modulation est le courant I_1 en E. Le montage fonctionne avec des impulsions de 12 V 10 μ s appliquées en B_2 , à la fréquence f donnée par la formule empirique $f = I_1$ avec f en kHz et I_1 en mA. Nous n'avons pas d'autres détails sur ce montage.

En B, la figure 10, le modulateur comprend une résistance de plus et la diode D. En B_2 , il y a un signal rectangulaire de 4 V. La tension d'entrée sera toujours positive par rapport à la masse.

Ce montage, comme le précédent, a son entrée sur l'émetteur

et fonctionne avec un courant I_1 de commande.

APPLICATION 10 : TEMPORISATEUR

Il se réalise d'après le schéma de la figure 11 A. On remarquera immédiatement le remplacement de la résistance de base 1, R_4 , par un relais de 250 Ω . On a $C = 40$ μ F, $R_1 = 220$ k Ω et $R_3 = 330$ Ω .

Le dispositif fonctionne en le mettant sous tension, ce qui revient à intercaler un interrupteur entre le + alimentation et la ligne positive, que l'on fermera au moment de la mise en marche. Il y aura action, de la part du relais avec un retard de 10 s. Le relais sera du type 12 V.

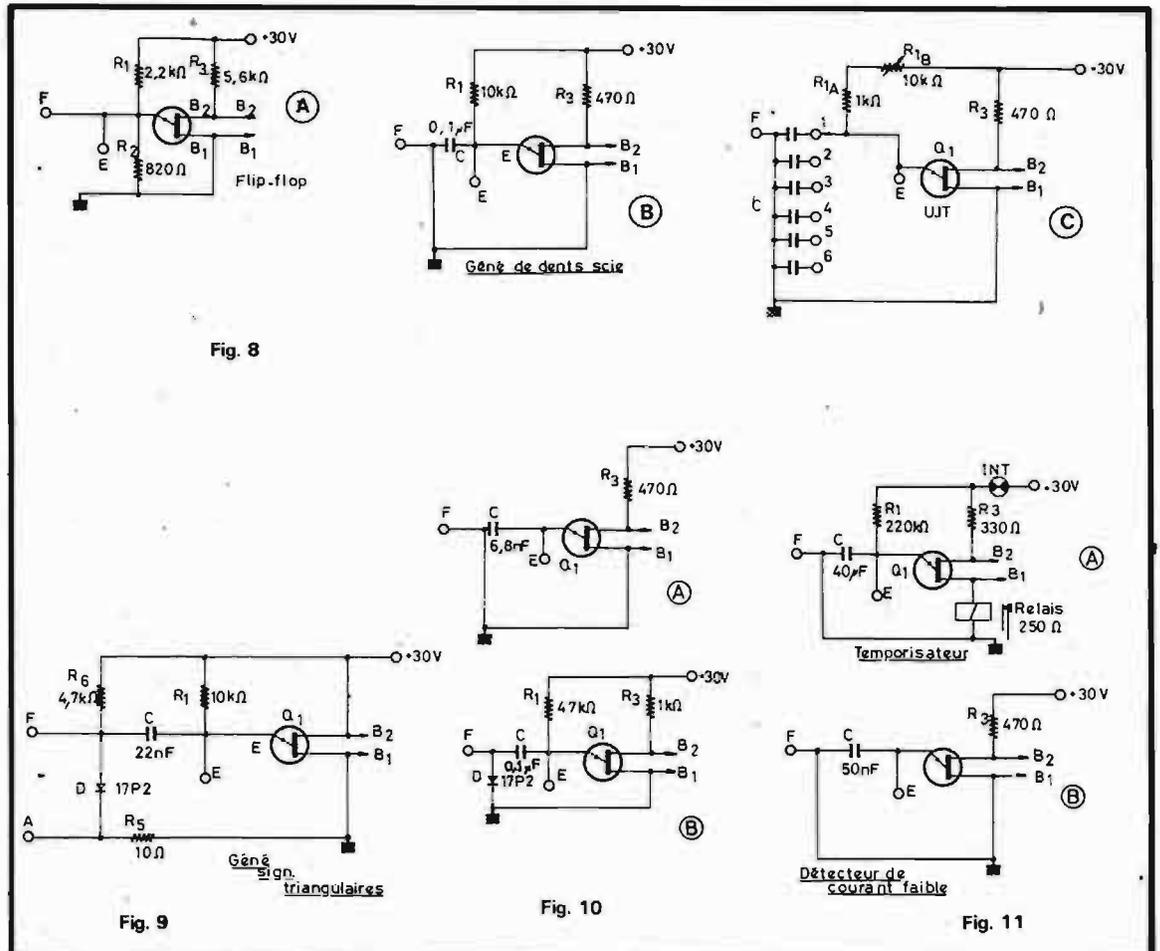
Le retard est déterminé par les valeurs des éléments et peut être modifié en changeant les valeurs de C et de R_1 . Il va de soi que le retard varie dans le même sens que le produit $T = R_1 \cdot C$.

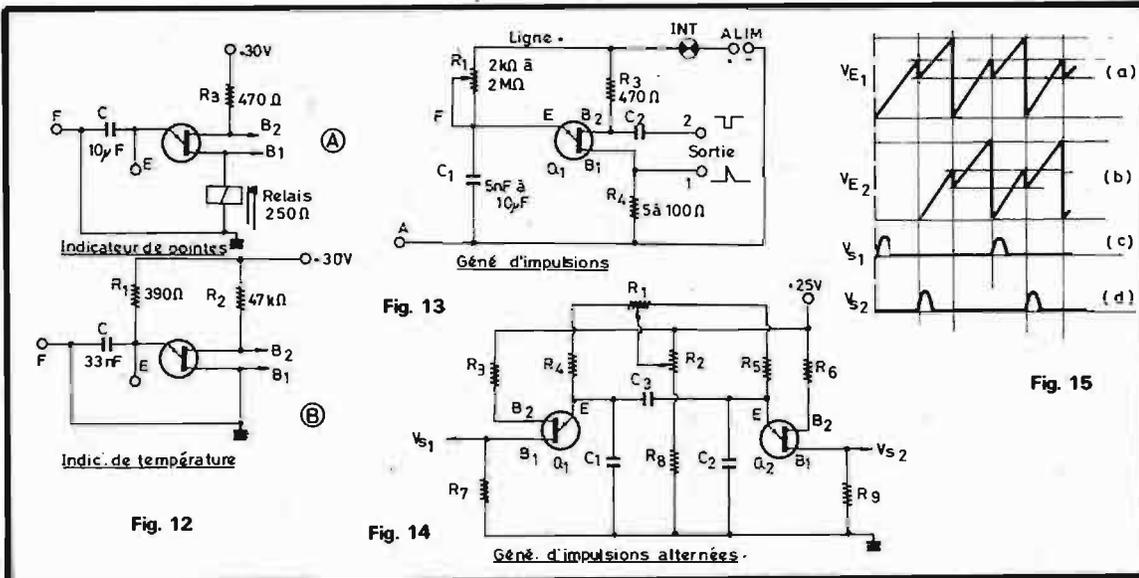
Dans le cas du montage proposé, on a :

$$T = 22 \cdot 10^4 \cdot 4 \cdot 10^{-5} \text{ s}$$

$$\text{ou } T = 8,8 \text{ s}$$

donc du même ordre de grandeur que le retard indiqué.





B₁ de forme triangulaire avec montée verticale et descente progressive.

Avec V₁ = 20 V et R₂ = 100 Ω, l'impulsion est de 2 à 7 V sur B₁ lorsque C₁ est choisi entre 0,01 et 10 µF.

Le temps de chute peut durer entre 2 et 50 µs lorsque C₁ passe de 0,01 µF à 2 µF.

Valeurs recommandées :

R₁ = 2 kΩ à 2 MΩ.

C₁ = 5 nF à 10 µF.

R₄ = 5 à 100 Ω.

R₃ = 470 Ω.

Utiliser un UJT du type 2N 1671.

GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS ALTERNÉES

APPLICATION 11 : DETECTEUR DE COURANT FAIBLE

Le schéma de ce détecteur est donné à la figure 11 B. Seuls deux composants subsistent : R₃ = 470 Ω et C = 50 nF. L'entrée du montage est sur l'émetteur. Avec ce détecteur de courant, il faut que celui-ci soit égal ou supérieur à 4 µA et qu'il soit appliqué à l'émetteur.

Si cette condition est remplie, le circuit oscillera et on pourra le contacter en prélevant le signal sur R₃ disposée entre B₂ et la ligne positive.

Un signal plus faible peut être décelé en appliquant à la base B₂, un signal rectangulaire symétrique de faible amplitude.

APPLICATION 12 : INDICATEUR DE POINTES DE TENSION

Le schéma de l'indicateur est proche de celui du temporisateur. Le voici à la figure 12 A. L'entrée est sur l'émetteur. Il faut appliquer à cette électrode la tension variable dont on veut déterminer la pointe. Ainsi, avec le montage proposé et les valeurs adoptées, le relais de 220 Ω 12 V, sera actionné lorsque la tension d'entrée dépassera 19,3 V par rapport à la masse.

APPLICATION 13 : INDICATEUR DE TEMPERATURE

On donne le schéma de cet indicateur à la figure 12 B. Le montage est celui d'un oscillateur,

dont le signal de sortie peut être prélevé aux bornes de R₃ ou de R₁.

La fréquence d'oscillation, avec les valeurs indiquées de C, R₁ et R₃, est variable avec la température :

$$\text{si } \theta = 25^\circ\text{C}, f = 1000 \text{ Hz}$$

$$\text{si } \theta = 100^\circ\text{C}, f = 630 \text{ Hz}$$

La variation de f est linéaire selon la loi : 0,8 %/C.

Vérifions-le d'après les données de 0 et f. On voit que f a varié de 630 Hz à 1000 Hz, donc de 370 Hz tandis que la température θ a varié de 25 °C à 100 °C donc de 75 °C. Comme la variation de f est de 0,8 % par degré Celsius, elle sera de 75.08 % = 60 %.

D'autre part 630 Hz représente environ 60 % (exactement 63 %) de 1000 Hz. Un étalonnage sera évidemment nécessaire. Ce dispositif est délicat à mettre en application, car il s'agit de placer l'UJT dans le milieu dont la température doit être déterminée.

L'étalonnage peut s'effectuer à l'aide d'un thermomètre et d'un fréquencemètre. Le thermomètre indiquera la température du milieu et le fréquencemètre, la fréquence du signal engendré par l'oscillateur à l'UJT.

Tous les montages décrits, correspondant aux schémas des figures 1 à 12, utilisent le transistor GE (Général Electric) type 2N 1671. En voici d'autres.

APPLICATION 14 : GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS

A la figure 13, on donne un schéma analogue à celui de la fi-

gure 5 A, mais généralisé et à deux sorties, sur les deux bases. Le principe de cet oscillateur de relaxation est le suivant : C₁ se charge à travers R₁ jusqu'à la tension de pic de l'UJT. Le transistor s'amorce et C₁ se décharge dans le transistor jusqu'à une tension voisine de celle de vallée (voir aussi fig. 2). Toutefois si R₁ est assez élevée pour ne pas permettre un courant suffisant, C₁ revient à l'état de repos.

Soit V₁ la tension d'alimentation, V_p la tension de pic et V_v la tension de vallée.

Les deux conditions d'oscillation sont :

$$\frac{V_1 - V_p}{R_1} > I_p \quad (1)$$

$$\frac{V_1 - V_v}{R_1} < I_v \quad (2)$$

ou I_p = courant de pic et I_v = courant de vallée.

Ces formules sont utilisées pour une tension V_{BB} entre les bases B₂ et B₁ avec, B₂ > B₁.

La tension d'amorçage est donnée par :

$$V_p = DV_{BB} + V_D \quad (3)$$

formule dans laquelle D = rapport constant dépendant du type de transistor choisi, et V_D = tension de seuil de la jonction émetteur. Elle vaut 0,7 à 25 °C et décroît de 2 mV par degré Celsius.

Trois formes de tension peuvent être obtenues de ce générateur :

1) aux bornes de C₁, une tension en dents de scie avec l'avantage de disposer d'une borne de C₁ à la masse ;

2) une impulsion sur la base 2, cette impulsion étant négative et de forme rectangulaire ;

3) une impulsion positive sur

Dans le montage dont le schéma est donné par la figure 14, on utilise deux transistors unijonction Q₁ = Q₂ = 2N 671. Il y a deux sorties V_{S1} sur la base B₁ de Q₁ et V_{S2} sur la base B₁ de Q₂.

Il y a, dans ce montage, neuf résistances R₁ à R₉ dont deux R₁ et R₂ sont des potentiomètres. Leurs valeurs sont les suivantes : R₁ = R₂ = 5 kΩ linéaires ; R₃ = R₆ = 220 Ω ; R₄ = R₅ = 10 kΩ ; R₇ = R₉ = 47 Ω, R₈ = 10 kΩ.

Aux deux sorties, sur les bases B₁, les signaux ont la même forme, mais sont décalés de 0,5 période. La fréquence de répétitions peut être réglée entre 200 et 800 Hz avec les valeurs des composants du schéma, indiquées plus haut. On peut aussi décaler les impulsions.

On voit que le montage comprend deux UJT, montés en oscillateur de relaxation et couplés par le condensateur C₃ de 0,1 µF (même valeur pour C₁ et C₂).

Lorsque l'un des UJT s'amorce, C₃ transmet un signal négatif sur l'émetteur de l'autre UJT et retarde son déclenchement.

On règle la fréquence à l'aide du potentiomètre R₂, tandis que R₁ ajuste le rapport cyclique ou la symétrie. On pourra faire varier ce rapport entre 35 et 65 %, mais cette plage de réglage peut être augmentée en diminuant C₃ par rapport à C₁ = C₂.

A la figure 15 on montre les formes des signaux en :

(a) V_{E1} signal de l'émetteur de Q₁.

(b) V_{E2} signal sur l'émetteur de Q₂.

(c) V_{S1} signal sur B₁ de Q₁.

(d) V_{S2} signal sur B₁ de Q₂.

F.J.

SPÉCIAL

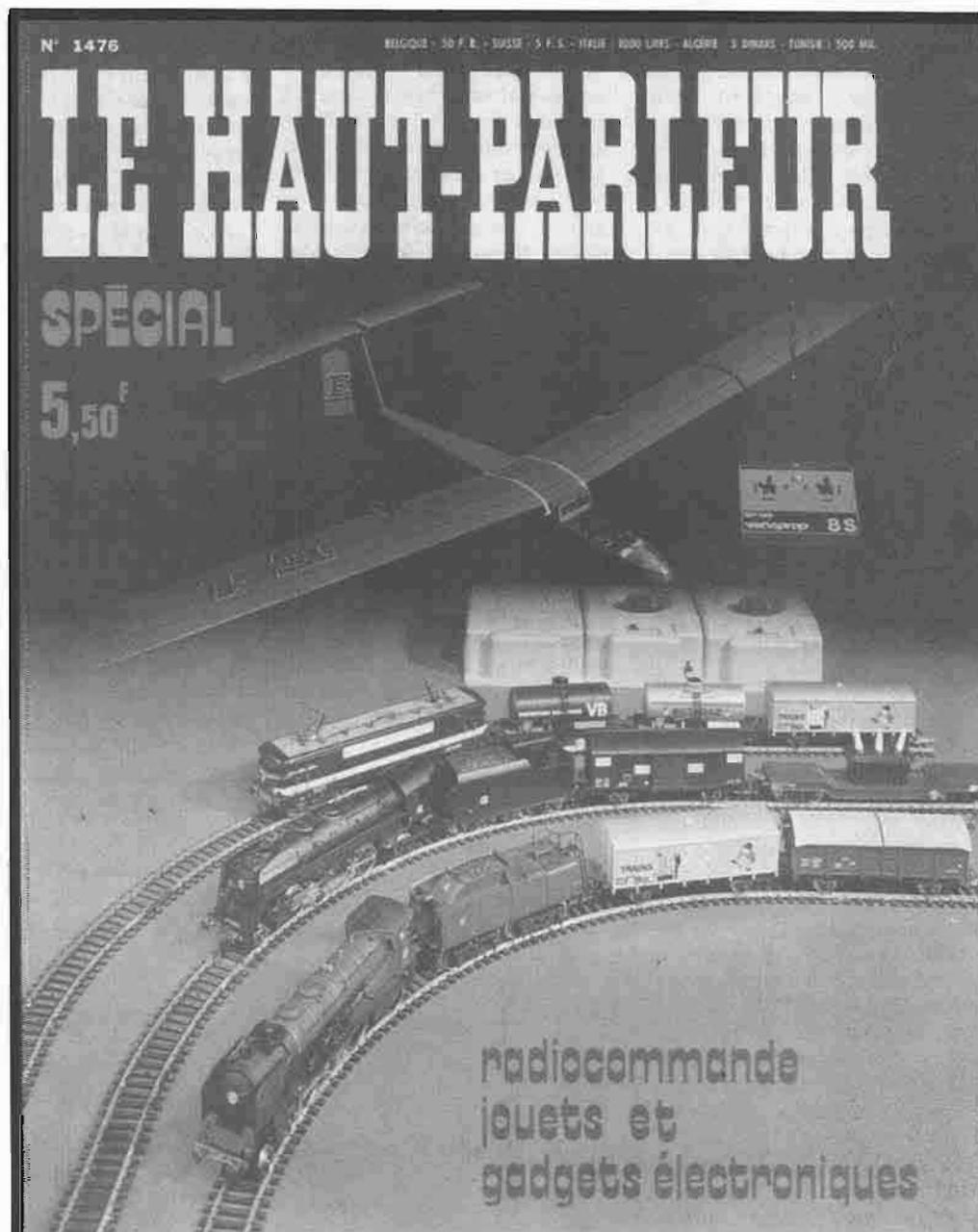
LE HAUT-PARLEUR

RADIOCOMMANDE

AU SOMMAIRE

- La protection électronique des circuits ferroviaires.
- Étude et réalisation de l'émetteur Jupiter 4000.
- Commande des trains par courant porteur.
- Banc d'essai du Vario-prop 8S.
- Émetteur et récepteur multicanal bande des 27 MHz.
- Les nouveaux ensembles Robbe.
- Le Bimatic.
- Radiocommande 75.
- Roulette et Tombola.
- Etc.

EN VENTE
PARTOUT



SUR VARIATEURS

IL est classique de penser que la radiocommande d'une maquette de bateau est plus facile que celle d'un avion. **NE LE CROYONS PAS** : c'est le pilotage qui demande moins de virtuosité, mais la technique des commandes n'est pas sans poser de nombreux problèmes. Il faut d'ailleurs reconnaître honnêtement que les ensembles digitaux actuels ne s'adaptent bien qu'aux bateaux à moteur à explosion, c'est-à-dire à une forme très curieuse d'avion, ne volant... qu'à la surface de l'eau !

Par contre l'adaptation se fait souvent mal avec les bateaux à moteur électrique. Ce mode de propulsion, d'une grande souplesse, d'une mise en œuvre instantanée, est malheureusement grand générateur de parasites, ce que n'apprécient pas du tout les systèmes digitaux. A cet égard, les ensembles à filtres BF, voire

à lames vibrantes se comportaient mieux car leur grande sélectivité basse fréquence leur faisait refuser pas mal de perturbations. Mais... pas de regrets inutiles, restons en 1974 et tournons-nous plutôt vers l'avenir.

Les ensembles modernes sont donc digitaux, mais essentiellement conçus pour l'avion. Soyons juste : c'est l'avion qui a été générateur de progrès, car il a exigé une qualité et une fiabilité des ensembles qui n'étaient pas nécessaires sur le bateau. Pourquoi, par exemple, avoir 4 ou même 6 voies simultanées sur un navire alors qu'il suffit le plus souvent de manœuvrer de temps en temps... un gouvernail ! Une panne sur un avion et le voilà en miettes ! Le même incident sur un bateau vous donne droit simplement... à une promenade en barquette !

Quel est pourtant le modéliste

avion qui, flânant le long de la berge d'une jolie pièce d'eau, d'un étang, d'un lac, n'a pas ressenti cette petite envie de jouer à la « coquille de noix » ? Seulement voilà, l'ensemble digital possédé s'adaptait mal. Et les choses en restaient là !

Pour le gouvernail, pas de problème : un servo ordinaire fait l'affaire tant que le navire reste un « modèle réduit ». C'est ce fameux moteur électrique qui nous ennuie ! Car les modélistes ne sont pas exigeants... mais ils veulent le maximum !

— La marche avant : c'est bien normal !

— L'arrêt : c'est bien pratique à la mise à l'eau, à l'accostage !

— La marche arrière : c'est plus prudent, pour se sortir d'un mauvais pas, pour les manœuvres et surtout parce qu'elle sert de frein.

Sur son avion le modéliste a sa commande de gaz. Et sur le bateau, rien ?

« En avant, toute ! », « En arrière, toute ! ». Ce n'est pas sérieux, il nous faudrait une commande progressive de la propulsion, il nous faudrait... un variateur !

Bien sûr, les catalogues des spécialistes nous proposent de tels montages, mais un petit coup d'œil sur le tarif nous incite personnellement à tourner la page dans la plupart des cas ! Et nous nous mettons à rêver à cette époque héroïque de la RC, où il fallait tout faire soi-même et où... ça ne marchait jamais !!

Alors concilions les générations, en fabriquant nous-mêmes un variateur qui fonctionne bien !

I. — PRINCIPE DE LA COMMANDE D'UN MOTEUR ÉLECTRIQUE

Les moteurs électriques de propulsion utilisés dans les modèles réduits sont toujours des moteurs à courant continu et à inducteur à aimant permanent. L'induit est alimenté par deux balais s'appuyant sur un collecteur cylindrique possédant d'autant plus de lames que le moteur est de bonne qualité. C'est d'ailleurs au niveau de ces contacts balais-collecteur que se produisent des étincelles, donc des parasites. Pour inverser le sens de rotation d'un tel moteur, il suffit de croiser les fils de l'alimentation. Cela peut s'obtenir de diverses façons :

a) Avec relais double inverseur. Fig 1 et 2. Au repos nous avons un sens de marche, au travail nous avons l'autre sens. In-

convénients : le changement de marche est brutal car le basculement du relais est très rapide. D'autre part, la coupure et l'établissement du courant se font à pleine charge, ce qui provoque de fortes étincelles au relais, donc détérioration des contacts et parasites.

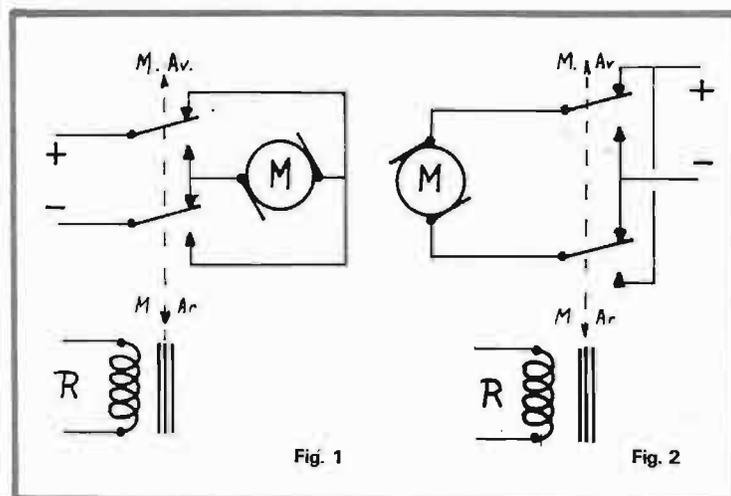
b) Avec deux relais simple inverseur. Fig 3. Relais au repos, nous obtenons l'arrêt, ce que ne donnait pas le montage précédent. R₁ donne la marche avant, R₂ donne la marche arrière. Autres avantages : lorsque les deux relais sont au repos, le moteur est court-circuité, sa rotation est alors

fortement freinée et il s'arrête très vite. Une commande séparée des relais permet d'éviter la brutalité du changement de marche. Mais il faut **deux canaux** pour ce montage que nous pourrions facilement obtenir avec **une voie** digitale : il suffit de munir un servo, d'inverseurs à rupture brusque. Voir figure 4 :

— au neutre, les deux rupteurs sont au repos et le moteur arrêté,
— en poussant vers la gauche, le rupteur I₁ passe au travail donnant la marche avant,
— en poussant vers la droite I₂ donne la marche arrière.

Ce montage très simple ne permet pas, évidemment, d'avoir des vitesses progressives, mais pratiquement, en poussant le manche par petits coups, l'inertie considérable d'un bateau permettrait un contrôle de la vitesse.

c) A noter encore la méthode de la double batterie, peu utilisée, on le comprend aisément, pour la propulsion (fig. 5) mais qui est



pourtant celle, que l'on retient pour les moteurs de servos digitaux : moteur 2,4 V avec batterie 4,8 V à point milieu, encore que la tendance actuelle semble être à l'abandon de ce système pour le suivant.

d) Montage en pont réalisé avec des transistors.

— si e_1 est reliée au + et e_2 au -, T_1 conduit et fait conduire T_3 . T_2 et T_4 sont bloqués. Le moteur tourne donc avec a au + et b au -.

— si e_1 est reliée au - et e_2 au +, T_4 conduit et fait conduire T_2 . T_1 et T_3 sont bloqués. Le moteur tourne avec a au - et b au +, donc en sens inverse.

A noter un inconvénient de la commutation par transistors : un transistor, même saturé, n'a pas une résistance nulle et on perd toujours entre collecteur et émetteur une certaine tension : 0,5 V environ pour le germanium et presque 1 V avec le silicium. Cela n'est pas négligeable si la batterie est à tension assez basse.

Voyons maintenant comment on peut obtenir la variation de vitesse. Deux procédés sont possibles.

1. VARIATION DE LA TENSION D'ALIMENTATION

Une commutation du nombre des éléments utilisés peut se concevoir. Voir figure 7. Les modèles quelque peu mécaniciens n'auraient guère de difficulté à dessiner et réaliser un tel commutateur qui serait actionné par un servo digital à sortie rotative. Une seule précaution importante : le passage du doigt de commutation, d'une position à l'autre, ne doit pas court-circuiter deux plots consécutifs. En combinant cette solution et la solution de la figure 4, on peut, avec deux voies digitales, commander la vitesse et le sens de rotation du moteur de propulsion.

Un résultat similaire peut s'obtenir avec l'utilisation d'un rhéostat disposé en série avec le moteur (fig. 8). La solution est aussi vieille que l'électricité, mais dans le cas du moteur électrique à aimant, elle présente de gros inconvénients. C'est qu'un moteur est un récepteur présentant une **force contre-électromotrice e' proportionnelle à sa vitesse de rotation.**

$$e' = k \cdot v$$

L'intensité traversant l'induit,

donc le rhéostat, est fonction de la vitesse :

$$I = \frac{u - e'}{r} = \frac{u - kv}{r}$$

Avec u constant (cas de la fig. 7, par exemple)

— si le moteur tourne vite, (faible charge) e' est grande, presque égale à u et l'intensité I est faible,

— si le moteur est freiné, il tourne beaucoup moins vite, e' diminue, $u - e'$ augmente et l'intensité aussi.

Ce comportement est très rationnel, puisque le moteur consomme de l'énergie électrique quand on lui demande de l'énergie mécanique.

Toutefois, avec le montage de la figure 8, la vitesse étant réglée pour une charge donnée, le moteur consomme un courant I et il s'établit à ses bornes une tension $u = U - RI$. U étant la tension de la batterie et RI , la chute de tension dans le rhéostat. Augmentons la charge : nous savons que I tend à augmenter, mais alors RI

aussi. La tension u aux bornes du moteur s'effondre en même temps, ce qui est, on le comprend, totalement incompatible. Le montage de la figure 8 refuse donc les variations de charge du moteur : une herbe dans l'hélice, par exemple, serait catastrophique !

Pourtant ce montage a l'avantage de ne pas commuter le courant moteur, il est donc moins générateur de parasites. L'idéal serait un rhéostat automatique dont la résistance s'adapterait seule aux variations de charge : si le moteur peine, R diminue, s'il se libère, R augmente de manière à garder u bien constant.

Je vois d'ici sourire les électroniciens du transistor ! Eh oui ! Vous avez deviné, ce montage existe et l'on peut même dire que tous les appareils sérieux en sont munis : c'est **l'alimentation stabilisée.**

Ici elle sera un peu adaptée à nos besoins : voir figure 9. Un

amplificateur de gain k , reçoit à la fois la tension souhaitée et la tension obtenue, en mesure l'écart, l'amplifie et actionne en conséquence le rhéostat à transistor, dans un sens tel que l'écart tende à s'annuler. Avec un tel montage et dans la limite de ses possibilités maximales, une variation de charge ne provoque qu'une variation infime de la tension de sortie.

Il serait toutefois malhonnête de cacher un grave défaut du montage à rhéostat, fût-il automatique : supposons un moteur alimenté sous $u = 5$ V à travers un rhéostat connecté à une batterie $U = 12$ V. Soit $I = 1$ A.

Puissance consommée dans le moteur : $P = uI = 5 \times 1 = 5$ W.

Puissance consommée dans le rhéostat : $P' = (12 - 5) \times 1 = 7$ W.

Pour 5 W utilisés, on a 7 W perdus et qui se transforment en chaleur. Ce n'est pas agréable, mais on ne peut que s'en accommoder si on tient à garder le principe.

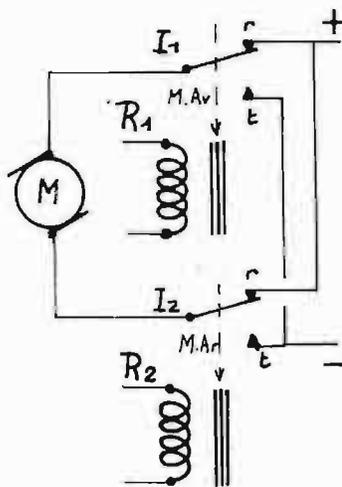


Fig. 3

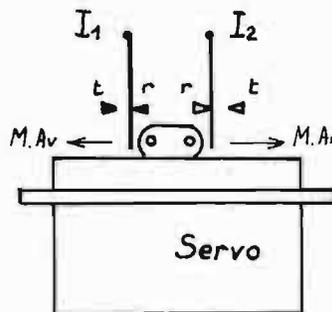


Fig. 4

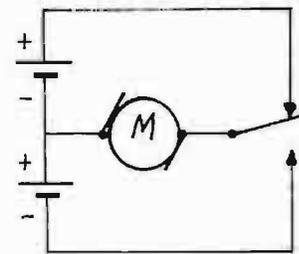


Fig. 5

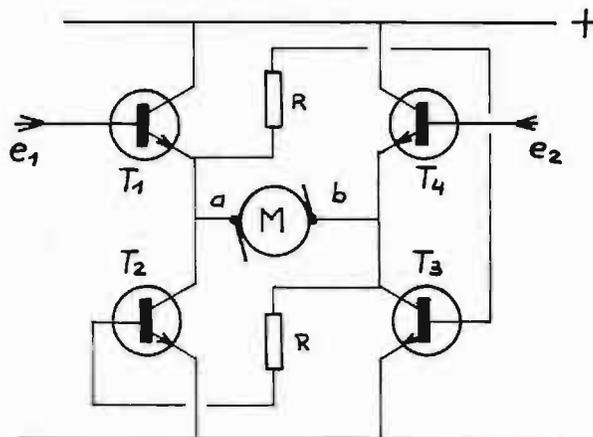


Fig. 6

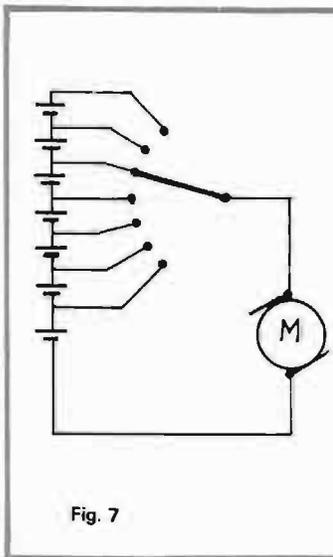


Fig. 7

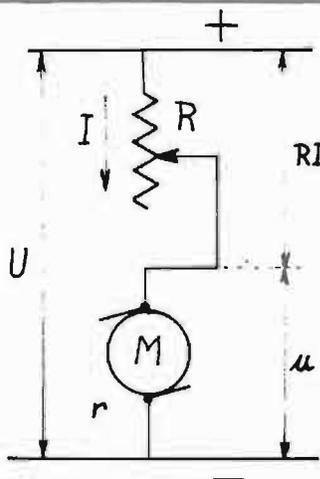


Fig. 8

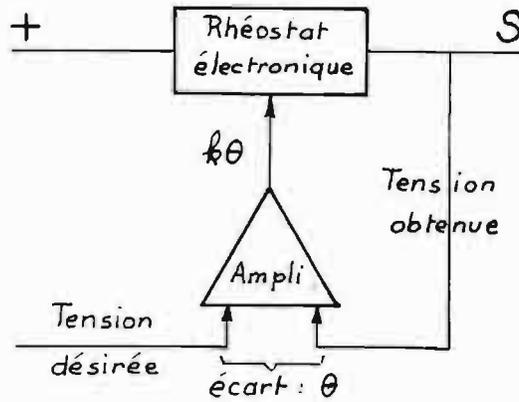


Fig. 9

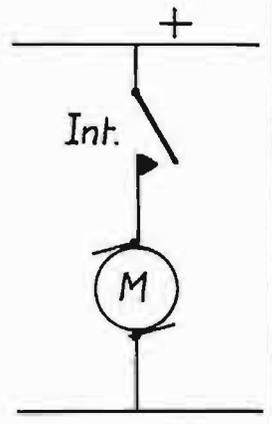


Fig. 10

2. ALIMENTATION À DÉCOUPAGE

Observons le montage de la figure 10 : on ne peut imaginer plus simple !

Si l'interrupteur est fermé, le moteur tourne à son régime maximum. Toute l'énergie se consomme dans le moteur et nulle part ailleurs (en supposant nulles les pertes dans les conducteurs et le générateur).

Si l'interrupteur est ouvert, la situation est idéale : pas de consommation, pas de parasites.

Supposons maintenant que l'interrupteur soit manœuvré régulièrement et à cadence assez rapide : le moteur tournera, mais sans parvenir à atteindre son régime maximum. Il prendra donc un régime intermédiaire et ne consommera de l'énergie que pendant les périodes de fermetures de Int. Il suffit de faire varier la proportion entre la durée d'ouverture et celle de fermeture, pour obtenir tous les régimes du maximum au minimum. Voir figure 11.

On serait vite tenté de crier au miracle en constatant que la cause du mauvais rendement du montage à rhéostat a disparu avec celui-ci. Mais voyons cela d'un peu plus près : la tension appliquée aux bornes du moteur est toujours la pleine tension batterie. Toutefois, à mi-régime, par exemple, le moteur ne développe qu'une force contre-électromotrice correspondant à ce régime, aussi l'intensité consommée par le moteur est-elle bien supérieure à la normale :

Exemple : Soit un moteur de résistance $1,5 \Omega$ et consommant $0,5 \text{ A}$ sous 5 V permanents. On

$$\text{tire } e' = u - rI = 5 - (2,5 \times 0,5) = 5 - 1,25 = 3,75 \text{ V}$$

Alimentons ce même moteur en régime découpé, sous 12 V et en le faisant tourner à la même vitesse. La force contre-électromotrice e' sera donc la même. On peut alors calculer l'intensité traversant l'induit pendant les périodes de fermeture.

$$I = \frac{u - e'}{r} = \frac{12 - 3,75}{2,5} = 3,3 \text{ A env.}$$

Soit 6 fois plus que précédemment. Il reste à souhaiter que ces conditions de marche sont obtenues avec des périodes de fermeture au moins 6 fois plus courtes que les périodes d'ouverture, ce qui n'est pas sûr ! Mais même dans ces conditions le résultat est le même : l'énergie que nous perdions dans le rhéostat est tout simplement perdue dans le moteur qui chauffe bien plus, avec cet inconvénient que les balais subissent un courant plus élevé que normalement. Sur un autre plan, le régime de découpage, sur un élément aussi inductif qu'un moteur, n'est pas sans engendrer des transitoires de commutation fort gênantes. Un antiparasitage rigoureux sera nécessaire.

A l'avantage du procédé on peut remarquer que puisque le moteur est toujours alimenté par la pleine tension batterie, il conservera, dans toutes les conditions, son couple maximum. Des essais pratiques ne nous ont pas, pourtant, convaincu de la supériorité d'un procédé sur l'autre.

Ces principes généraux étant exposés, nous allons passer à la description détaillée de trois types

de variateurs, les deux premiers, soit à rhéostat, soit à découpage, ce qui fera cinq variantes possibles.

Point commun à toutes les versions : La commutation Avant-Arrière se fait par relais double inverseur, à l'arrêt du moteur, soit à consommation nulle. Les contacts du relais ne risquent donc pas de se détériorer. Il est possible de choisir un modèle plus petit. Aucun parasite n'est engendré. La résistance des contacts étant très faible, aucun volt n'est gaspillé. Le surcroît de consom-

mation dû à la bobine du relais est minime (moins de $0,1 \text{ A}$) comparé à celle du moteur. Si les parasites ne sont pas gênants, on pourra d'ailleurs s'arranger pour que le relais colle en marche arrière, donc rarement.

II. VARIATEURS SEMI-ELECTRONIQUES

L'idée consiste à commander mécaniquement, par un servo digital normal, un variateur électro-

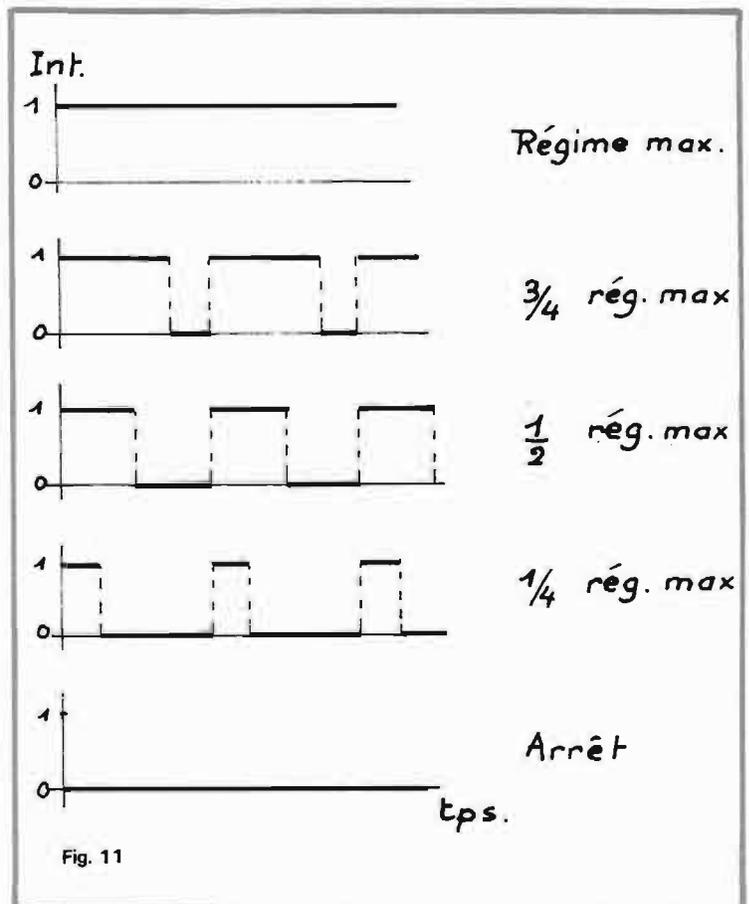


Fig. 11

nique. L'utilisation du montage est alors immédiate : une simple tringle de commande, comme on le fait pour une gouverne. Par ailleurs cette tringle, choisie **isolante**, permet une séparation électrique totale entre l'ensemble de réception et le bloc de propulsion : la lutte contre les parasites en est d'autant facilitée.

1. Modèle à rhéostat

a) Schéma. Figure 12. C'est pratiquement celui d'une alimentation stabilisée : Le 2N3055 sert de rhéostat. Sa résistance de passage est contrôlée par son courant de base qui provient du 2N2905, lui-même commandé par le 2N2926. L'émetteur de T_1 est porté à un potentiel correspondant à une fraction ajustable de la tension de sortie S . Supposons par ex. que $V_e = 0,2 S$. La base est portée à un potentiel variable, déterminé par la position du potentiomètre à point milieu, commandé par le servo-mécanisme. Supposons par ex. que $V_b = +1,5 V$. A la mise sous tension, $S = 0$. Si $V_b = +1,5 V$, le 2N2926 conduit, fait conduire le 2N2905, lequel fait conduire le 2N3055. La tension de sortie S monte donc. Le potentiel de l'émetteur de T_1 s'élève proportionnellement jusqu'au moment où il égale, à la tension résiduelle base-émetteur près, la tension de base. Alors T_1 tend à se bloquer et à arrêter l'augmentation de S . Ainsi avec les valeurs supposées, et en admettant que pour un 2N2926, $V_{be} = 0,5 V$, si $V_b = +1,5 V$ alors $V_e = 1,5 - 0,5 = 1 V$ et $S = 1/0,2 = +5 V$. Pour obtenir $+10 V$ en S , il faut porter la base à $V_b = 0,2 \times 10 + 0,5 = +2,5 V$. Le régime, une fois établi, toute élévation de S tend à bloquer T_1 , donc à réduire la conduction de T_3 , toute diminution de S débloque plus T_1 lequel augmente la conduction de T_3 . Une variation de charge « normale » ne fera donc pas chuter la tension de sortie et le moteur conservera sa puissance.

Un point particulier : nous voulons l'arrêt au neutre du servo et les maxima, en fins de course. D'où la nécessité du potentiomètre à point milieu. Ainsi, curseur au milieu, la base est à $0 V$, en tournant, soit d'un côté, soit de l'autre, on obtient les mêmes tensions positives pour des positions symétriques.

La commande du relais se fait par un interrupteur à disque, entraîné par le potentiomètre. En partant du centre, si l'on tourne

dans un sens, l'interrupteur est fermé, le relais colle et inverse le sens mo:eur. Si l'on tourne dans l'autre sens l'interrupteur reste ouvert et le relais reste au repos.

Nous avons déjà fait remarquer que l'inversion de marche se fait à **courant nul**, puisque à ce moment la base de T_1 est à la masse. Toutefois, pour protéger les transistors, en cas de manœuvre brutale, une diode est placée en parallèle sur la sortie de manière à interdire l'apparition de surtensions inverses dangereuses.

Une remarque encore :

— Avec un 2N2926, ($V_{be} = 0,5 V$) il faut porter la base à $+0,5 V$ avant que le transistor ne commence à conduire. Cela détermine ainsi une zone très confortable, au voisinage du neutre, pour laquelle S reste nulle, ce qui facilite la commutation.

— Avec un AC127, ($V_{be} = 0,1 V$) cette zone est plus étroite. Elle est encore suffisante pour commuter sans problème. Nous laissons le choix au réalisateur. On peut d'ailleurs, avec le AC127, augmenter cette tension résiduelle en intercalant, dans la connexion d'émetteur, une ou plusieurs diodes au germanium, dans le sens conducteur. A chaque diode, on monte de $0,1 V$ environ. La largeur du « trou » peut donc se régler à volonté.

Si on envisage de faire fonc-

tionner le variateur avec des tensions d'entrée différentes, ce qui est parfaitement possible sans aucune modification (de 6 à 12 V), il faudra utiliser un relais 6 V et intercaler en série, en 12 V, une résistance R_r , égale à la résistance de la bobine. Si l'utilisation 12 V seule était retenue, il serait plus rationnel de choisir une bobine 12 V, sans R_r , car le surcroît de consommation serait évité.

b) Réalisation.

Composants :

1 2N3055, 1 2N2905, 1 2N2926 (BC170) ou AC127, 1 diode genre BY127. $R : 470 \Omega$, $1 k\Omega$, $2,2 k\Omega$, $4,7 k\Omega$. R_r selon relais - $1/2 W$ - $C : 0,1 \mu F$.

1 potentiomètre à point milieu 4700Ω (voir ci-dessous).

1 potentiomètre ajustable 470Ω type EO97 debout.

1 relais 6 ou 12 V, 2RT/1 à 3 A selon disponibilité (JO2, Siemens...). Le montage est absolument sans aléas et il fonctionne toujours au premier essai. La disposition des éléments est quelconque, l'exemple de notre propre maquette est simplement indicatif.

Le 2N3055 devant être monté sur un gros radiateur, c'est une pièce qui conditionne les dimensions et la disposition retenue. Nous avons utilisé un modèle faisant $9,5 cm$ de long et $5 cm$ de lar-

ge, d'où les dimensions de la plaque de base : $9,5 \times 9,5 cm$. Voir figure 13. Cette plaque de base, en époxy simple face sert de support électrique pour le montage. Une contre-plaque d'époxy, débarrassée de son cuivre, supporte le potentiomètre. Voir figure 14 et 15. Le potentiomètre à point milieu pose un difficile problème d'approvisionnement. Il est bien plus facile de le réaliser, à partir d'un modèle standard :

Se procurer deux potentiomètres bobinés de 4700Ω , type Minibob. L'un des deux sera quelque peu sacrifié. Dessertir les capuchons arrière. Les supprimer, ainsi que les plaquettes avant. Dévisser l'écrou du canon fileté, enlever le canon avec l'axe et le curseur. Avec une pointe, faire sauter la rondelle de bakélite portant la piste de la cosse curseur. On constate alors que les cosses des extrémités de l'enroulement résistant se libèrent car elles étaient simplement appuyées sur le bobinage. Prélever sur l'un des potentiomètres une de ces cosses et la placer sur l'autre, en utilisant le passage prévu par le constructeur, dans le boîtier plastique, au point milieu de la piste. Toutefois, il faudra, au préalable, décaper le fil résistant, au point de contact. Cela se fait très facilement avec du papier abrasif fin. On peut, pour cette opération un peu déli-

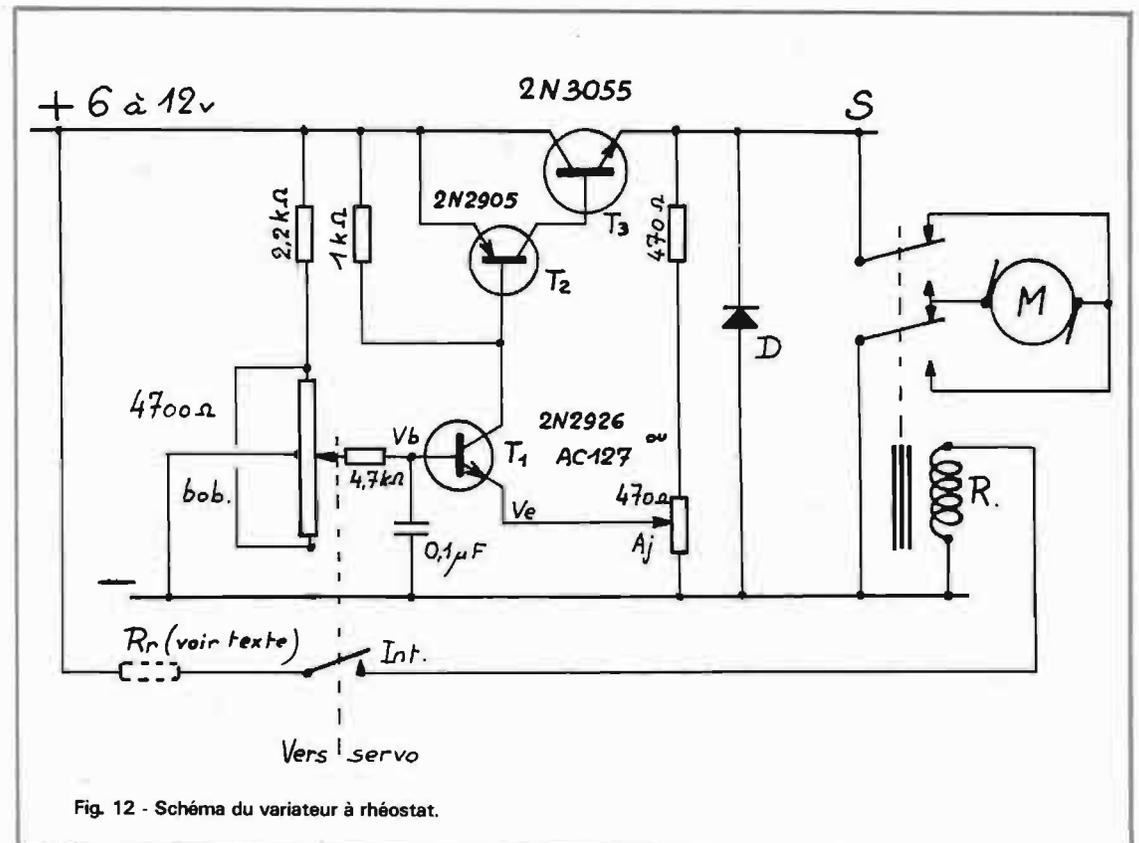


Fig. 12 - Schéma du variateur à rhéostat.

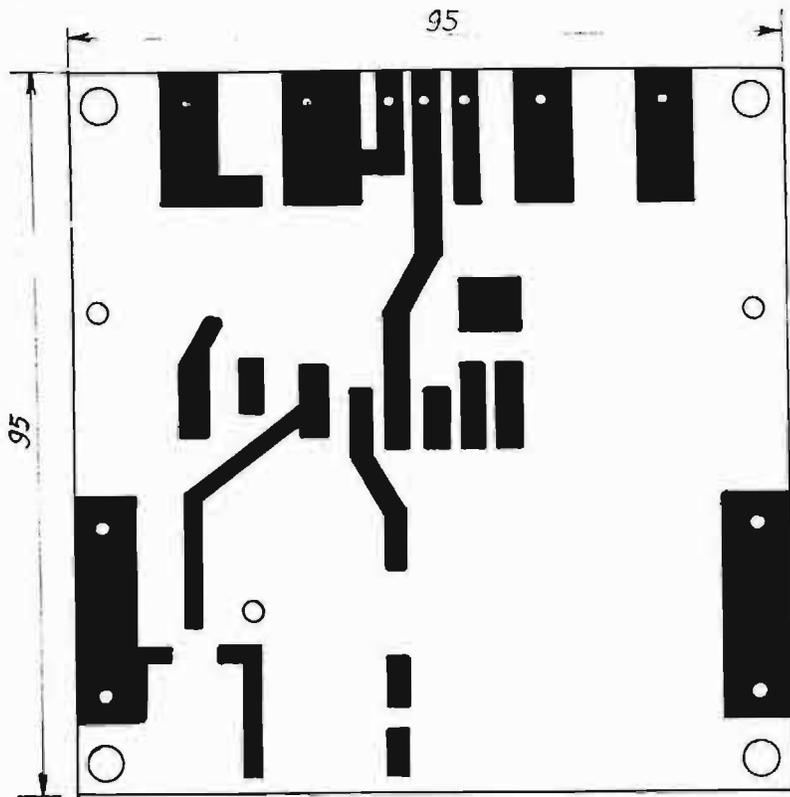


Fig. 13 - Plaque de base.

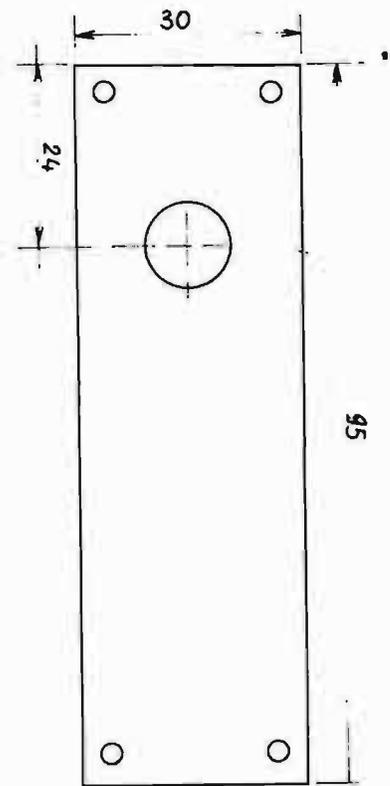


Fig. 14 - Contre plaque.

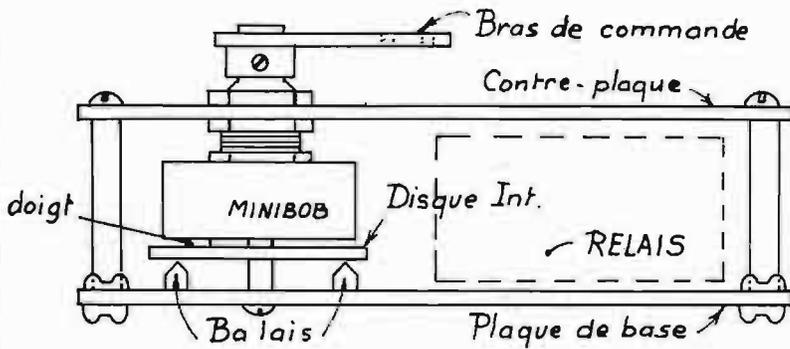


Fig. 15 - Montage du Minibob.

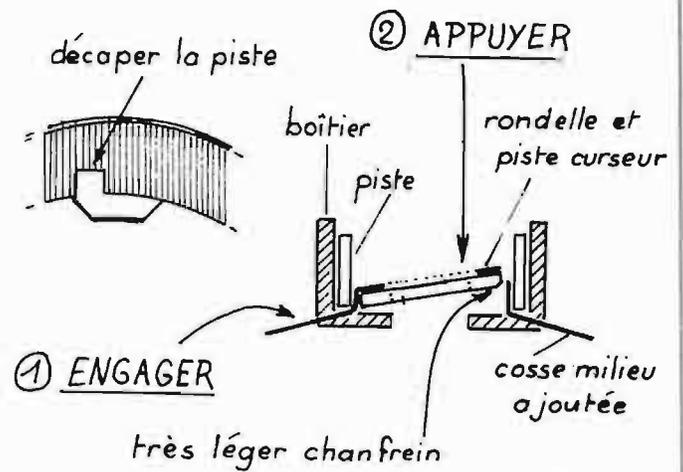


Fig. 16 - Modification du Minibob.

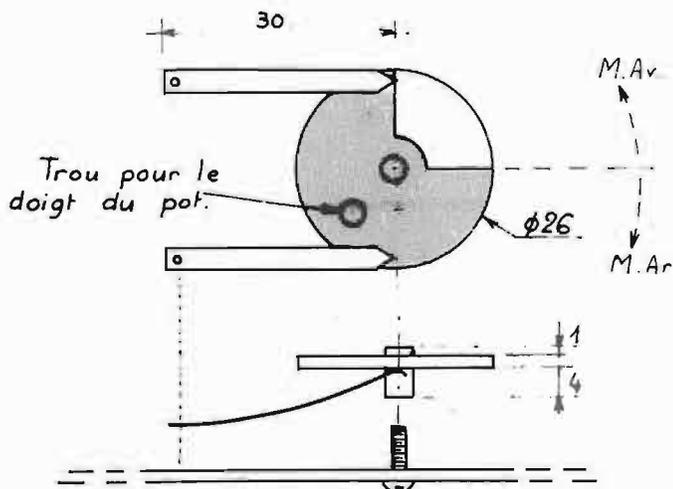


Fig. 17 - Disque interrupteur.

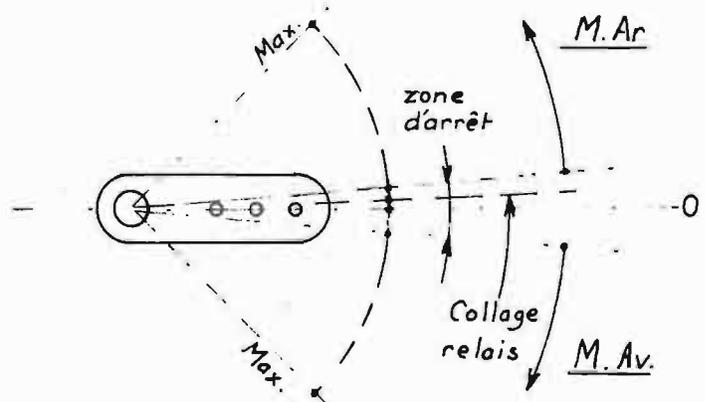


Fig. 18 - Action du bras.

cate, extraire la piste du boîtier, en veillant simplement à ne pas rompre le fil résistant, avec un outil coupant. Voir détail de la figure 16. La cosse point milieu placée, remettre l'ensemble piste-rondelle curseur à force, car c'est cette pièce qui appuie les cosses sur la piste. Un très léger chanfrein sera sans doute nécessaire pour réussir cette opération. Voir figure 16. Vérifier à l'ohmmètre la qualité des contacts. Replacer l'ensemble canon-curseur. Le second potentiomètre, privé de sa cosse, sera remonté et servira, à l'occasion, en résistance variable. Bien entendu, si vous êtes capable de fabriquer vous-même, en laiton, une cosse conforme, le second potentiomètre est inutile.

Le doigt fixé d'origine à l'arrière de l'axe et qui servait de butée de fin de course, va servir maintenant à entraîner le disque interrupteur. Voir figure 15. Ce disque (fig. 17) est réalisé en époxy simple face. Percer à 30/10, bien au centre et souder un petit morceau de tube laiton $\varnothing 3$ ext. $\varnothing 2$ int. (tube très courant en modélisme) dépassant de 1 mm au-dessus et de 4 mm en dessous (côté cuivre). L'axe de rotation est une vis de 2 mm, vissée dur dans la plaque de base.

Les deux lamelles de contact, taillées dans du chrysocale de 2/10 sont cambrées et réglées pour appuyer assez fortement en deux points diamétralement opposés. Ces lames sont simplement soudées sur la plaque de base.

Sur le dessin de la figure 13, à l'emplacement du disque de l'interrupteur, on remarque des pistes supplémentaires. Ces pistes nécessaires dans la version tout-électronique, ne servent à rien ici.

Quatre entretoises de 22 mm, taillées dans le même tube laiton, sont soudées sur la plaque de base et supportent la contre-plaque fixée par quatre vis à tôle, forcées dans les tubes. Régler la position du potentiomètre pour obtenir un fonctionnement doux et sans jeu. Pour cela le trou d'axe sera percé à un peu plus de 10 mm, pour permettre des réglages latéraux, un écrou et un contre-écrou permettant le réglage vertical.

Le calage dans le sens de rotation devra aboutir au résultat de la figure 18. Nous indiquons plus loin la méthode à utiliser.

Toutes les pièces mécaniques étant prêtes, câbler l'électronique en suivant la figure 19. Contrairement à l'habitude, les composants

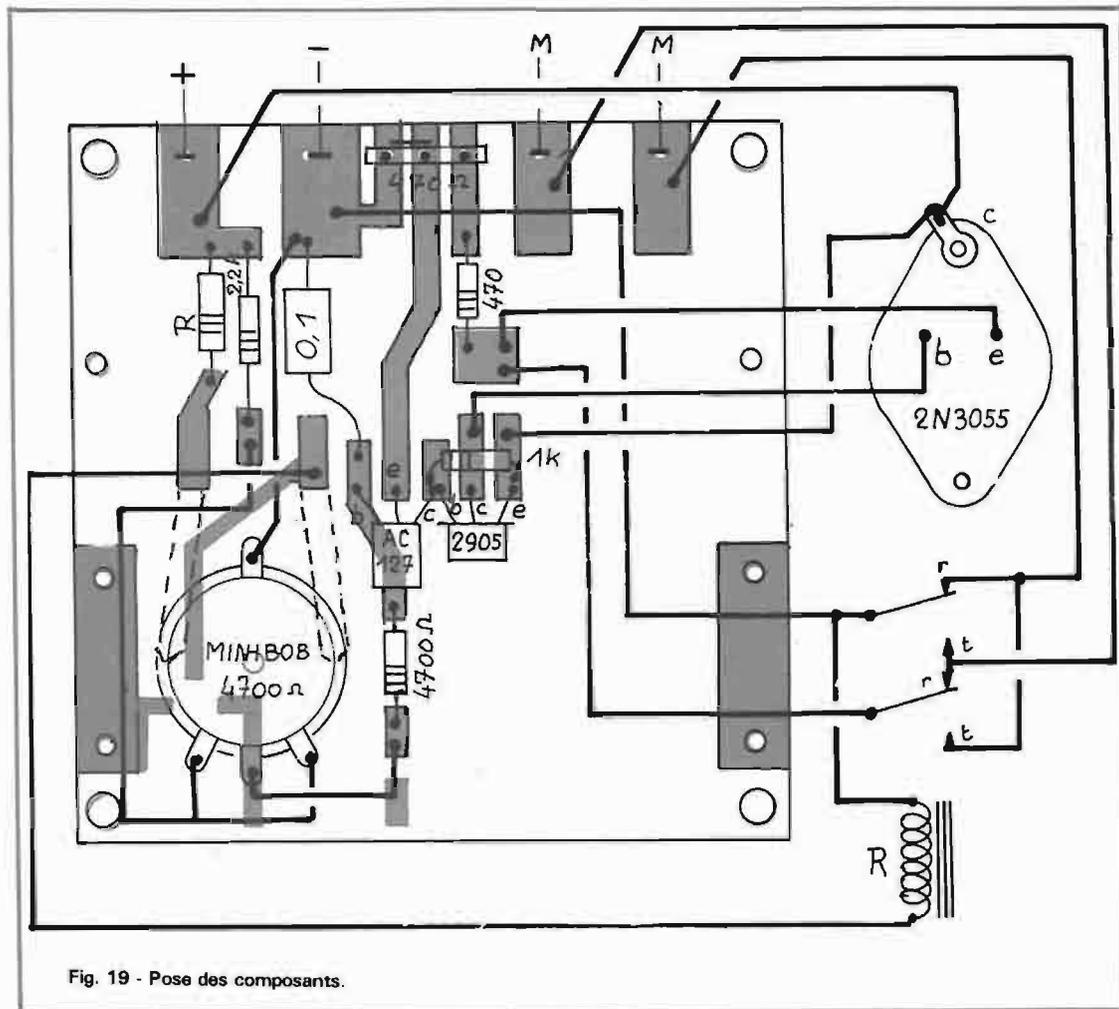


Fig. 19 - Pose des composants.

se soudent et se trouvent côté cuivre. Prévoir provisoirement des fils assez longs pour poser le 2N3055 à côté de la plaque de base. Régler le potentiomètre ajustable à mi-course et le Minibob au point milieu. **Ne pas alimenter la bobine du relais.**

Brancher un voltmètre en sortie (pas de charge). Brancher la batterie.

Si le Minibob est bien à 0 (point milieu) on doit lire $S = 0$ V. Tourner ce potentiomètre dans un sens ou dans l'autre et constater la variation de S. Revenir à 0. Brancher en sortie une ampoule de 7 à 15 W (automobile). Vérifier que la manœuvre du Minibob en règle bien la luminosité.

Calage mécanique : Brancher le relais et caler le bras de commande de l'axe du Minibob pour obtenir le collage, juste au point marqué sur la figure 18. En desserrant légèrement l'écrou du potentiomètre, le faire pivoter pour amener la zone d'arrêt ($S = 0$) bien centrée sur le neutre. Fig 18. On est sûr, maintenant, que la commutation se fera à intensité nulle. Rebloquer le potentiomètre. Vérifier le calage.

Il reste à vérifier le bon fonctionnement avec le moteur. Attention, tout branchement doit se faire avec $S = 0$.

Le dernier réglage est celui de l'ajustable : le servo digital actionnant le variateur, l'amener à 1 mm environ de la fin de course et tourner le 470Ω pour avoir le maximum de vitesse. On aura ainsi, en manœuvrant le servomécanisme, toutes les vitesses possibles, de l'arrêt au maximum, aussi bien en marche avant qu'en marche arrière.

2. Modèle à découpage.

a) Schéma (fig. 20). Il est évidemment plus complexe. Un transistor unijonction T_2 oscille en fabriquant une dent de scie linéaire. Ce résultat est obtenu grâce à T_1 , monté en générateur de courant constant et qui charge le $0,1 \mu F$. La valeur du courant est déterminée par la tension de base. Si le curseur va vers le +5 V, le courant de base diminue, entraînant la diminution du courant d'émetteur donc du courant de charge du $0,1 \mu F$: la fréquence baisse. Si le curseur va vers le -5 V, phénomène inverse : la fréquence mon-

te. Au réglage, on amènera cette fréquence à 50 Hz, sans que cela soit le moins du monde critique (ça marche de 20 à 200 Hz). La dent de scie transmise par T_3 , monté en collecteur commun, sera ainsi utilisée, sans altération notable de la linéarité, par le transistor T_4 . La base de ce transistor NPN est donc soumise à la dent de scie (à un niveau ajustable) alors que son émetteur est à un potentiel réglable et déterminé par la position du bras de commande.

Si le potentiel de l'émetteur est toujours plus positif que celui de base (e_1 de la figure 21a), le 2N2926 est toujours bloqué. Au fur et à mesure que le potentiel de cet émetteur baisse, les alternances de blocage se raccourcissent au profit des alternances de conduction (e_2, e_3, e_4 , de la fig. 21 b/c/d) jusqu'à avoir une conduction permanente (e_5 de 21e) si la tension de l'émetteur est voisine de 0 V.

Nous obtenons donc bien le signal de découpage, à rapport cyclique variable, dont nous avons parlé en figure 11.

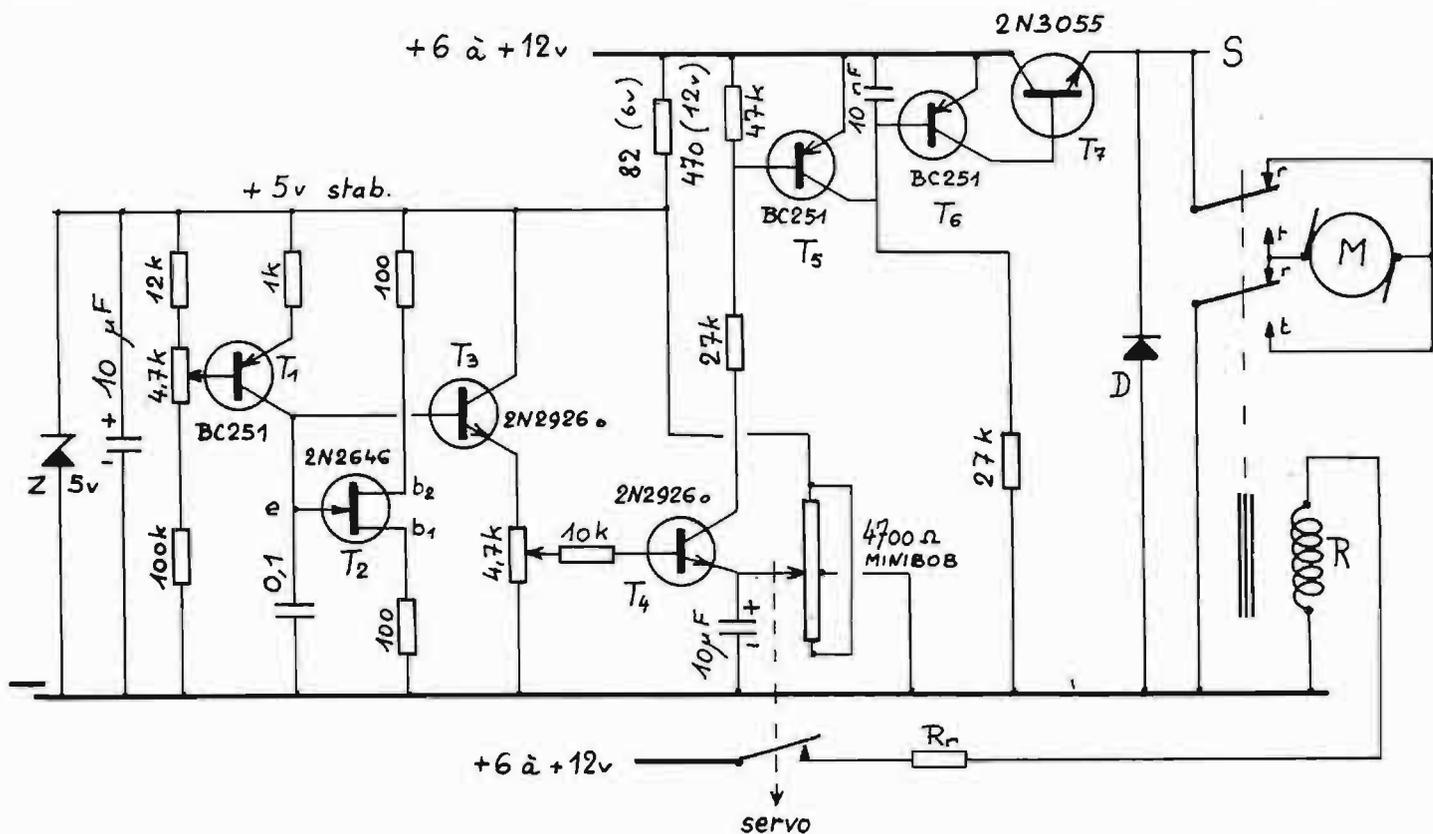


Fig. 20 - Schéma du variateur à découpage.

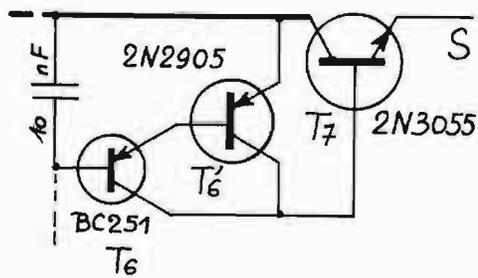


Fig. 20 bis - Variante.

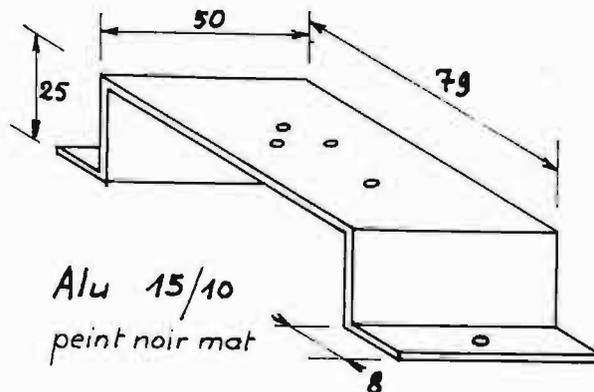


Fig. 22 - Radiateur de 2N3055.

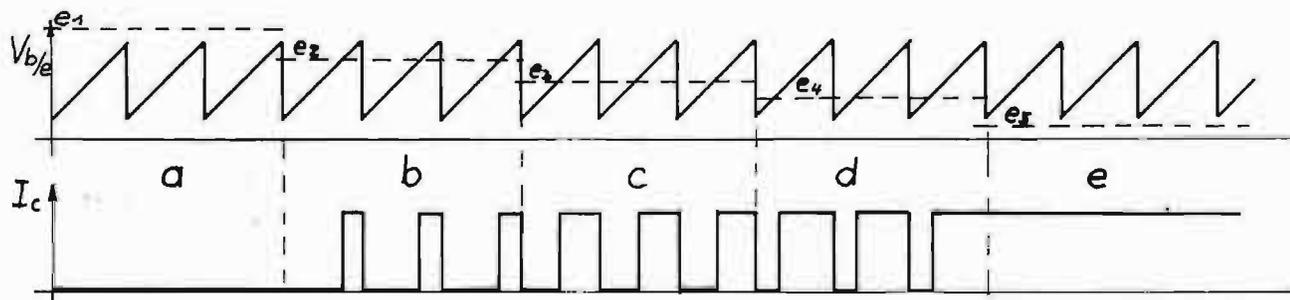


Fig. 21 - Création du signal à découpage.

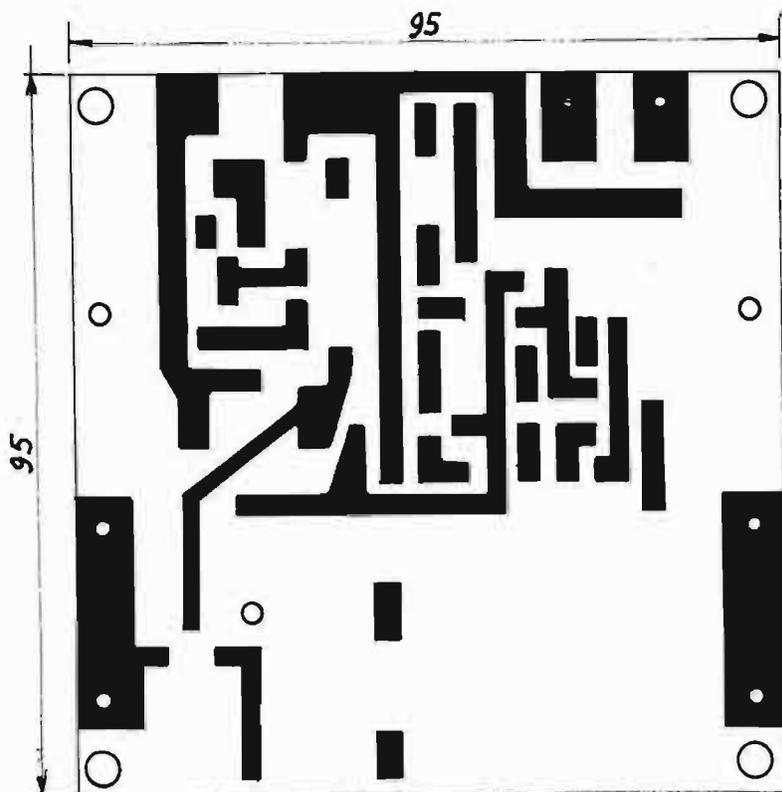


Fig. 23 - Plaque de base.

Lorsque T_4 est bloqué, T_5 l'est aussi : la base de T_6 est alors alimentée. Ce transistor devient conducteur et débloque complètement le 2N3055, monté en

« transdiode ». Le moteur tourne au maximum.

Lorsque T_4 est conducteur, T_5 l'est aussi, supprimant le courant de base de T_6 , lequel se bloque,

bloquant le 2N3055. Le moteur n'est plus alimenté.

Le cas de la figure 21a correspond donc au régime maximum, le 21e à l'arrêt et les cas 21b/c/d

aux régimes intermédiaires. La diode en sortie élimine les surtensions négatives qui seraient fatales pour le 2N3055. Jusqu'à 1,5 A le courant de commande de T_7 est suffisant. Au-delà, il est prudent de monter un étage Darlington réalisé avec le BC251 auquel on adjoint un 2N2905. Voir détail de la figure 20 bis. Le 2N3055 travaillant en saturation-blocage chauffe peu. Un simple radiateur en alu de 15/10 suffit.

b) Réalisation.

La même formule de construction a été retenue, car le remplacement du gros radiateur de T_7 par un modèle plus léger (voir fig. 22) dégage un espace suffisant, sur la plaque de base, pour loger toute la partie électronique. Le circuit imprimé est à réaliser en époxy simple face. Il est prévu pour le modèle « tout électronique » également. Le dessin comporte donc encore, au voisinage du disque, des pistes inutiles. Le montage du Darlington a été prévu, ainsi le même circuit s'adapte-t-il à toutes les versions (voir figure 23).

Tous les détails de réalisation mécanique du premier variateur sont à reprendre : même potentiomètre, même disque interrupteur, même contre-plaque. Le câblage se fait encore côté cuivre.

Toutes les pièces étant prêtes, commencer la mise en place des composants (fig. 24) par le générateur de dent de scie (de T_1 à T_3). Brancher l'oscilloscope sur l'émetteur de T_3 et régler la fré-

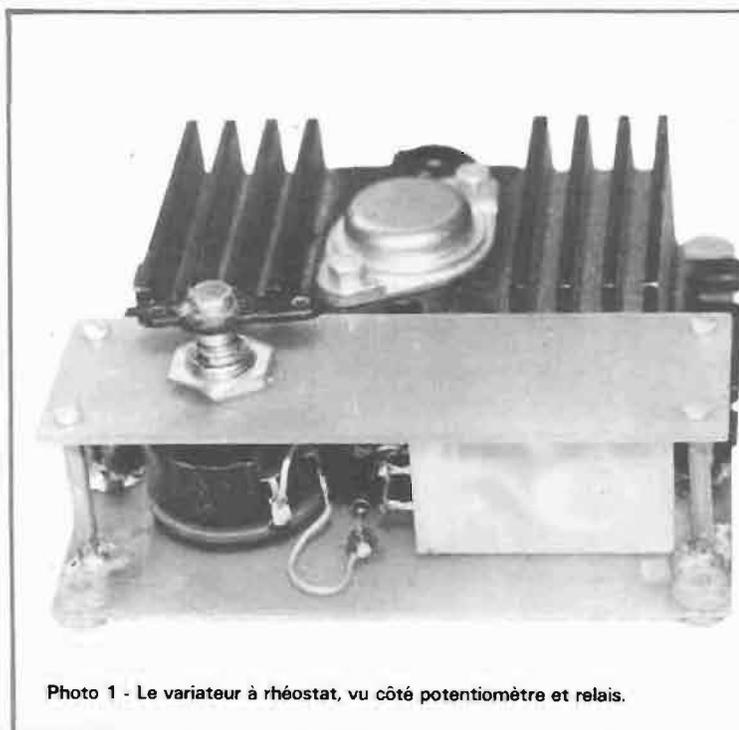


Photo 1 - Le variateur à rhéostat, vu côté potentiomètre et relais.



Photo 2 - Le variateur à rhéostat, vu côté branchements.

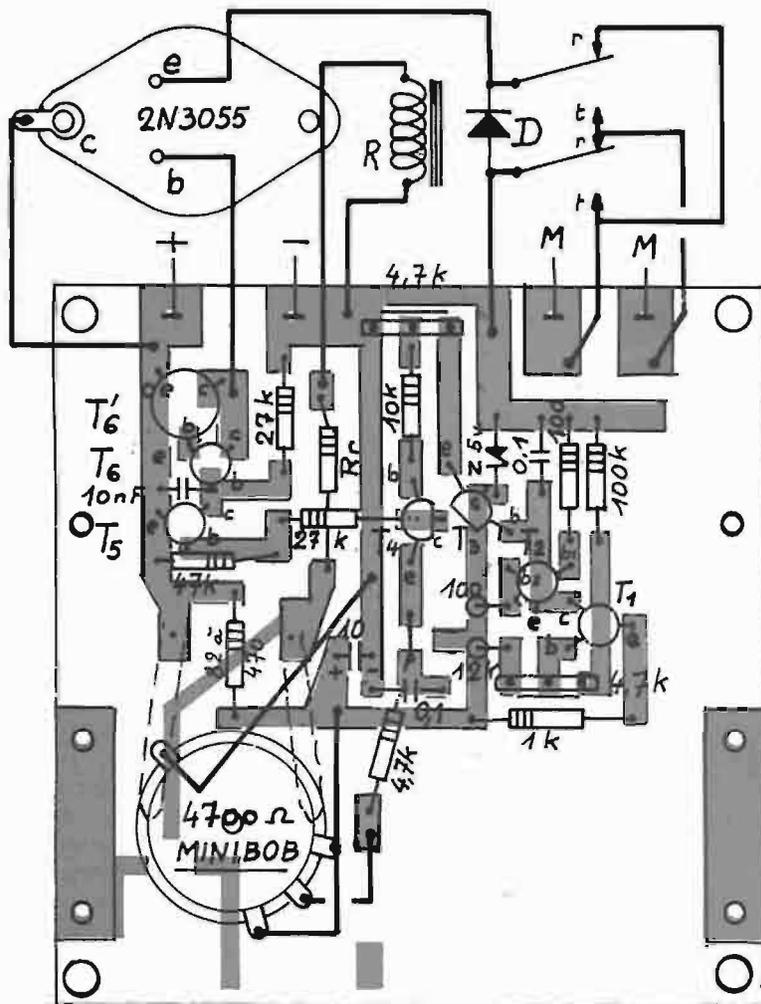


Fig. 24 - Pose des composants.



Photo 3 - Le convertisseur D/A qui sera décrit dans notre prochain numéro.

quence à 50 Hz, par comparaison avec le secteur.

Monter ensuite le 2N2926 qui suit avec le Minibob à point milieu. Placer aussi T_5 et sa résistance de collecteur de $27\text{ k}\Omega$. Brancher l'oscillo aux bornes de cette résistance et constater l'apparition du signal de découpage. Minibob au milieu, le collecteur du BC251 doit être à $+12\text{ V}$, il passe à 0 V si le Minibob est en fin de course. On obtient toutes les tensions intermédiaires en tournant le potentiomètre. Cet essai peut d'ailleurs suffire si on ne possède pas d'oscilloscope. Le potentiomètre ajustable d'émetteur de T_3 est à régler de manière que Minibob dans la position limite qu'il prendra, par la manœuvre du servo-mécanisme (voir fig. 18), on obtienne bien les $+12\text{ V}$ sur le collecteur de T_5 .

Terminer le montage en soudant T_6 (éventuellement T_6') et en reliant le 2N3055. Ne pas oublier la diode. Brancher l'ampoule 7 à 15 W en sortie et vérifier le fonctionnement correct. Brancher le moteur et essayer.

On peut maintenant connecter le relais. Sans brancher le moteur, procéder au calage du bras de commande, puis au centrage de la zone d'arrêt (fig. 18). Le variateur est alors prêt pour les essais réels.

Dans le cas de l'utilisation d'un moteur à très forte consommation ($I > 1,5\text{ A}$) il est facile de monter 2 ou 3 transistors 2N3055 en parallèle, mais alors le Darlington d'attaque est indispensable.

Composants.

T : 1 x 2N3055, 3 x BC251, 2 x 2N2926 (BC170), 1 x 2N2646.

D : genre BY127, 1 zener $5,1\text{ V}$, 400 mW .

R : 2 x $100\ \Omega$, 1 x $1\text{ k}\Omega$, 1 x $10\text{ k}\Omega$, 1 x $12\text{ k}\Omega$, 2 x $27\text{ k}\Omega$, 1 x $47\text{ k}\Omega$, 1 x $100\text{ k}\Omega$, 1 x $82\ \Omega$ à $470\ \Omega$.

R_r : selon relais et si on envisage des tensions batterie différentes.

Pot : 1 Minibob $4700\ \Omega$, à point milieu.

2 ajustables $4700\ \Omega$, type E097 debout.

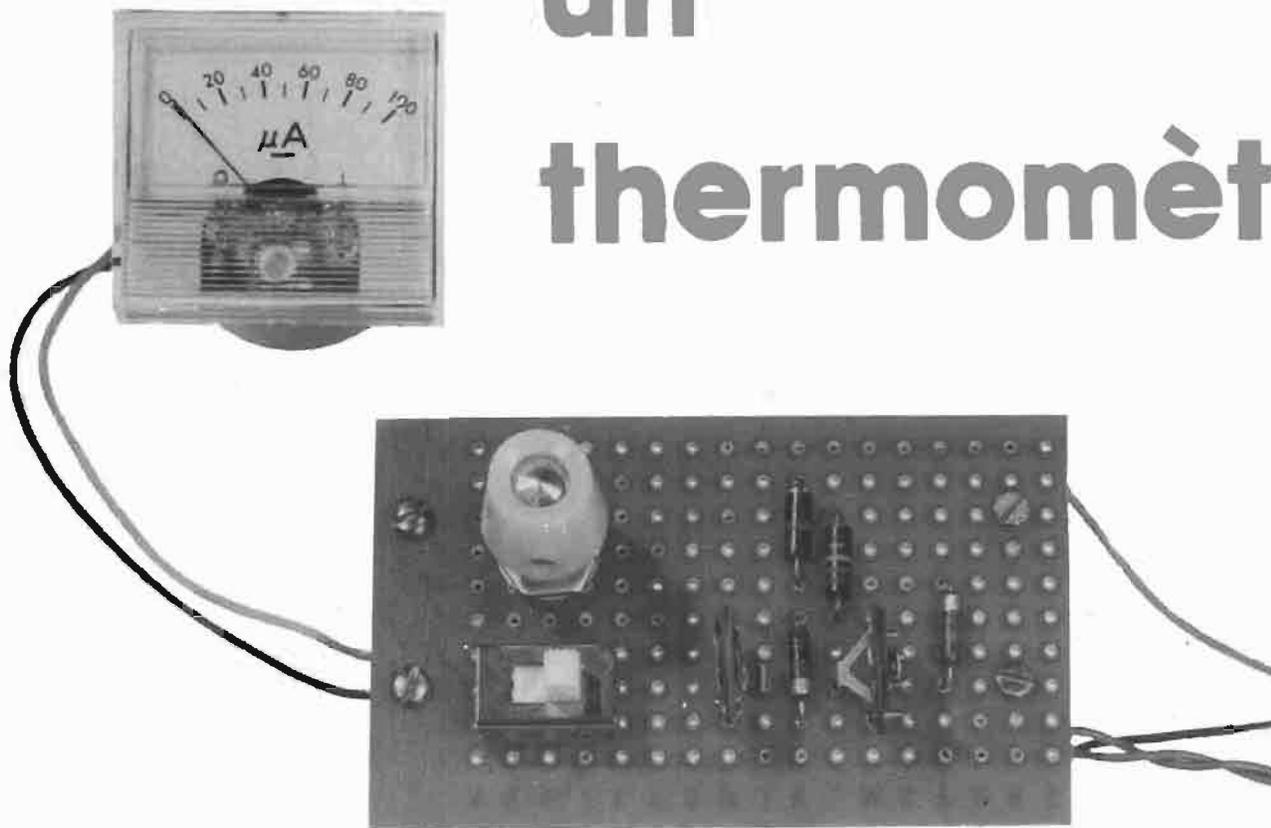
C : 1 x 10 nF , 1 x $0,1\ \mu\text{F}$ type C280 ou MKM Siemens.

2 x $10\ \mu\text{F}$ tantale perle.
Relais 6 à 12 V , 2RT/ 1 à 3 A . (J02, Siemens...)

F. THOBOIS

(à suivre)

un thermomètre



électronique linéaire

HABITUELLEMENT, c'est à l'aide de thermistances qu'on réalise les thermomètres électroniques. Ces composants possèdent, certes, une grande sensibilité aux variations de température, mais leur loi de variation n'est nullement linéaire, ce qui oblige à un étalonnage fastidieux et au dessin d'un cadran spécial pour le galvanomètre indicateur.

La solution que propose l'auteur d'un livre sur l'utilisation des composants électroniques modernes (1) fait appel à l'effet de température de la tension de seuil émetteur-base d'un transistor au silicium. Cette tension montre non seulement une très bonne proportionnalité avec la température (et ce entre - 50 et + 150 °C), mais aussi une excellente stabilité. On a avantage à utiliser un NPN, BCY 59 A, BCY 66, 2 N 3405, ou similaire. Collecteur et base se trouvent reliés, et par R_1 on impose un courant de polarisation de 0,1 mA environ. L'indication se fait par un galvanomètre de 100 μ A. Ce-

lui-ci permet une lecture directe de la température, si on adopte une plage de 0 à 100 °C. Comme cette plage de température correspond à une variation de 200 mV de la tension base-émetteur du transistor, il faut obligatoirement utiliser un galvanomètre dont la résistance interne est inférieure à 200 mV/100 μ A = 2 k Ω . Un galvanomètre 50 μ A est utilisable, si sa résistance interne est inférieure à 4 k Ω . Si on tient à utiliser un galvanomètre dont la résistance interne est supérieure aux valeurs citées, on ne peut le faire qu'en élargissant la gamme de température, à 0... 150 °C, par exemple, pour un galvanomètre de 100 μ A, 2800 Ω . Bien entendu, il faut alors que ce galvanomètre soit muni d'une échelle de 0 à 150.

L'appareil comporte un commutateur « Mesure-Étalonnage » (M-E), deux ajustables de calibration (P_1 , P_2), et un potentiomètre P_3 , permettant de compenser l'épuisement progressif de la pile d'alimentation. On commence par travailler en position

« Étalonnage » et on ajuste P_3 de façon à observer la déviation totale du galvanomètre. Ensuite, on passe en position « Mesure », et on porte la « sonde », c'est-à-dire le transistor, à une température de 0 °C. Pour cela, il suffit de mettre quelques cubes de glace dans un verre, d'attendre que la glace soit à moitié fondue, de

plonger le boîtier du transistor dans l'eau. Ensuite, ajuster P_2 de façon que l'appareil indique zéro. L'ajustage sur 100 °C peut se faire en plongeant le boîtier du transistor dans l'eau bouillante, en tarant P_1 sur déviation totale. L'étalonnage est alors terminé.

Pour que l'appareil soit commode à utiliser, on a avantage à

(suite page 291)

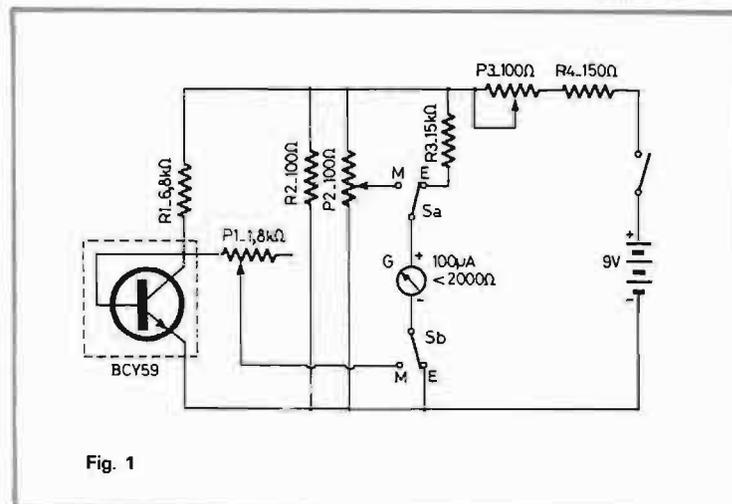
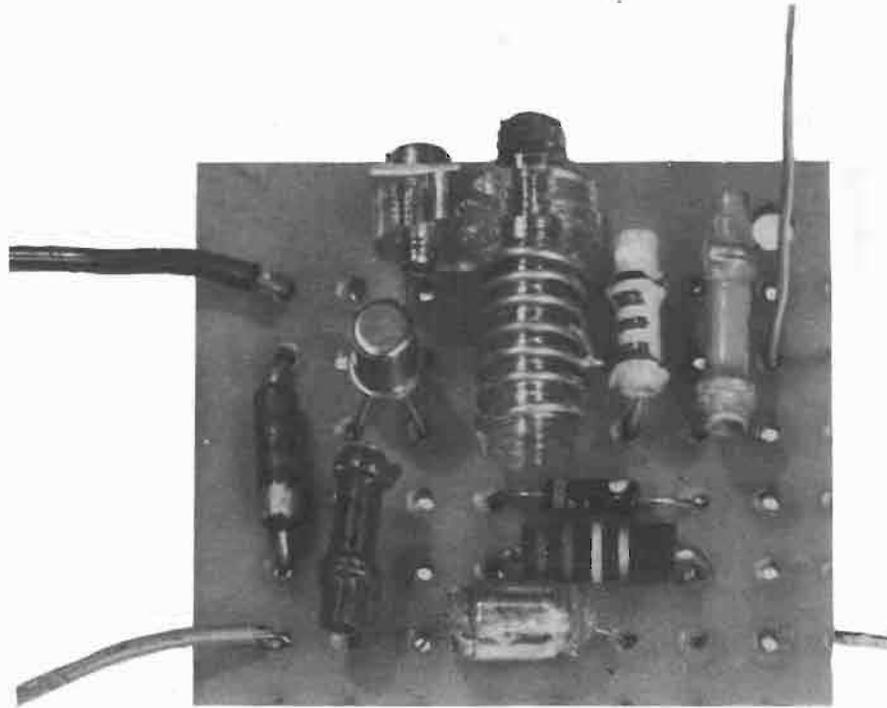


Fig. 1

mini - émetteur expérimental



à

modulation de fréquence

LE schéma de cet émetteur est extrait d'un livre (1) consacré aux applications de l'électronique à l'espionnage. Il travaille dans la gamme FM (88 à 100 MHz), et sa portée peut atteindre 200 m, moyennant un récepteur de bonne sensibilité, et une antenne d'émission de

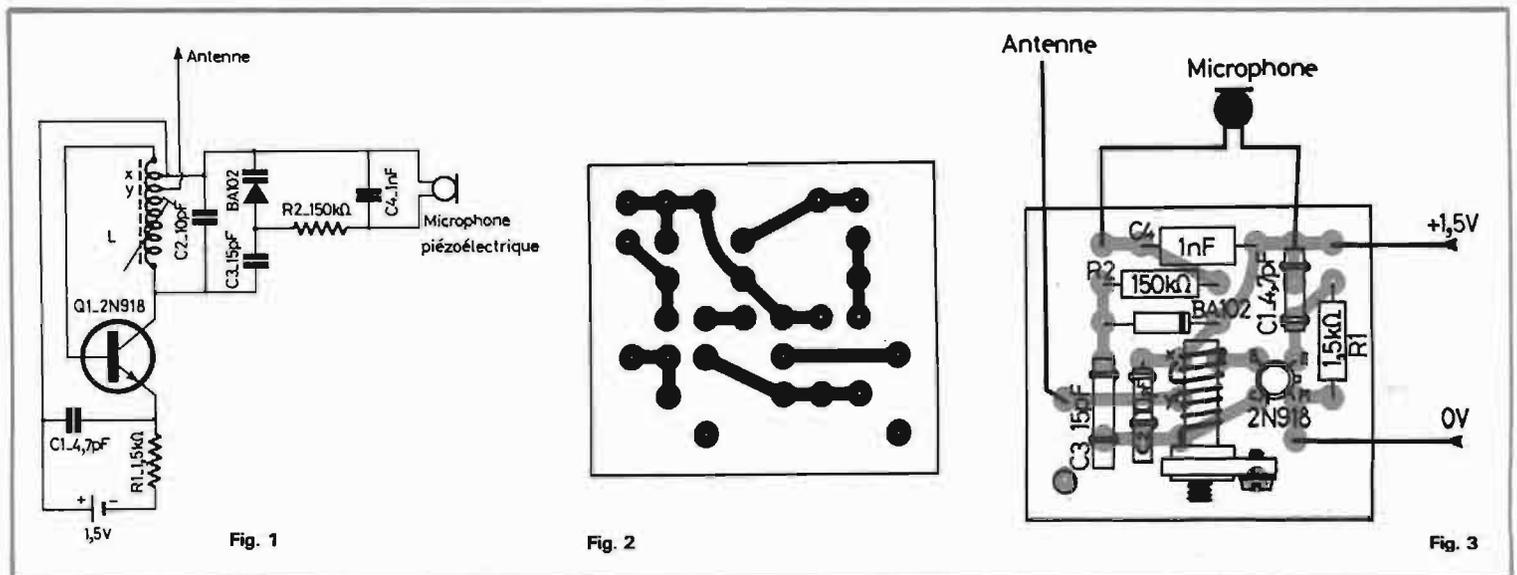
70 cm. A distance plus réduite, l'utilisation d'une antenne nettement plus courte est possible.

L'appareil se trouve alimenté par une pile « bouton » de 1,5 V, sa consommation étant de 0,5 mA environ. Le bobinage est à réaliser en fil de cuivre de 0,8 mm, argenté ou étamé. Il

comporte sept spires au total, enroulées sur un mandrin (avec noyau d'ajustage) de 5 mm de diamètre, et ce avec un espacement tel qu'on obtienne une longueur d'enroulement de 12 mm environ. La prise d'alimentation (x) se trouve à 2,5 spires de l'extrémité connectée sur la base du

transistor, alors que la prise d'antenne (y) est à affectuer à 3,5 spires de cette base. La tension produite par le microphone piézoélectrique module l'émetteur par l'intermédiaire d'une diode à capacité variable.

Par le noyau d'ajustage du bobinage, on accorde l'émetteur de



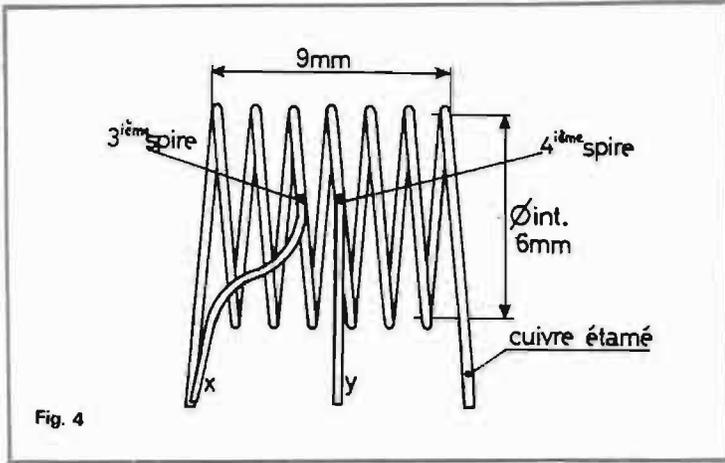


Fig. 4

façon à pouvoir le capter sur la gamme « Modulation de Fréquence » d'un récepteur. Si la course de ce noyau n'est pas suffisante pour obtenir cet accord, il convient de modifier le condensateur d'accord C_2 (10 pF dans le schéma). On peut également utiliser un condensateur ajustable à sa place. Comme base et collecteur du transistor reçoivent un même potentiel continu, la puissance d'émission dépend essentiellement de la résistance d'émetteur, R_1 . On peut donc modifier cette puissance, ainsi que la consommation sur la pile, en jouant sur la valeur de R_1 . La puissance d'alimentation qui est de 1,5 mW environ avec $R_1 = 1,5 \text{ k}\Omega$, passe ainsi à 4,5 mW pour $R_1 = 470 \Omega$, ou à 0,7 mW pour $R_1 = 3,3 \text{ k}\Omega$.

Le spécialiste de la miniaturisation arrivera à réaliser ce montage sous forme d'un assemblage où tous les composants se tiennent les uns par les autres, sans aucun support matériel. Dans ces conditions, émetteur et pile peuvent être logés dans une boîte d'allumettes. Cependant, l'encombrement ne sera pas beaucoup plus important, si on adopte le mode de réalisation illustré par la photographie et les plans ci-contre. Le montage a été réalisé sur une plaquette « pastillée » au pas de 5 mm. Une plaquette « Veroboard » serait également utilisable, mais on n'arrivera à des capacités réparties suffisamment réduites que si on enlève rigoureusement toutes les bandes de cuivre qui ne sont pas utilisées en tant que connexions. Bien entendu, le « vrai » circuit imprimé constitue la solution idéale.

Le bobinage peut être réalisé en enroulant les sept spires d'abord jointivement sur le mandrin. Puis, on étire la spirale ainsi obtenue sur une longueur totale

de 15 à 20 mm, de façon à pouvoir effectuer commodément la soudure des prises, constituées par des fils de 0,6 mm, soudés à plat sur la face extérieure du fil d'enroulement. Finalement, on comprime la spirale sur une longueur totale de 12 mm, on la remet sur le mandrin, et on oriente les quatre fils de sortie de façon qu'ils entrent facilement dans les perforations de la platine imprimée. La figure 4 montre une « maquette » de ce bobinage, réalisée à l'échelle 2.

Les seules valeurs critiques du schéma sont les condensateurs d'accord, C_2 et C_3 . Pour C_1 , l'utilisation d'une valeur nettement plus forte est parfaitement possible. Quant aux autres éléments, on peut s'écarter de ± 30 des valeurs indiquées, sans que cela modifie le fonctionnement de l'appareil.

L'expérimentation de la maquette a permis de constater que la fréquence d'émission peut être ajustée, par le noyau du bobinage, entre 83 et 100 MHz. Lors d'un essai de portée, il est parfaitement possible de remplacer le microphone piézoélectrique par une tête d'électrophone de même type. Dans ces conditions, le fonctionnement de la maquette, munie d'une antenne de 10 cm, a été vérifié à l'intérieur d'une maison d'habitation. Installé dans la cave, l'émetteur a pu être parfaitement capté, au premier étage et à l'autre extrémité du bâtiment, avec un récepteur portatif de qualité courante.

H.S.

(1) Günter Wahl, Minispione II, Topp-Buchreihe Elektronik, Verlag Frech, Stuttgart.

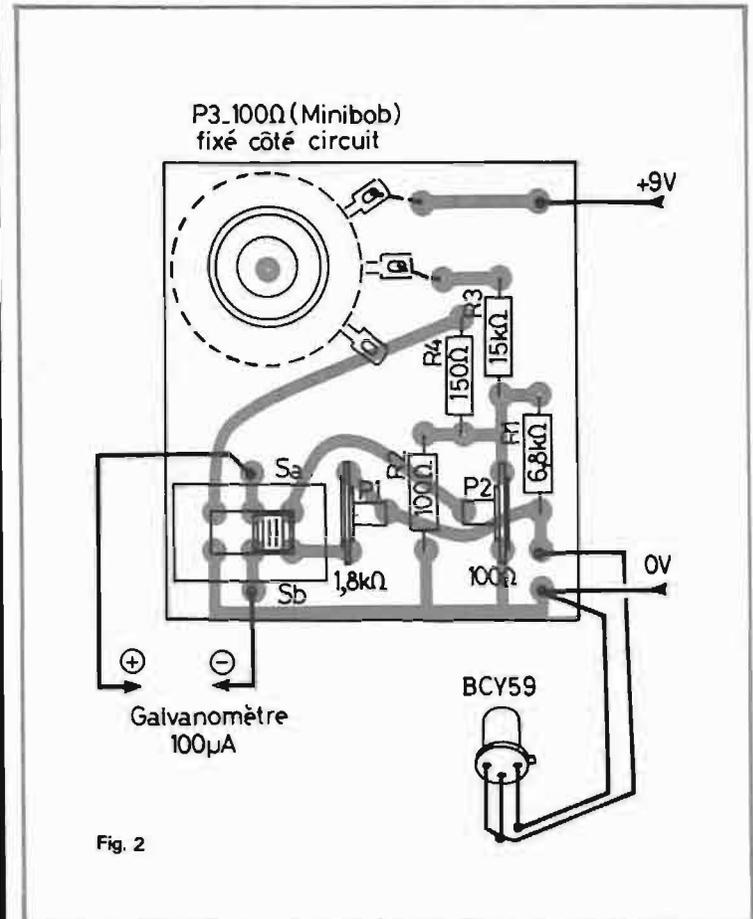


Fig. 2

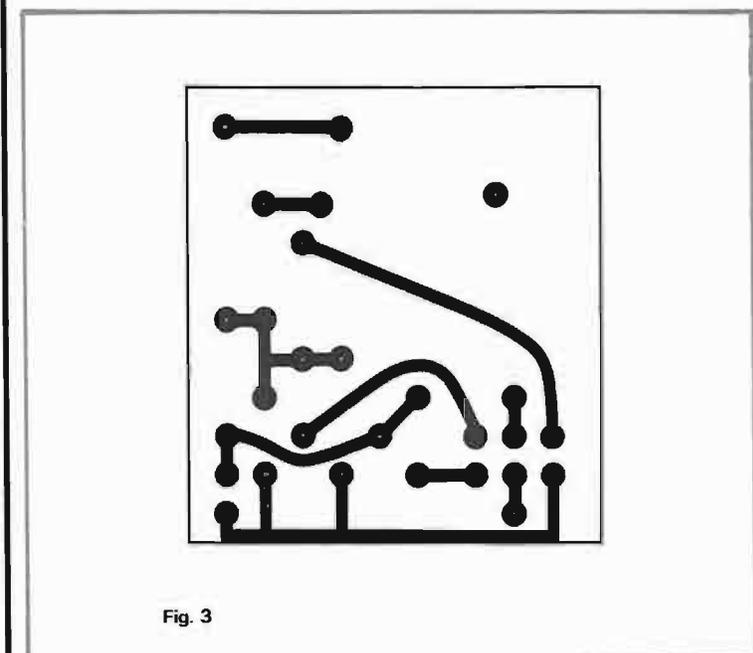


Fig. 3

y connecter le transistor par deux fils souples, et d'enrober ce dernier dans de l'araldite, afin d'éviter tout contact électrique accidentel avec la sonde. Lors de toute mesure, il faudra attendre quelques secondes, avant que la sonde se trouve à une température égale à celle de son ambian-

ce. Cette durée de réponse sera d'autant plus réduite que l'épaisseur de l'isolant, entourant le transistor, est plus mince.

H.S.

(1) Franz Müller, Schaltungen mit modernen Bauelementen, Topp-Buchreihe Elektronik n° 26, Verlag Frech, Stuttgart.

Nouveautés Techniques et Conseils Pratiques

LE POINT SUR LE CINÉMA AMATEUR EN FRANCE

ON fait du cinéma pour conserver des images, pour « vivre une seconde fois », créer une œuvre originale et personnelle, capter des images en les saisissant sur le vif ou à l'improviste.

Chez l'amateur, l'importance respective de chacun de ces besoins peut avoir une influence prépondérante sur les caractéristiques de la caméra qu'il désire. Par exemple, pour l'amateur « conservateur » une caméra simple et de prix moyen conviendra le plus souvent. Pour le créateur averti, il faudra une caméra perfectionnée offrant un maximum de possibilités : zoom, visée réflexe, prise de vues image par image, plusieurs vitesses, automatisme débrayable, etc.

Pour le chasseur d'images, il faudra une caméra miniature automatique, possédant un zoom qui lui permettra de disposer d'une « arme à tir rapide ».

Avant 1960, le cinéma d'amateur était considéré comme une activité de luxe ou de haute technicité ; 1 % seulement des ménages français était équipé. Entre 1960 et 1965, l'apparition de modèles simples et bon marché a permis un essor de l'activité cinématographique ; en 1965, le taux d'équipement des ménages français était de 3 %.

Après 1965, le lancement des caméras et films Super-8 a donné un nouvel élan avec l'apparition du cinéma d'amateur à chargeurs ; celui-ci s'est développé de-

puis lors à une cadence rapide, le taux d'équipement des ménages a atteint 6 % en 1970.

En 1973, le taux d'équipement des ménages français a été de 8 % avec plus d'un million d'appareils en service, dont 80 % de caméras super-8. Trois possesseurs de caméras sur quatre possèdent également un projecteur ; la consommation moyenne est voisine de sept chargeurs super-8 par an. Les ventes annuelles sont donc en forte progression : 1966 : 70.000 caméras, 1973 : 200.000 caméras.

Le marché est orienté actuellement vers les caméras d'un prix élevé. Plus de 9 sur 10 des amateurs cinéastes sont des hommes ; 1 sur 10 a moins de 25 ans, tandis que 75 % ont entre 25 et 50 ans. Près de un sur dix sont des cadres, chefs d'entreprises ou professions libérales, plus de la moitié d'entre eux habitent dans les agglomérations de plus de 300.000 habitants.

75 % ont au moins un enfant ; presque tous utilisent également un appareil photographique, le plus souvent un 24 x 36, ou un appareil à chargement instantané.

En ce qui concerne le son, un amateur sur quatre sonorise ses projections, que ce soit par disque, magétophone ou pistage ; 9 % des amateurs font pister leurs films. Actuellement, le taux d'équipement cinéma des ménages suédois est de 16 %, celui des ménages américains est supérieur à 20 %.

Ces deux chiffres montrent à

quel point le marché français du cinéma amateur est un marché neuf. La mise au point de produit de plus en plus attrayants et adaptés aux besoins des consommateurs ne peut que contribuer dans l'avenir à accroître l'essor qu'il connaît aujourd'hui.

UN NOUVEAU FILM DE CINÉMA D'AMATEUR SUPER-8

Un nouveau film Super-8, l'**Agfachrome** Super-8 est présenté par **Agfa-Gevaert**. Avec une sensibilité identique à celle de l'ancien film : 17 Din en lumière artificielle, 15 DIN en lumière du jour, ce nouveau film permet une plus grande saturation de couleurs avec compensation des contrastes. Il présente, en même temps, une différenciation très améliorée de chaque nuance et une meilleure netteté.

Cette meilleure différenciation des couleurs a été rendue possible par l'introduction de nouveaux colorants. En outre, la saturation des couleurs de l'image a été augmentée sans augmentation de contraste ; en pratique, cela assure une grande brillance de couleur sans perte de latitude de pose. Le résultat a été obtenu par une émulsion dont les propriétés permettent lors du traitement un processus favorable d'échange chimique entre les couches colorées (Effet inter-images).

En outre, on obtient une impression de netteté plus grande du fait de la modulation et de la transparence améliorée des lumières ; la forme de la gradation est meilleure que celle de l'ancien film. Comme support, on se sert à nouveau du triacétate de cellulose ; l'amateur peut donc utiliser pour monter ses films le collage humide classique, ou les étiquettes modernes de collage.

Les plages de références sur les pochettes d'expédition sont un moyen pratique pour l'amateur ; elles permettent un tri rapide des films qui reviennent du laboratoire.

BANC DE REPIQUAGE ET DE MIXAGE 16 mm OU SUPER-8 MODULAIRE

Après la prise de son et la prise de vue sur le terrain, pour l'établissement d'un film documentaire, industriel, médical, le réalisateur est obligé de prévoir le report ou le repiquage des effets ou textes synchrones pour effectuer le montage. Il doit également enregistrer sur bande magnétique 16 mm perforée la musique choisie.

Un **mini-rack PAG** permet le repiquage et le mixage des différents éléments, car il permet de repiquer les bandes magnétiques 6,25 mm en montage simple ou

synchrone ; le mixage est effectué au moyen de 3 ou 4 défileurs, dont l'un permet la lecture et les autres la reproduction ; l'ensemble est relié à une console de mélange semi-professionnelle.

L'appareil comporte un projecteur 16 mm ou Super-8 interchangeable à volonté, la lecture optique ou magnétique, la marche avant ou arrière, quatre défileurs, une boucle passante de 30 Hz à +15 kHz 2 dB, avec rapport signal/bruit de -65 dB, trois têtes de prélecture et cinq consoles de mélange (fig. 1).

Le module d'entrée offre trois possibilités : deux entrées de ligne, un microphone, pré-écoute, insertion de voie, filtre passe-haut, atténuateur d'entrée.

Il comporte un correcteur à trois fréquences 33 Hz à 15 Hz, 1 retour écho avec vumètre, N voies de sorties avec corrections, 1 départ écho, 2 vumètres de pointe, 1 générateur 33 fréquences pour réglage de la polarisation des bandes sans l'apport d'un générateur extérieur, 1 réseau de signalisation, 1 réseau d'ordres, 1 télécommande, 1 module de monitoring, 1 limiteur-compresseur.

NOUVELLES BANDES MAGNÉTIQUES

Le nombre des amateurs ayant un studio semi-professionnel équipé d'appareils de haute fidélité pour la stéréophonie augmente constamment. Le magnétophone à bobines, coté de tous les raffinements de la technique occupe encore une place de choix dans une telle installation.

Cet appareil peut servir, non seulement à enregistrer des émissions radiophoniques, en stéréophonie, en modulation de fréquence ou à copier des disques, mais encore, par exemple, à réaliser des truccages, les mixages et les travaux de montage pour les enregistrements de scénarii ou de documents originaux.

Pour ces amateurs difficiles, **Agfa-Gevaert** a mis au point des bandes magnétiques PEM 368 et PEM 268, pour magnétophones à bobines. Ces bandes se reconnaissent extérieurement par une face dorsale noire et mate ; cette couche dorsale améliore l'enroulement, surtout aux grandes vitesses de défilement ; elle conduit, en outre, l'électricité, ce qui évite

toute charge électrostatique et l'attraction de poussières qui en résulte.

La couche magnétique de ces nouvelles bandes contient un oxyde « Low-Noise » constitué par de très fines aiguilles d'oxyde de fer. Cette nouvelle couche, à forte densité d'oxyde, a une surface très lisse qui ménage les têtes magnétiques. Les magnétophones semi-professionnels fonctionnent fréquemment à des vitesses de défilement de 9,5 cm/s et de 19 cm/s, à la vitesse de 9,5 cm/s le niveau d'enregistrement des aigus est amélioré par rapport à celui des bandes sur bobines habituelles (fig. 2).

Par ailleurs, le rapport signal-bruit de fond pondéré, a été amélioré de 40 % avec ces bandes comparativement aux autres bandes sur bobines.

Le code de désignation de ces nouvelles bandes a les significations suivantes :

PE : support en polyester, insensible aux variations de température et à l'humidité.

M : couche dorsale mate, noire et conductrice.

36 : épaisseur globale nominale

d'une bande longue durée, soit 36 millièmes de mm.

26 : épaisseur globale nominale d'une bande double durée, soit 26 millièmes de mm.

8 : caractérise le nouvel oxyde de fer constitué de particules très fines, « la densité d'oxyde dans la couche magnétique étant très élevée. On obtient ainsi les qualités dites « Low-Noise » et « High-Output ».

CASSETTES DE NETTOYAGE DES TÊTES MAGNÉTIQUES

Les amateurs qui utilisent les bandes magnétiques savent que les hautes fréquences reproduisent les harmoniques qui confèrent leurs timbres caractéristiques aux instruments de musique et à la voix humaine. C'est pourquoi, les fabricants de magnétophones et de bandes n'ont pas épargné leurs efforts pour parvenir, même avec les magnétophones à cassette, à une restitution fidèle de ces hautes fréquences.

Par contre, ils ignorent trop souvent qu'une tête magnétique encrassée peut réduire à néant tous ces efforts. Ainsi, le niveau

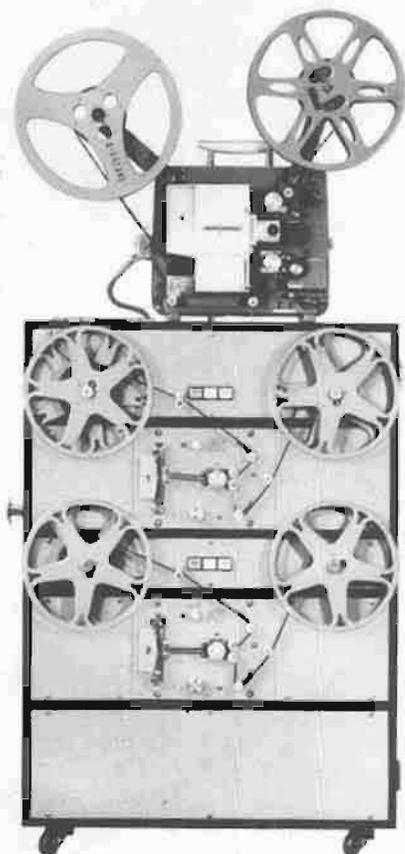


Fig. 1



Fig. 2

d'un son de 10 kHz peut être réduit d'un tiers si la bande est écartée d'un millième de millimètre seulement, en raison de dépôts sur celle-ci. Dans un tel cas, les basses fréquences sont cependant à peine influencées.

Dans la plupart des magnétophones à cassette, il n'est pas particulièrement facile d'accéder à la tête magnétique pour la nettoyer.

Dans ce but, **Agfa-Gevaert** propose une cassette de nettoyage automatique qui ménage la tête magnétique et ne pose aucun problème ; il suffit de mettre la cassette de nettoyage dans le magnétophone toutes les 100 heures de service environ et de laisser défiler la bande spéciale pendant une minute (fig. 3).

Pendant cent heures de service, en enregistrement ou lecture, la longueur de bande qui défile sur la tête magnétique est supérieure à 17 km ; la faible usure de

la bande, dans ces conditions, s'explique par le haut niveau technologique de la fabrication des bandes magnétiques.

UN FILM NÉGATIF À DÉVELOPPEMENT INSTANTANÉ

Les films à développement rapide **Polaroid** ont de nombreuses applications que nous avons étudiées ; mais, jusqu'ici, ils ne permettaient d'obtenir que des épreuves positives directes, ce qui limite leurs possibilités dans certains cas, lorsqu'on voulait conserver des documents quelconques ou obtenir plusieurs épreuves.

Un nouveau film-pack noir et blanc donne maintenant en 30 secondes et sans chambre noire, à la fois un positif noir et blanc et un négatif réutilisable.

Ce nouveau produit permet d'étendre l'utilisation de la photographie instantanée à de nouvelles applications dans les domaines professionnels, scientifiques et amateurs.

Ce nouveau film, d'une sensibilité de 75 ASA (19 DIN) se présente en chargeurs rapides 8 vues format 8,5 x 10,5 cm et peut être utilisé par tous les appareils (sauf le modèle 3000) et les instruments de laboratoire acceptant les film-packs, type 107 et type 108 (fig. 4).

Le fabricant a mis également au point une cuve portable pour le nettoyage des négatifs (fig. 5).

Le film type 105 positif/négatif donne des épreuves positives de très haute qualité et des négatifs permettant les plus forts rapports d'agrandissement ; c'est une émulsion panchromatique à sensibilité chromatique étendue, aussi bien pour le positif que pour le négatif.

Le temps de développement du positif et du négatif est de 30 secondes à 21 °C ; le développement s'effectue en lumière ambiante, ainsi que le nettoyage du négatif en vue du tirage.

Après rinçage et séchage, le négatif 105 s'utilise comme un négatif classique avec tirage par contact ou agrandissement.

Le support du positif est un papier blanc très lumineux assurant un excellent rendu chromatique, et permettant un intervalle de pose correct supérieur à 5 diaphragmes ; la résolution est de l'ordre de 20 à 25 lignes par millimètres, l'image est rigoureuse et le grain est très fin.

L'émulsion du négatif est couchée sur un support de polyester de 10 centièmes de millimètres, qui assure une bonne stabilité dimensionnelle et permet un séchage rapide.

Le négatif de contraste moyen rend possible un intervalle de



Fig. 3



Fig. 4

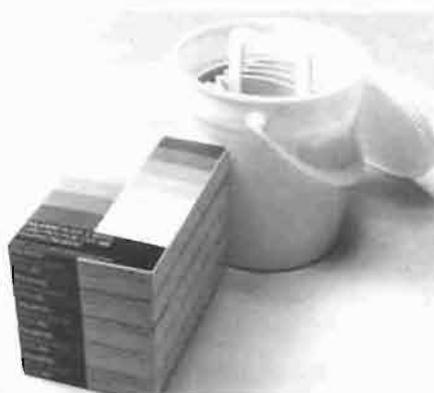


Fig. 5



Fig. 6



Fig. 7



Fig. 8

pose correct de 7 diaphragmes, ce qui permet une grande latitude de pose ; la résolution est supérieure à 150 lignes par millimètre, donc avec un bon rendu des détails.

L'innovation technologique la plus originale consiste, sans doute, dans la pellicule de protection noire du négatif, qui permet le développement en pleine lumière à l'extérieur de l'appareil, sans risque de voile.

Pour nettoyer le négatif en vue de l'agrandissement, il suffit de le plonger dans une solution de sulfite de sodium à 12 % ou à défaut dans l'hyposulfite ; la pellicule de protection noire se ramollit et se détache du support de polyester. En même temps, le révélateur resté sur la face émulsionnée se dissout et le traitement ne prend que 30 secondes.

La solution de sulfite sert également de bain durcisseur, de sorte que le négatif instantané peut être conservé sans inconvénient pendant 72 heures.

Il est ensuite rincé à l'eau courante à 20 °C environ pendant 5 minutes, puis convenablement séché avant d'être placé dans l'agrandisseur ; mais, au besoin, il peut être utilisé encore humide.

Pour faciliter l'utilisation du film en laboratoire, au studio ou à l'extérieur, une cuve portable est prévue pour le nettoyage du négatif ; elle permet de les conserver dans la solution de sulfite, avant de pouvoir les rincer ou les sécher.

Très robuste, elle est réalisée en polyéthylène avec un couvercle étanche et une anse pour le

transport, ainsi qu'un porte-négatif à compartiment et un doseur pour la préparation des bains.

Ce nouveau film peut être utilisé avec deux nouveaux matériels au même titre que le film couleur Polacolor, et le film noir et blanc de haute rapidité. Il y a ainsi un nouvel appareil pliant à réglage manuel 190 pour amateurs difficiles déjà signalé dans cette revue, et un nouveau dos adaptable modèle 405 permettant d'utiliser les films-packs Polaroid, avec la majorité des chambres et de nombreux instruments d'observation et d'enregistrement de 4 x 5 inch (60 x 127 mm).

LA PRATIQUE DES NOUVELLES CAMÉRAS SONORES

Nous avons signalé l'avènement des nouvelles caméras sonores **Kodak Ekaba sound** qui enregistrent directement le son sur le film de prise de vues sans risque de décalage entre le son et l'image avec un montage électronique intégré dans le boîtier.

Les caméras ont le volume des caméras normales muettes et leur poids ne dépasse pas 1.500 grammes. Leur prix est inférieur à celui de beaucoup de modèles muets (fig. 6).

Leur caractère essentiel original consiste dans leur automatisme complet optique et sonore. L'ouverture du diaphragme commandée par une cellule photo-électrique évite tout réglage de lu-

minosité et la vitesse de défilement est évidemment fixe. On utilise un objectif à focale fixe de 9 mm, sans réglage de mise au point ou un objectif zoom à focale variable 9/21 mm à réglage manuel offrant les plus grandes possibilités avec le minimum de difficultés.

Le système d'obturateur et de diaphragme à double vanne (230°) de caractéristiques X 4 permet de filmer avec le film très sensible Ektachrome 160 dans des conditions très défavorables de luminosité, à l'intérieur ou de nuit, sans éclairage d'appoint.

Le niveau de modulation d'enregistrement est auto-régulé, ce qui évite tout réglage, comme sur les magnétophones à cassettes simplifiés. Le moteur d'entraînement à régulation électronique assure le défilement de la piste magnétique avec une vitesse très stable correspondant à 18 images/seconde.

Le chargement avec des chargeurs sonores Super-8 à film pré-pisté est aussi simple que celui des caméras muettes, et le positionnement de la tête magnétique est automatique au moment du chargement. La hauteur du chargeur ciné-son est seulement supérieur de 1,5 cm pour permettre ce positionnement.

Les chargeurs contiennent 15 mètres de film **Kodachrome II** ou **Ektachrome 160** portant une piste magnétique de 0,7 mm de large du côté opposé aux perforations, avec une piste de compensation de 0,3 mm du côté des perforations.

LA TECHNIQUE CINÉ-SON SIMPLIFIÉE

Cette nouvelle catégorie de caméras, révolutionnaires, sinon dans leurs principes, du moins dans leur réalisation, mettent réellement le cinéma sonore synchrone à la portée de tous les amateurs presse-boutons, presque sans aucun apprentissage.

Il faut seulement savoir filmer, non seulement en fonction de l'image, mais aussi du son. Pour éviter d'ailleurs tout risque de pleurage au moment du démarrage de film sonore au début de chaque prise de vue et de chaque plan, un « blanc sonore » se produit automatiquement pendant 1,5 à 2 secondes.

Le microphone léger, omnidirectionnel, n'est évidemment pas intégré. Il est relié par une fiche au corps de la caméra. Pour un niveau sonore ambiant important, local réverbérant, vent à l'extérieur, une deuxième entrée de fiche spéciale est prévue. Elle assure automatiquement une réduction de 10 dB du niveau d'enregistrement.

Un autre microphone directionnel additionnel peut être utilisé, il concentre les sons provenant de l'avant et éliminant ceux provenant de l'arrière.

En principe il n'y a donc aucun réglage du son à envisager et l'amateur cinéaste doit seulement savoir déterminer au niveau l'emplacement de son microphone pour chaque cas.

On peut, d'ailleurs, utiliser n'im-



Fig. 9

porte quel microphone dont l'impédance est comprise entre 200 et 600 Ohms, et la sensibilité normale ne dépasse pas 3 millivolts (à 300 ohms).

Le câble utilisé pour le microphone a normalement une longueur de 4 à 5 mètres. Le microphone ne doit pas être rapproché à plus de un mètre de la caméra et même à plus de deux mètres si le son à enregistrer est faible (fig. 7).

Par contre, il doit être rapproché le plus possible du sujet. En extérieur, le meilleur emplacement est constitué par le sac de transport de la caméra. En intérieur, dans une pièce exigüe, on le place sur une surface plane en le reliant à la prise d'alternateur dB pour éviter d'enregistrer le bruit de la caméra.

Il faut, évidemment, éviter le plus possible les chocs et les vibrations, les vents violents qui font vibrer la membrane du microphone et altèrent la qualité du son. Il en est de même pour un magnétophone.

La manœuvre de prise de vue sonore est immédiate. On tient la caméra par la poignée inférieure, un témoin lumineux rouge clignotant apparaît dans le viseur lorsqu'on appuie sur le déclencheur.

Il indique que le chargeur ciné-son est bien en place, le microphone branché, la pile d'alimentation en bon état, le volume sonore ambiant suffisant. Par contre, un second témoin lumineux bleu s'al-

lume si la lumière ambiante est insuffisante.

Cette technique remarquable et simplifiée avec tous ces dispositifs de sécurité et d'alarme impose cependant des limitations inévitables, tout au moins en ce qui concerne le son.

Le son dominant provient toujours de la source qui se trouve le plus près du microphone. Il est donc difficile d'enregistrer les bruits lointains, car le microphone ne peut effectuer des sélections à l'instar de l'oreille ; il faut donc, si possible, approcher le microphone de la source sonore à privilégier.

La caméra sonore ne comporte ni système de mixage, ni entrée permettant l'enregistrement sur la piste magnétique de signaux musicaux provenant d'un électrophone ou d'un autre magnétophone. Il en résulte des difficultés surtout pour l'enregistrement de la musique et des bruits d'accompagnement, si l'on ne dispose pas d'instruments de musique directe (fig. 9).

Il faut, généralement, enregistrer ainsi la musique et les bruits provenant d'un haut-parleur : au moyen du microphone enregistrant aussi les paroles, d'où des risques de distorsion, de saturation, de déséquilibre de niveaux sonores.

L'enregistrement des paroles est facile et satisfaisant, ce qui est l'essentiel pour les applications généralement envisagées avec ces

appareils simplifiés. Pour la musique, des précautions et des essais sont indispensables, si l'on veut obtenir un résultat d'ensemble de qualité.

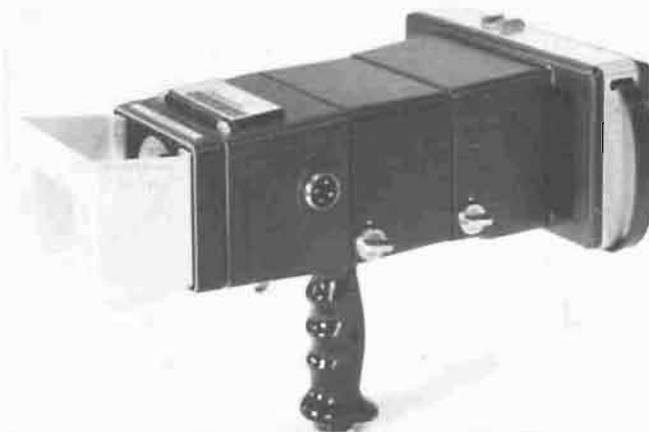
Par contre, les corrections, les effacements de la piste sonore sont possibles. Avec un projecteur sonore, on peut fort bien effacer le son indésirable ou défectueux et le remplacer par un son différent ou ajouter en surimpression un commentaire ou une musique sur une inscription initiale.

Le montage est également possible. Les collures s'effectueront de la même façon que pour les films muets. Il faut seulement éviter de recouvrir d'adhésif la piste magnétique en coupant l'extrémité de celui-ci ou en utilisant des colleuses spéciales.

Si l'on emploie de la colle, il est bon de réaliser les collures en biseau pour éviter des effets d'accrochage de la tête magnétique du projecteur

A chaque collure il se produit cependant un chevauchement pendant une seconde du son du dernier plan sur les images du plan suivant. En faisant le raccordement au moment du son d'ambiance, ce chevauchement n'est pas gênant et même souvent imperceptible. Par contre, il peut être gênant au milieu d'un commentaire ou d'une conversation. Pour éviter cet inconvénient, il est bon de filmer pendant deux ou trois secondes après les dernières répliques.

Fig. 10



LA PHOTOGRAPHIE IMMÉDIATE EN GROS PLAN

La photographie en gros plan n'est pas seulement intéressante au point de vue artistique, elle se prête à de nombreuses applications et peut-être, en particulier, très utile pour le technicien, le praticien et le bricoleur, en lui permettant de photographier les détails de ses montages électriques ou électroniques.

Le procédé peut présenter des difficultés de mise au point de cadrage et d'éclairage puisqu'on ne peut utiliser normalement à faible distance les flashes électroniques habituels, même à computers. Le résultat n'est d'ailleurs connu, habituellement, qu'après développement du film.

L'emploi d'un appareil Polaroid à développement rapide évite ces inconvénients. Le réglage est effectué automatiquement, sans réglage de mise au point de l'éclairage et de la profondeur de champ. Il suffit de placer l'appareil au-dessus du sujet à photographier et de déclencher. La caméra est manœuvrée d'une seule main, dans n'importe quelle position (fig. 10).

Des accessoires fixés sur l'avant de l'appareil permettent de prendre des vues avec des rapports allant de la réduction de 1/4 au grossissement de trois fois, sans calcul ou risque d'erreur.

Ils assurent une mise au point

précise, quelle que soit la distance du sujet, et déterminent avec précision la zone à photographier.

L'éclairage devient facile à courte distance grâce à un flash électronique annulaire incorporé, et l'opérateur peut se rendre compte immédiatement du résultat de la prise de vue. Les épreuves noir et blanc sont prêtes en quelques secondes, les vues en couleurs en une minute.

Le système d'éclairage équilibré à flash annulaire est particulièrement original. Le bloc d'alimentation comporte un dispositif de réglage de l'intensité lumineuse permettant de faire varier la brillance et le contraste ou de mettre en valeur certains aspects du sujet. On peut placer un filtre polarisant pour réduire les reflets et utiliser également un éclairage oblique pour accentuer l'état de surface et pour des effets spéciaux.

Les cadres de visée déterminent le champ couvert et donnent des mises au point fixes pour des distances jusqu'à 63,5 cm. Il suffit donc de cadrer le sujet et de déclencher. Les réglages sont généralement prédéterminés sans avoir à considérer l'ouverture de diaphragme et la vitesse d'obturation.

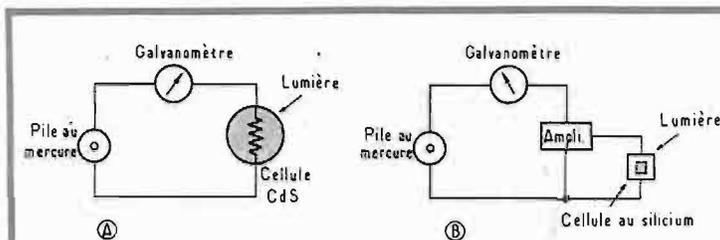


Fig. 11

CELLULE AU SICILIUM OU SULFURE DE CADMIUM ?

La plupart des appareils photographiques récents à réglage automatique de l'exposition comportent des cellules photoélectriques au sulfure de cadmium (CdS), mais certains modèles perfectionnés, nous l'avons noté, sont munis de cellules photoélectriques au silicium.

Les amateurs ne connaissent pas toujours exactement les avantages relatifs des deux procédés.

La cellule au CdS est une cellule photo-résistante permettant le passage d'un courant électrique d'autant plus intense que la lumière appliquée augmente. Le courant est fourni normalement sur les appareils photographiques

par une petite batterie de piles au mercure. Mais cette cellule réagit très lentement à l'action d'une faible lumière après exposition à une lumière assez intense (fig. 11).

La cellule au silicium a des dimensions analogues, mais c'est une cellule photoémétrique qui produit donc de l'électricité proportionnellement à l'action de la lumière. Le signal obtenu est amplifié par un montage électronique alimenté par une batterie (fig. 11 B). Cette cellule réagit très rapidement, même pour un éclairage faible.

La réponse spectrale, c'est-à-dire l'effet obtenu pour les différentes couleurs, est également une question importante. Les deux cellules sont également sensibles aux rayons rouges et infra-rouges invisibles pour l'œil hu-

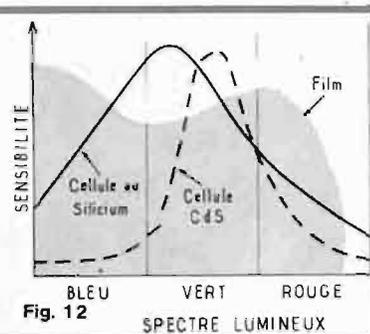


Fig. 12

main. La lecture des indications obtenues peut ainsi être inexacte.

Heureusement, il est possible de corriger les dispositifs employés dans les caméras pour obtenir une courbe de réponse spectrale analogue à celle de l'œil humain normal et adapté à la sensibilité du film (fig. 12).

Il n'y a ainsi pas de différence pratique importante entre les cellules au silicium ou CdS, mais comme la première a une sensibilité plus étendue sur tout le spectre des radiations lumineuses, il est plus facile théoriquement de la corriger pour la gamme désirée.

La cellule CdS permet d'utiliser, cependant, un montage moins complexe, mais grâce aux circuits intégrés, cet inconvénient n'est pas grave.

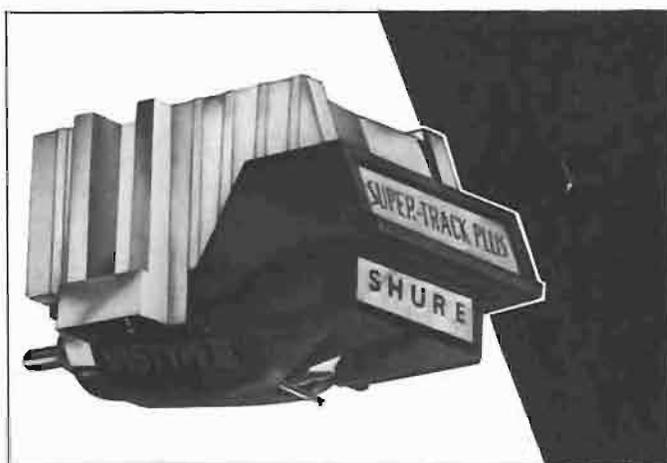
P. Hémardinquer

Si le son de votre chaîne Hi-Fi est froid, sec et étriqué, remplacez votre tête de lecture.

SHURE a testé pour votre oreille la cellule phonoélectrique SHURE V-15 type III.

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

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



INFCO PRODUCTIONS

DEMANDE DE DOCUMENTATION

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

SHURE

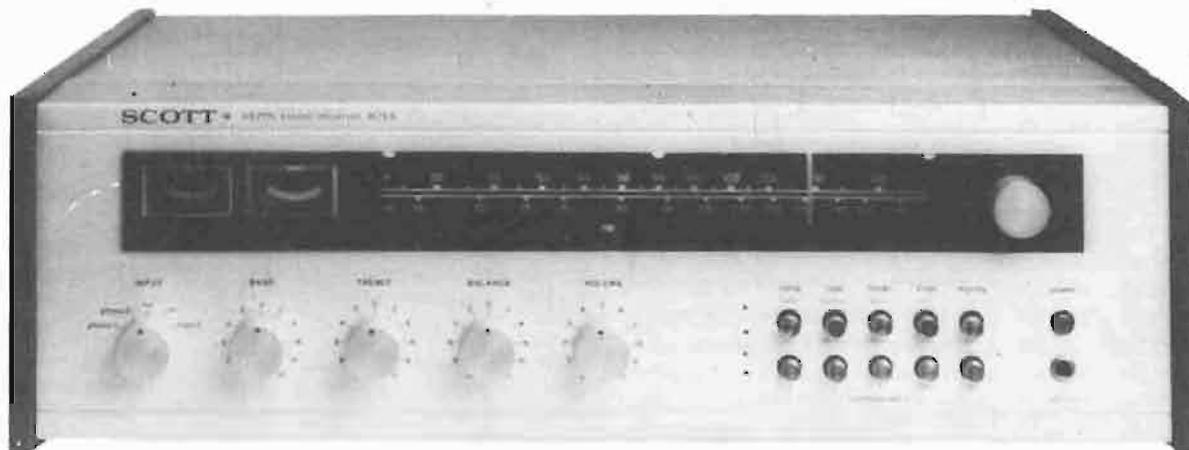
Importateur exclusif.



CINECO

72, Champs-Élysées - PARIS 8^e - 225.11.94

LE TUNER AMPLIFICATEUR



SCOTT R-75S

L'AMPLITUNER Scott R75S est un appareil aux bonnes performances doté d'une puissance de sortie élevée sur 4 ou 8 Ω . Sa présentation répond au goût américain qui, actuellement, s'oriente vers une ligne basse inspirée des lignes européennes. La section tuner assure la réception des gammes FM et PO, ce qui est logique de la part de ce constructeur américain, les grandes ondes n'étant pas exploitées pour la radiodiffusion sur ce continent. La technique employée est très moderne, bien que les circuits en soient classiques.

CARACTÉRISTIQUES

Amplituner AM FM deux gammes d'ondes.

Tuner. Gamme couverte : 87,5 - 108 MHz en FM.

Sensibilité IHF : 2,5 μ V.

Distorsion harmonique : < 0,5 %

Bande passante : 30 Hz - 15 kHz \pm 1,5 dB.

Rapport de capture : 2 dB.

Séparation des canaux : 35 dB à 1 kHz.

Désaccentuation : commutable 50-75 μ S

Antenne : 75 Ω asymétrique sur prise coaxiale TV, 300 Ω symétrique sur bornes à visser.

En AM, sensibilité IHF 100 μ V/mètre.

Gamme couverte : 535 - 1620 kHz.

Bande passante à - 6 dB : 3 kHz.

Rejection image : 48 dB.

Rejection FI : 30 dB.

Distorsion harmonique : 2 % pour un taux de modulation de 60 %.

Antenne : cadre ferrite ou extérieure.

Amplificateurs. Puissance maximale, les deux voies chargées simultanément : 2 x 50 W eff sur 8 Ω ; 2 x 90 W sur 4 Ω . Les conditions de mesure de puissance sont valables pour une bande de fréquences comprise entre 20 Hz et 20 kHz sur 8 Ω à 1 kHz sur 4 Ω .

Distorsion harmonique à la puissance maximale : < 0,5 %.

Distorsion d'intermodulation : < 0,5 %

Impédance de sortie : 4 - 16 Ω

Facteur d'amortissement : 35.

Entrées : PU1, 5 mV/47 k Ω ; PU2, 2,5 mV/47 k Ω ou 5 mV/47 k Ω commutable; magnétophone 1 et 2, 0,4 V/47 à 65 k Ω ; amplificateur, 0,775 V.

Sorties : trois paires d'enceintes A, B, C, A + B, A + C; prise de casque basse impédance; sortie pour décodeur stéréo à quatre canaux; préamplificateur.

Rapport signal/bruit : PU, 65 dB; entrées haut niveau, 75 dB.

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

Filtre passe bas : - 10 dB à 10 kHz.

Correction physiologique : + 7 dB à 100 Hz, + 1 dB à 10 kHz au niveau de sortie de - 10 dB.

Séparation des canaux : > 40 dB.

Correction RIAA : \pm 1 dB.

Alimentation : 110, 117, 220, 240 V 50-60 Hz.

Consommation maximale : 375 W.

Encombrement : 140 x 460 x 360 mm, pour un poids de 15,4 kg.

PRÉSENTATION

La firme Scott a toujours présenté des appareils aux lignes assez basses à mi-chemin entre la tendance américaine et européenne. Le R75S reste fidèle à cette formule, et même à la constitution de l'habillage en aluminium pour le dessus et la face avant, les flancs étant habillés de bois.

La face avant est très équilibrée, elle ne comporte pas d'éléments destinés à attirer particulièrement le regard, ni de gadgets superflus. Le cadran est dissimulé sous un bandeau en plexiglass sombre, ne permettant pas de remarquer ce qu'il dissimule. A la mise en route, il dévoile la double échelle des gammes FM et PO, avec, sur sa gauche, les deux gal-

vanomètres indicateurs d'accord et d'intensité du signal reçu.

La source exploitée est signalée sur le cadran, de façon à ce qu'aucune ambiguïté ne se produise lors du contrôle visuel à distance. La commande d'accord est installée sur le bandeau masquant le cadran, son effet gyroscopique est assez faible.

Les diverses commandes sont réparties en deux sections. A gauche, les boutons du sélecteur de source, suivi des potentiomètres des correcteurs de tonalité, balance et volume. Les potentiomètres des correcteurs et de balance sont munis d'un cran mécanique déterminant le point médian de leur action, ce qui est commode pour l'utilisateur. A droite, deux rangées de cinq touches disposées à côté de la touche de mise en route et du jack casque, assurent la mise en service des diverses commutations : filtre passe bas, mono/stéréo, correction physiologique, muting, monitoring et sélection des enceintes exploitées selon les combinaisons 1, 2, 3, 1 et 2, 1 et 3.

Si la face avant est très bien équilibrée et aérée, le panneau arrière lui est plutôt surchargé par l'ensemble des raccordements pouvant y aboutir, et par les ailettes des radiateurs des transistors de puissance. La surface restant inoccupée y est très réduite. Les trois paires d'enceintes sont accessibles sur bornes à ressort dans lesquelles il suffit d'introduire

CIRCUIT DIAGRAM R77S AND R75S

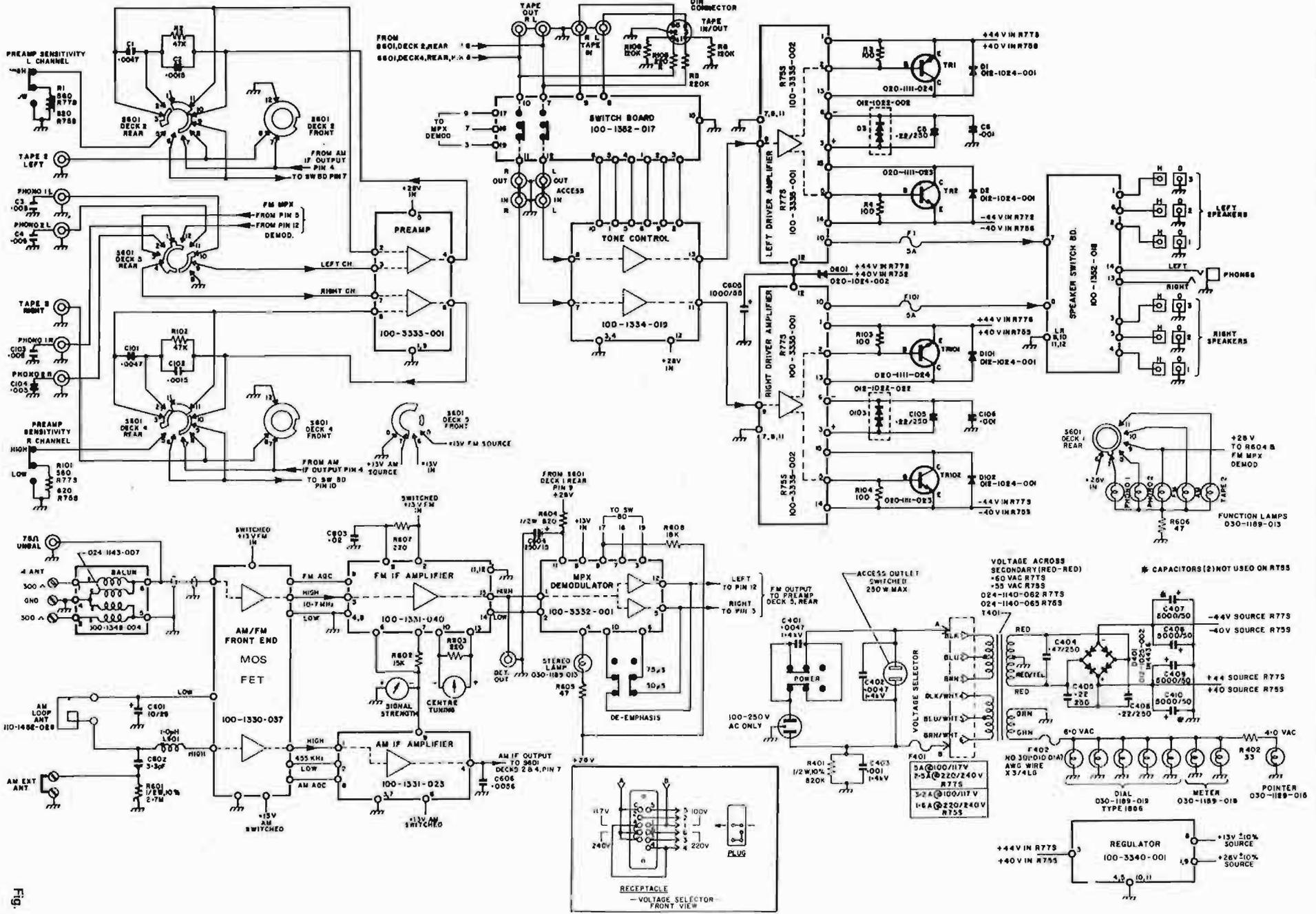
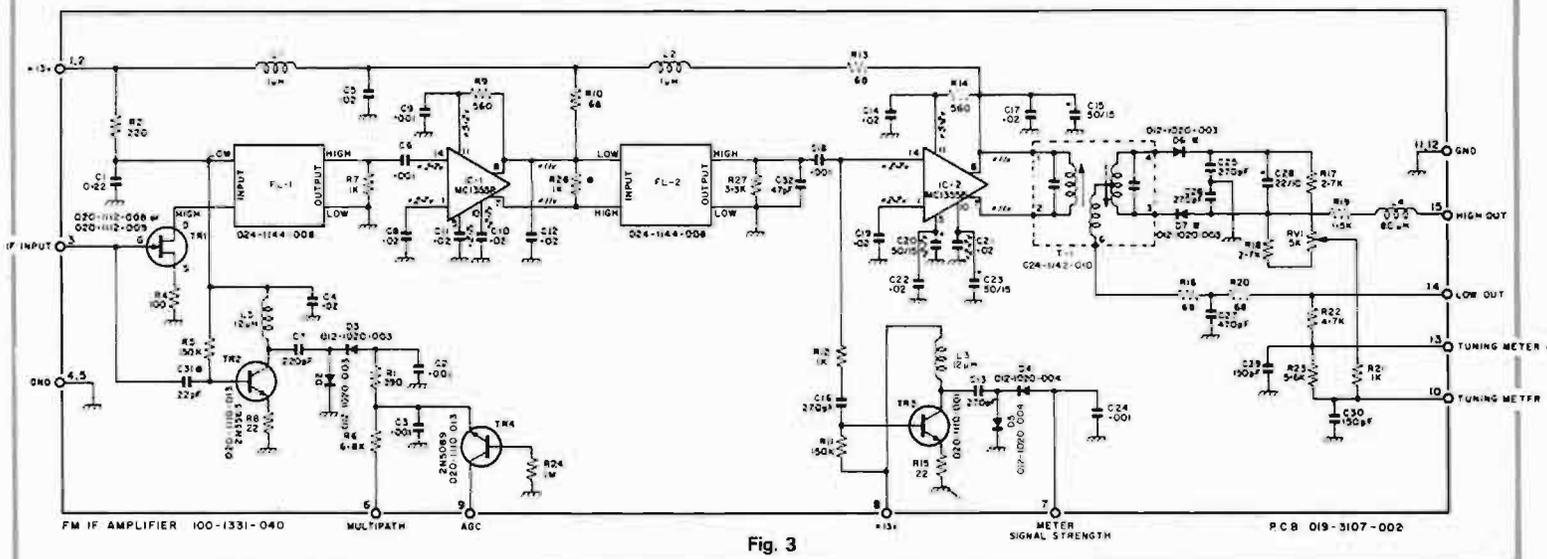
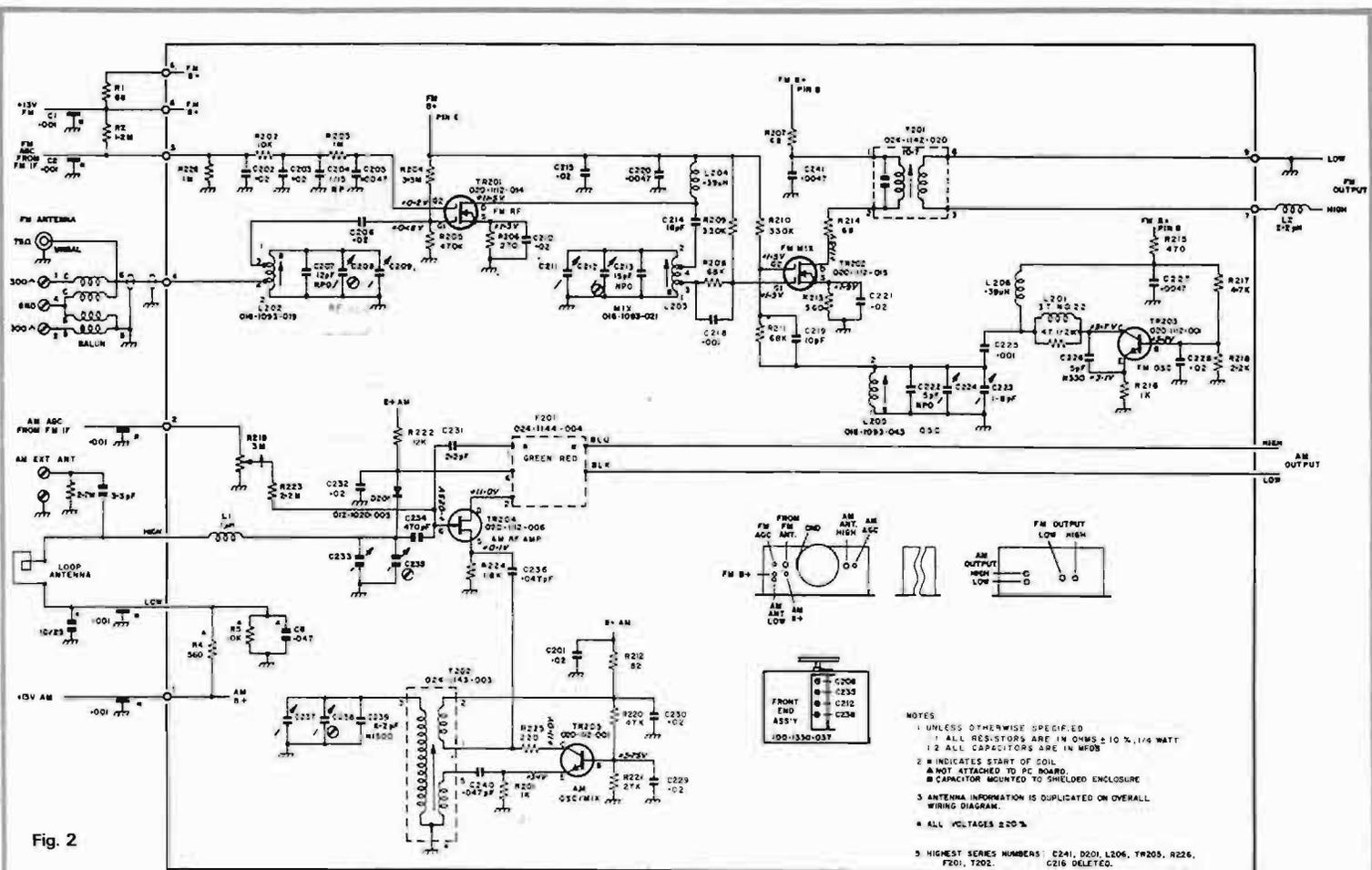


FIG. 1



l'extrémité dénudée des câbles. On veillera à employer des câbles de section importante lorsque l'une des paires d'enceintes sera située à plus de dix mètres de l'appareil.

Tous les signaux à bas niveau sont accessibles sur des prises CINCH, une prise DIN pour l'emploi d'un magnétophone au standard européen est toutefois installée.

Bien que le constructeur ne le signale pas de façon implicite, les

préamplificateurs et amplificateurs sont déconnectables, ce qui permet l'installation d'accessoires particuliers, comme les « égaliseurs » ou filtres électroniques.

Une sortie pour un décodeur en quadristéreo est installée de façon à pouvoir exploiter une émission FM codée de cette manière, si un jour il en existe...

La commutation de la désaccatuation 50-75 μ S est assurée par un petit inverseur, et la sensibilité de l'entrée PU2 peut être adaptée

au type de cellule utilisée sur le tourne disque en haut ou bas niveau (5 mV - 2,5 mV). Cette entrée est à raccorder uniquement sur une cellule du type magnétique.

Nous trouvons également le sélecteur de tension réseau, les fusibles de l'amplificateur et réseau, une prise commandée de 250 watts, la fiche TV 75 Ω et les bornes 300 Ω de l'antenne FM, le cadre ferrite orientable dans le plan horizontal sur 180°. et les

bornes de raccordement à une antenne extérieure AM. Le cordon secteur est amovible, à notre sens il est plus judicieux qu'il soit fixé à demeure.

La conception fait appel très largement aux circuits intégrés, filtres mécaniques et transistors Mos. L'amplification des fréquences intermédiaires est distincte pour l'AM et la FM. En FM la chaîne FI comporte un seul réglage, celui du transformateur attaquant le discriminateur.

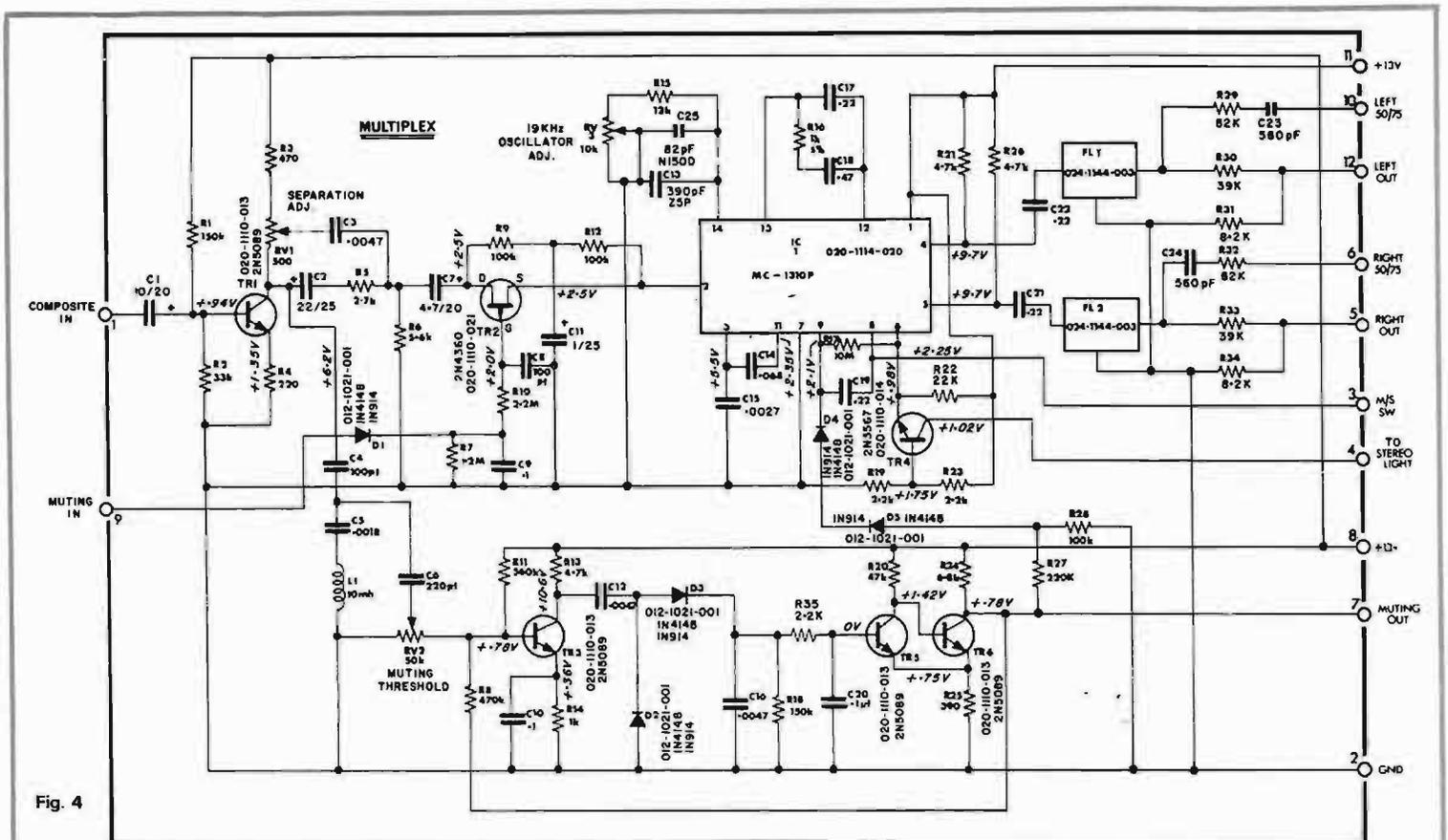


Fig. 4

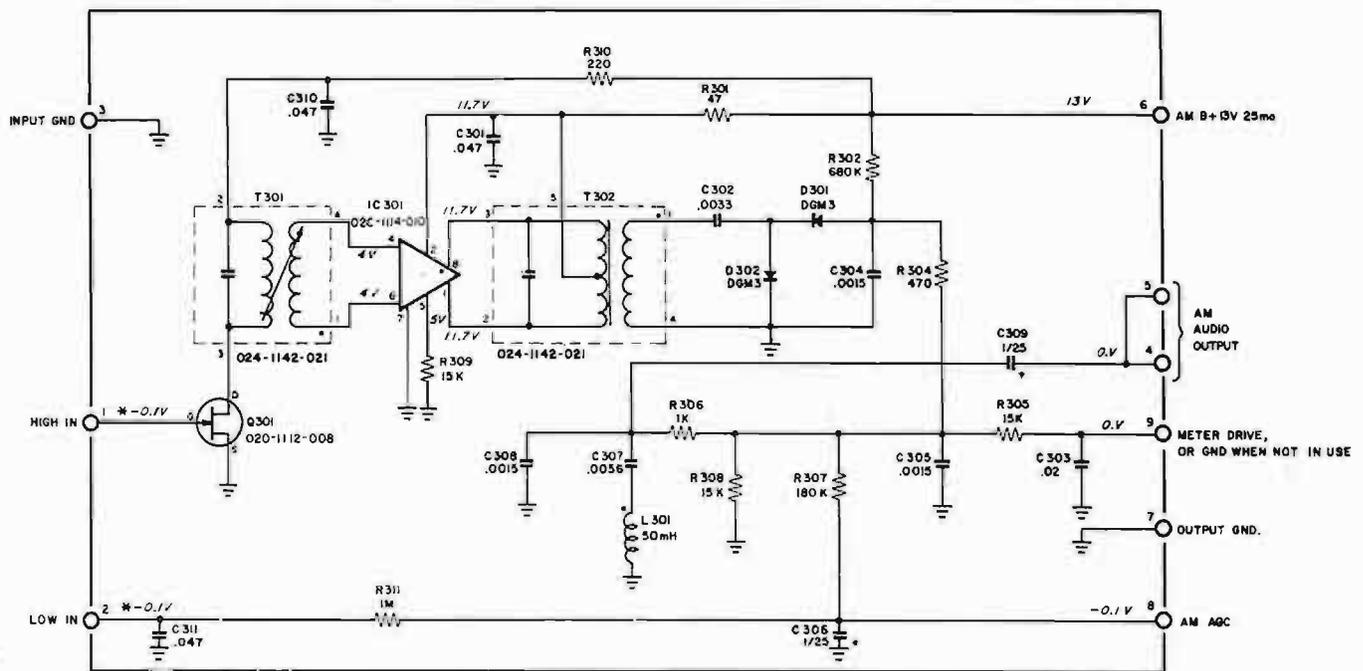


Fig. 5

La réalisation fait appel à des sous ensembles sur cartes imprimées enfichables sur connecteurs, ce qui permet une fabrication souple et un dépannage éventuel facilité.

EXAMEN DES CIRCUITS

L'implantation générale et les divers raccords sont repré-

sentés figure 1, nous ne détaillerons qu'une partie de ceux-ci.

La tête HF regroupe les circuits AM et FM dans un boîtier soigneusement blindé (fig. 2). En FM, les signaux d'antenne sont appliqués à un balun, ce qui permet d'utiliser un câble de 75 ou 300 Ω. Ils attaquent le circuit accordé d'entrée, disposé sur la porte 1 du Mosfet TR201, amplificateur HF accordé, alors que la porte

2 reçoit un signal de CAG. En sortie drain de TR201, un second circuit accordé assure la liaison au transistor mélangeur, une prise sur la bobine L203 adapte l'impédance d'entrée de la porte 1 du mélangeur.

L'oscillateur local TR203 injecte le signal local sur la porte 2 du mélangeur à travers le RC R211-C219 et les signaux sur 10,7 MHz sortent du drain de TR202 et sont

sélectionnés par le transformateur accordé T201.

En AM, la tête HF comprend deux étages, un changeur de fréquence et l'oscillateur local. Le changeur de fréquence TR204 est un fet, recevant sur sa porte le signal antenne via le circuit accordé cadre condensateur variable C233, et le signal d'AGC, ajustable par R219. L'injection du signal local se fait sur le circuit

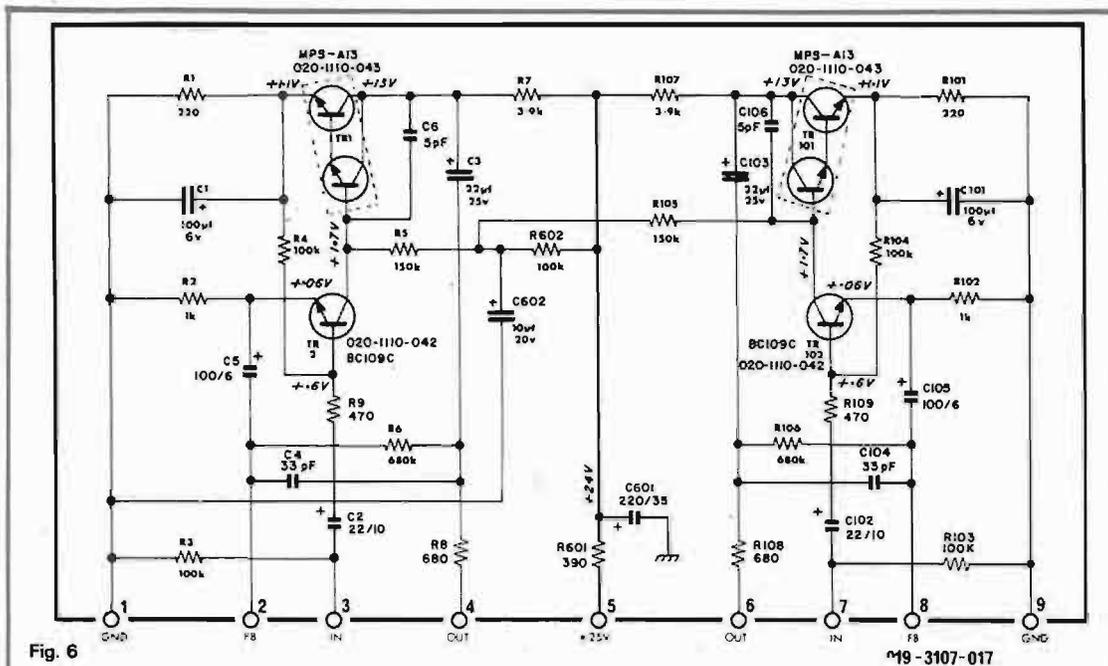


Fig. 6

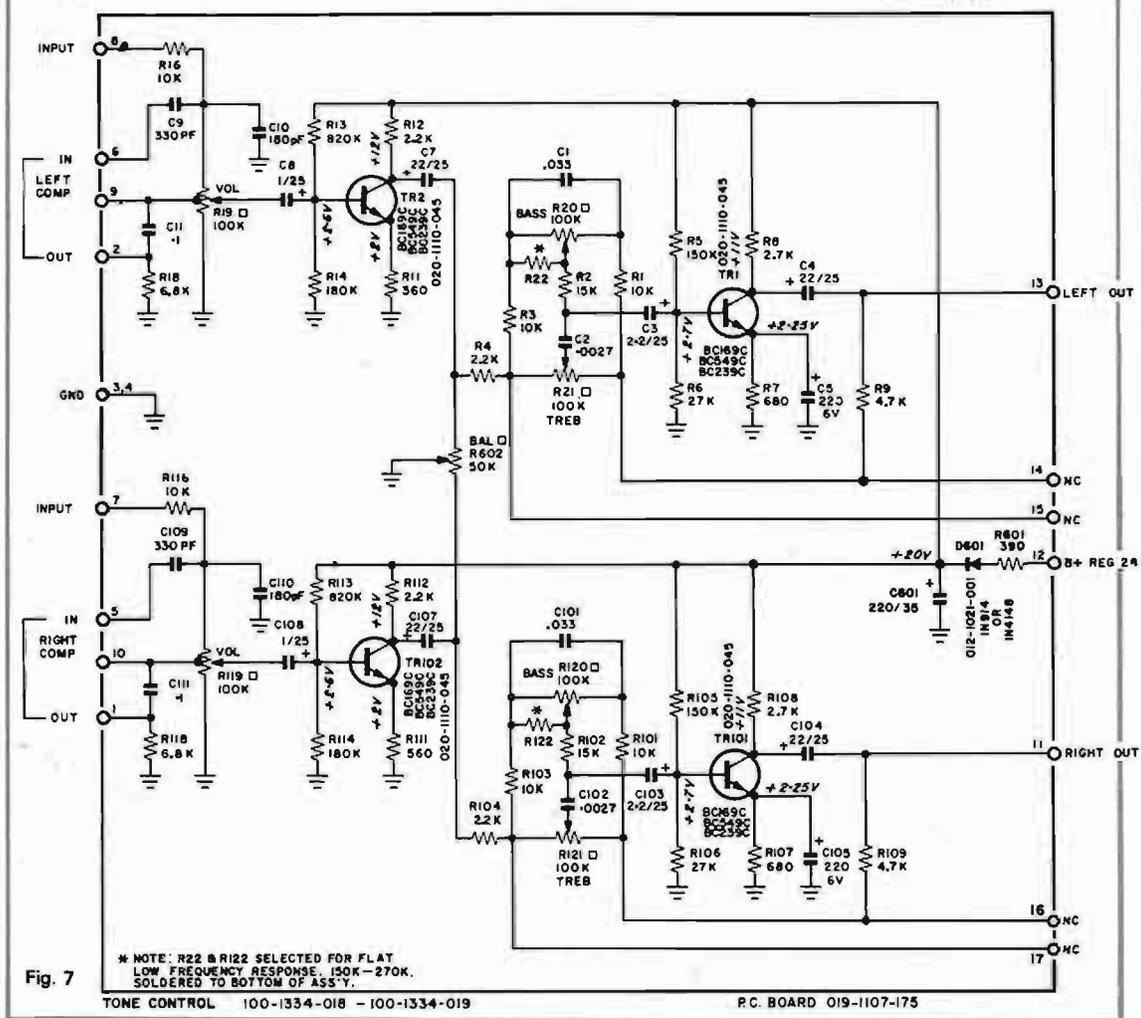


Fig. 7

source, couplé par C236 en provenance de l'oscillateur local TR205.

Un filtre céramique à plusieurs sections est installé sur le drain de TR204 et recueille la fréquence intermédiaire, ainsi correctement sélectionnée.

La chaîne FI 10,7 MHz (fig. 3) Page 302 - No 1478

est attaquée sur la base du transistor fet TR1 pour amplification du signal d'une part, et une partie du signal est dirigée sur le transistor TR2, détectée puis envoyée sur le décodeur pour la commande automatique mono/stéréo en fonction du niveau du signal reçu, et via TR4 en CAG sur la porte 2 de

TR201.

La charge de TR1 est un filtre céramique, FL1, attaquant l'amplificateur intégré IC1 puis IC2 avec un second filtre sélectif de liaison. Le seul transformateur accordé employé est T1, pour l'attaque du discriminateur. Ce dernier est un détecteur de rapport,

plus sensible mais moins linéaire qu'un Foster Shely.

En sortie du détecteur, nous disposons du signal BF composite et d'une tension continue pour le galvanomètre d'accord à zéro central. A la sortie du filtre FL2, une partie du signal est prélevée via R12-C16 pour être appliquée sur la base de TR3. Après amplification elle est redressée puis dirigée sur le S-mètre, mesureur du champ reçu par l'antenne.

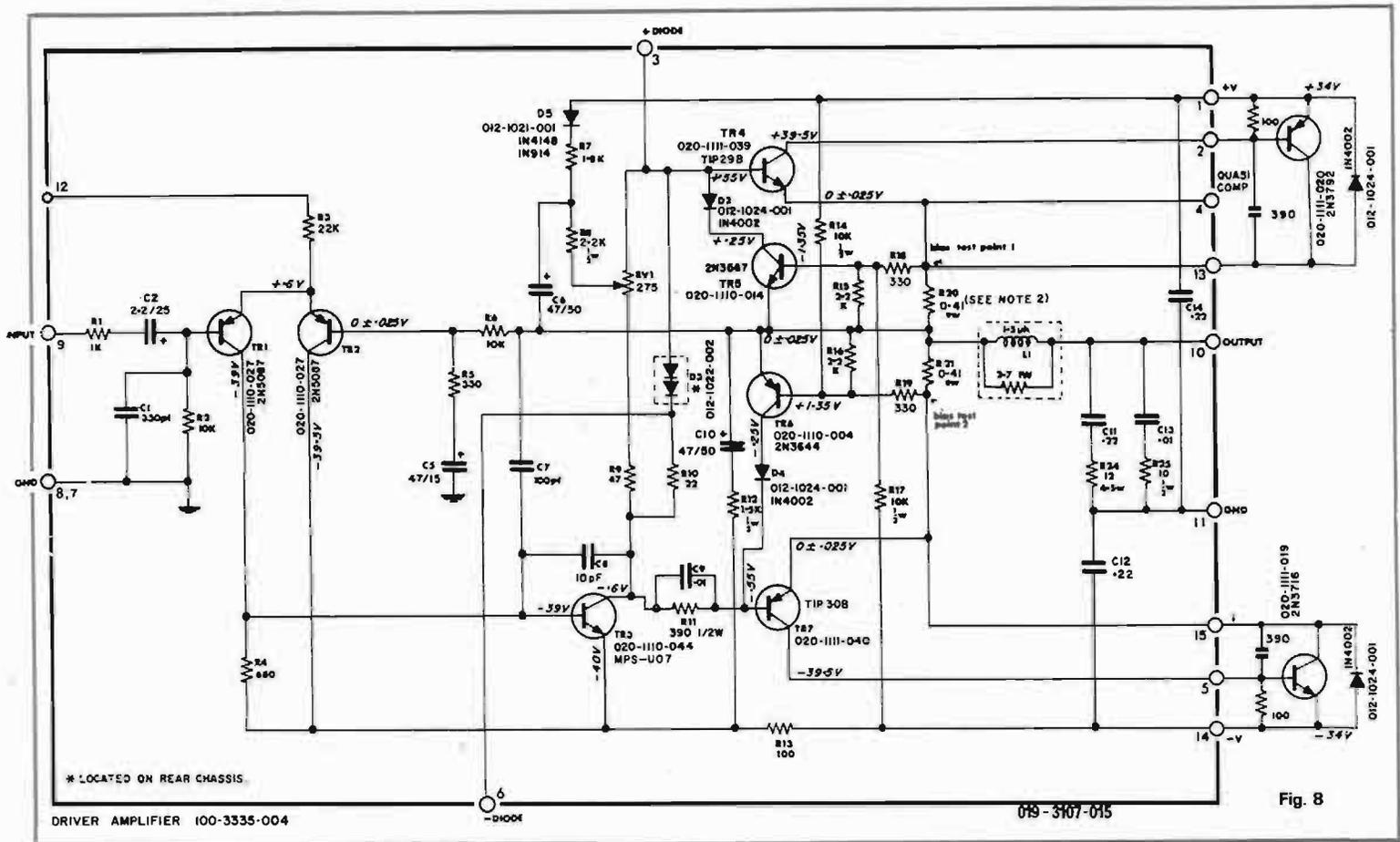
Le décodeur stéréo (fig. 4) emploie un circuit intégré, MC1310P sans bobinages d'accord extérieur. Le signal stéréo entre sur la base de TR1 pour être amplifié par cet étage, puis traverse le fet TR2 monté en interrupteur électronique avant d'attaquer le circuit décodeur.

Une fraction du signal délivré par TR1 pour le muting TR3 l'amplifie, il est redressé par les diodes D2-D3 et contrôle l'état de blocage ou la conduction de TR5-TR6 qui lorsqu'ils sont bouclés sur la porte de TR2 par le commutateur extérieur muting verrouille l'entrée du décodeur pour les signaux de faible amplitude. Le seuil d'action du muting est ajusté par RV2.

Le voyant stéréo est commandé par un transistor extérieur à IC1, TR4. Les canaux droit et gauche sont filtrés par FL1-FL2, filtres LC éliminant les traces restantes du 19 et 38 kHz, puis les réseaux commutables de désaccentuation à 50 ou 75 µs rétablissent la linéarité de la courbe de réponse basse fréquence. Les signaux sont alors complètement élaborés pour être dirigés vers les circuits amplificateurs BF.

La chaîne FI AM (fig. 5) comporte deux étages. D'une part le transistor fet Q301, de l'autre le circuit intégré IC103, avec un couplage par transformateurs accordés. Après détection, la composante BF et les tensions continues du GAG et du S-mètre sont disponibles pour remplir ces fonctions.

Circuits basse fréquence. Le préamplificateur correcteur RIAA est attaqué par les entrées PU1, PU2, destinées à des cellules de lecture magnétiques. L'entrée PU2 comporte un inverseur deux positions, haute ou basse sensibilité, 2,5 ou 5 mV. Cette disposition est prévue pour l'adaptation à divers types de cellules, car on rencontre des modèles délivrant de 2 à 10 mV de signal utile. Il est donc nécessaire si la cellule est à niveau de sortie faible, de conserver le signal avec le meil-



leur rapport signal/bruit possible. Il n'existe pas d'entrée microphone, le constructeur ayant jugé inutile l'emploi de cet accessoire.

Le circuit (fig. 6) comporte trois étages, l'attaque est réalisée sur la base du transistor TR2, suivi de TR1, double transistor Darlington dans un même boîtier. Le réseau de correction est extérieur, il est bouclé entre les points 3 et 4 à l'aide de C1-C2-R2 (fig. 1) et par les éléments internes R6-C4-C5.

La carte des correcteurs de tonalité reçoit après commutation les signaux du tuner, des magnétophones ou PU. Elle comporte (fig. 7) sur son entrée la commande de volume à prise de correction physiologique commutable.

L'étage d'entrée TR2 (canal gauche) assure une amplification importante du signal avant que celui-ci ne soit traité par les correcteurs. Le circuit de balance est disposé entre les collecteurs des deux voies, permettant l'élimination totale de l'une ou l'autre.

Les correcteurs sont des Baxendall, leur circuit est bouclé en contre réaction sélective entre base et collecteur du transistor TR1, les signaux sortent à travers C4, ils sont dirigés vers le bloc de puissance.

L'amplificateur de puissance (fig. 8) est à liaison continue et en-

trée différentielle, ses étages de sortie sont de type complémentaire pur, avec alimentation symétrique, ils comportent une protection électronique.

Le signal BF est injecté sur la base du transistor TR1 qui forme avec T2 l'amplificateur différentiel. La base de TR2 reçoit le signal de contre réaction globale à travers R5-R6 et C5, et réagit sur le courant collecteur de TR1, assurant ainsi une très bonne stabilisation en continu à travers tout l'amplificateur, de façon à maintenir une tension continue de sortie très peu différente de 0 volt, et évitant la circulation d'un courant continu dans les bobines des hauts parleurs.

Le signal collecteur de TR1 est injecté directement sur la base du transistor TR3, ce dernier assurant l'attaque des drivers TR4-TR7. La protection électronique agit sur les bases de TR4-TR7, à l'aide des transistors TR5-TR6 et des diodes D2-D4 qui court-circuitent le signal d'excitation lorsque le courant collecteur des étages de sortie atteint une valeur dangereuse. Ce montage est classique, mais ici Scott reprend l'information en tension collecteur pour la protection, alors que généralement c'est la tension émetteur qui est utilisée.

Diverses cellules de stabilisation de l'étage final sont installées, un circuit LR et les RC R24-C11, R25-C13, afin de ne pas être influencé par la nature de la charge, protégée par des fusibles rapides.

L'alimentation symétrique des étages de puissance délivre ± 40 V filtrés par 10.000 μ F sur chaque branche, et une section régulée fournit +28 V et +13 V aux petits étages.

MESURES

Tuner. La sensibilité relevée en FM est de 2 μ V antenne pour un rapport signal/bruit de 34,5 dB avec une puissance de sortie de 50 mW. Pour 1 μ V, on obtient encore un rapport signal/bruit de 15 dB.

La bande passante en sortie du décodeur s'étend entre 40 Hz - 15 kHz à $\pm 1,5$ dB, et à cet endroit la séparation des canaux atteint 34 dB G/D et 32 dB D/G à 1 kHz.

Les réjections du 19 et 38 KHz se situent à 42 dB.

En AM, nous avons noté simplement le bon fonctionnement de cette section.

Amplificateurs. La puissance maximale délivrée atteint 2 x

56 W eff sur 8 Ω , 2 x 95 W eff sur 4 Ω , les deux voies simultanément chargées à 1 kHz.

Pour ces puissances, le taux de distorsion harmonique est de 0,3 % à 40 Hz, 0,3 % à 1 kHz et 0,35 % à 20 kHz.

Côté intermodulation, on relève 0,4 % pour 50/6000 Hz en rapport 4/1 toujours à la puissance maximale, en 4 Ω ou 8 Ω .

La courbe de réponse basse fréquence relevée à la puissance maximale est d'une excellente linéarité, moins de 0,5 dB d'écart entre 20 Hz et 20 kHz.

La correction RIAA est fidèle, elle ne s'écarte que de ± 1 dB des valeurs normalisées.

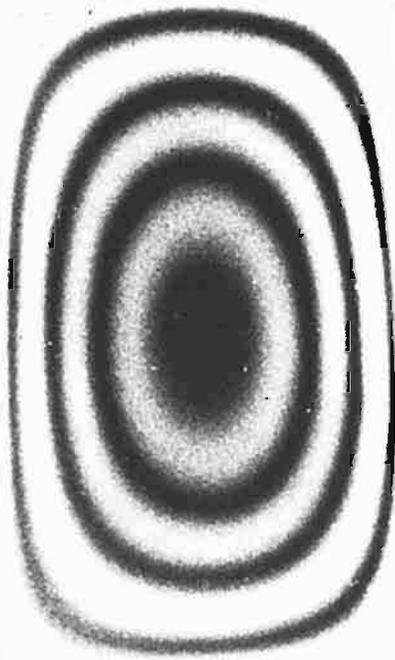
Les correcteurs de tonalité ont une plage d'action relativement limitée, nous avons relevé +12 - 14 dB à 50 Hz, +12 - 13 dB à 15 kHz.

Le filtre passe bas atténué de -9,5 dB à 10 kHz et la correction physiologique commutable à une action de +6 dB à 100 Hz +3 dB à 10 kHz à partir d'une réduction du niveau de sortie de 15 dB.

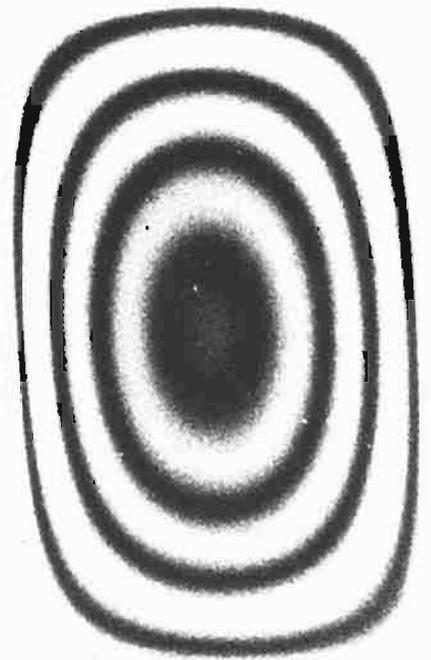
Les sensibilités des entrées sont respectivement de 2,5 et 5 mV sur les entrées PU, de 400 mV sur magnétophone.

Le rapport signal/bruit sur entrée PU est de 66 dB, sur magnétophone de 76 dB.

J.B.



LES LASERS



Marc FERRETTI

LE LASER S'ADAPTE AUX MACHINES-OUTILS

LORSQU'ON cherche un exemple de système mécanique faisant appel à des moyens métrologiques, le premier qui vient à l'esprit est la machine-outil.

Le problème dominant, en fabrication, est, et a toujours été, celui de la précision d'usinage. Les tolérances acceptées au début de ce siècle se chiffraient en dixièmes de millimètre ; elles sont rapidement passées à l'échelle du centième et, aujourd'hui, le micron est souvent souhaité, voire imposé par l'utilisateur.

Pour se mettre à l'abri des imperfections propres à la machine et de l'action des divers paramètres liés au travail sur machine-outil (forces d'usinage, force de bridage,...) on peut faire des mesures sur la pièce en cours d'usinage et arrêter celui-ci lorsque les dimensions exactes sont obtenues, ou encore donner au système des références indépendantes de l'ambiance. La mise en œuvre du premier de ces deux modes opératoires est difficilement réalisable ; la seconde méthode revient à améliorer la définition métrologique de la machine-outil en substituant à ses références internes (règle, glissières,...) des références externes (mesures des déplacements par interférométrie, guidage par rayon lumineux).

Page 304 - N° 1478

PRÉCISION, RAPIDITÉ, ABSENCE DE CONTACTS MATÉRIELS

Grâce aux références externes, les positions et les guidages ne sont plus faussés par les influences perturbatrices liées à l'environnement.

Les caractéristiques optiques des lasers sont très diverses. Le laser est, en particulier, une source optique cohérente ; la cohérence revêt en fait deux aspects : cohérence temporelle, cohérence spatiale.

La cohérence spatiale signifie que l'état de vibration de la lumière, en un point du faisceau, est en relation constante avec l'état de vibration de tous les autres points du faisceau émis au même instant.

Alors que la cohérence spatiale caractérise le comportement de l'émission laser à un instant déterminé, la cohérence temporelle va caractériser le comportement, au cours du temps, du champ lumineux en un point. Celui-ci est une vibration périodique, dont la fréquence et la phase sont parfaitement déterminées : la lumière du laser est parfaitement monochromatique. Entre les états de vibration lumineuse, en un même

point, à deux instants différents, existe une relation qui ne dépend que de l'écart entre ces instants.

Cette dernière propriété permet de faire interférer les vibrations lumineuses émises à deux instants différents de même que la cohérence spatiale permet de faire interférer entre elles des vibrations simultanées, mais provenant de points différents du faisceau.

La cohérence temporelle est caractérisée par la distance maximale à laquelle deux points d'un même faisceau sont encore en

phase. Pour une source classique, cette distance n'excède pas 53 cm (pour les sources au krypton) ; dans le cas du laser, la distance correspondante atteint plusieurs kilomètres !

Lorsque deux faisceaux lumineux d'égale intensité sont dirigés de façon telle qu'ils se mélangent, l'intensité totale dépend de la différence de phase entre les deux faisceaux. La combinaison de deux ondes lumineuses ne donne pas nécessairement lieu à un accroissement d'intensité (fig. 1) ; il est tout à fait possible qu'elles se

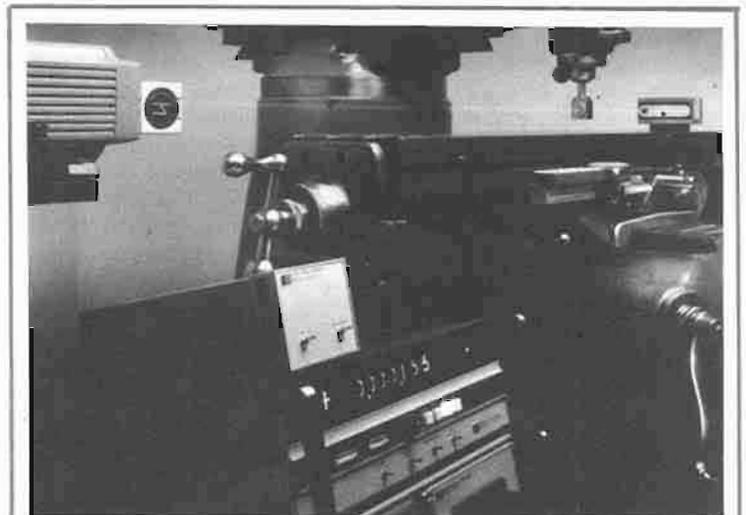


Photo 1 - L'interféromètre à laser : « une règle de 70 mètres graduée au centième de micron ». (Cliché Hewlett-Packard).

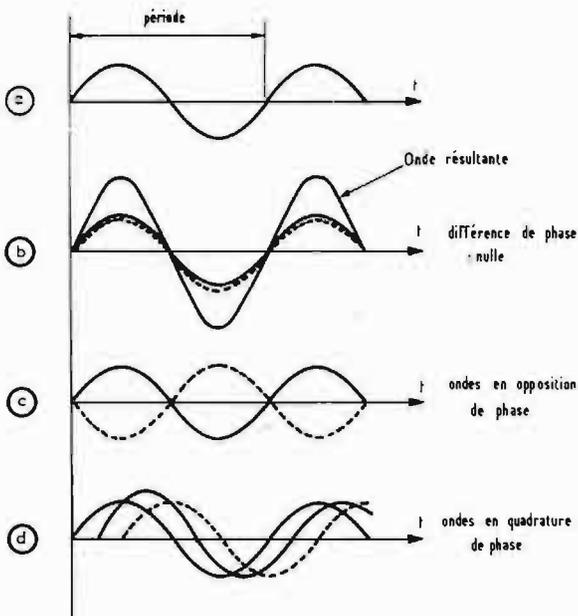


Fig. 1 - Les interférences : (a) Considérons une vibration sinusoïdale tracée en fonction du temps. (b) Si deux telles vibrations se combinent, elles se renforcent mutuellement donnant une vibration d'amplitude double. (c) Si par contre une onde a exactement une

demi-période d'avance sur l'autre, les vibrations se détruisent complètement. (d) Interférence entre deux ondes déphasées de 90° : l'amplitude résultante est alors 1,4 fois supérieure à l'amplitude de chacune des vibrations.

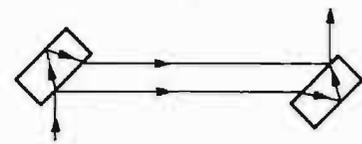


Fig. 2 - Interféromètre de Jamin.

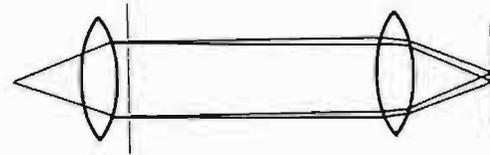


Fig. 3 - Interféromètre de Rayleigh.

détruisent partiellement l'une l'autre, et même complètement. L'intensité optique passera alors par des valeurs maximales et minimales dans un champ d'interférences, donnant lieu à des franges claires et sombres.

Néanmoins deux faisceaux de lumière incohérente ne peuvent interférer. En effet, les changements de phase, dans deux faisceaux entièrement indépendants sont uniquement déterminés par le hasard : même si à un instant donné, il se trouve que les phases soient les mêmes, de telle façon que les deux faisceaux se renforcent mutuellement, l'instant d'après, elles ont changé si radicalement qu'ils se détruisent l'un l'autre. La distribution d'intensité

va donc fluctuer très rapidement, trop rapidement pour que ces fluctuations puissent être observées.

Deux faisceaux lumineux, pour interférer, doivent donc être cohérents.

Avec une source classique, l'on ne peut avoir d'interférences que si deux parties d'un même faisceau sont amenées à se rencontrer, car alors tout changement de phase d'une partie sera accompagné par un changement de phase identique dans l'autre partie. Pour obtenir des interférences, il est donc nécessaire de diviser en deux ou plusieurs parties un faisceau lumineux et de les faire se rejoindre après. La différence entre les chemins parcourus par les

deux faisceaux ne doit pas cependant être trop grande : si le temps nécessaire pour parcourir les deux chemins diffère de plus de 10 nanosecondes, les deux parties deviendront incohérentes, puisque la phase du faisceau original aura, durant ce temps, changé au hasard.

Avec un laser, ces difficultés sont immédiatement levées, il est possible de mesurer des différences de chemin optique de plusieurs mètres !

Il existe plusieurs types d'interféromètres.

Dans le cas de l'interféromètre de Jamin (fig. 2), un faisceau lumineux tombe sur une épaisse lame de verre à faces parallèles et est séparé en deux faisceaux lumi-

neux qui sont rassemblés ultérieurement par une autre lame à faces parallèles d'égale épaisseur. Si les deux lames font entre elles un petit angle, les deux chemins optiques ne seront pas identiques et un système de franges pourra être observé : l'interféromètre permet donc de mesurer un angle par l'identification des franges. Il est possible, également, d'insérer, sur l'un des chemins optiques, des milieux transparents créant une différence de phase entre les deux faisceaux : par exemple, un tube dans lequel on fait le vide par pompage. La différence de phase va engendrer un déplacement (mesurable) du système de franges : le phénomène peut être mis à profit pour mesurer une densité.

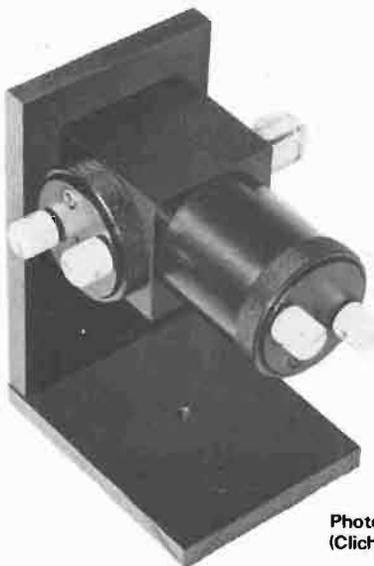


Photo 2 - Interféromètre de Michelson. (Cliché El-Don).

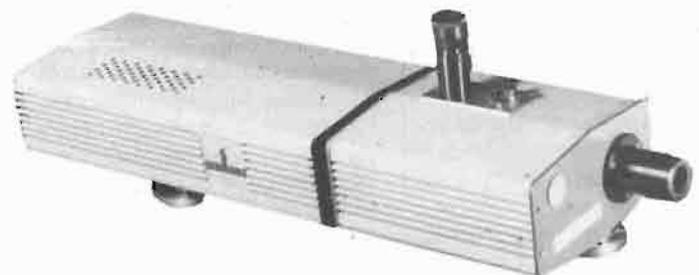


Photo 3 - Laser pour interféromètre industriel. (Cliché Siemens).

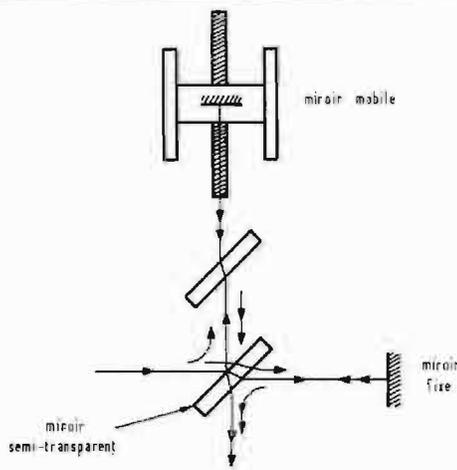


Fig. 4 - Interféromètre de Michelson.

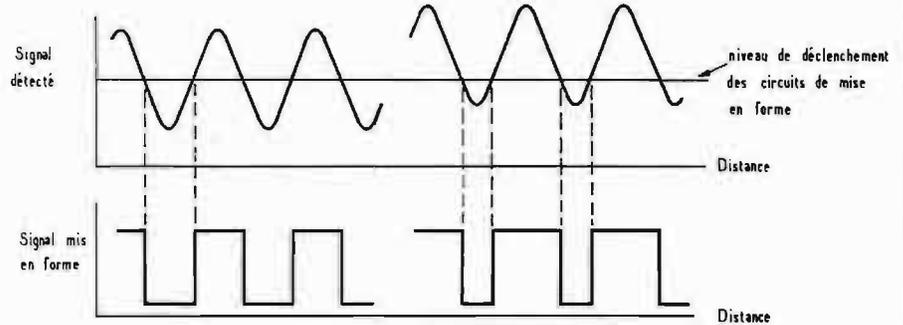


Fig. 5 - Une fluctuation du signal optique peut modifier profondément la forme des signaux de comptage. Les performances de l'interféromètre s'en ressentent nettement.

une pression ou une température de gaz.

L'interféromètre de Rayleigh (fig. 3) est constitué par une fente-source étroite, placée au foyer d'une lentille optique, derrière laquelle est placé un écran percé de deux fentes. Ces dernières jouent le rôle de deux sources cohérentes. Une seconde lentille focalise au même point les deux faisceaux parallèles et l'on observe des interférences.

Enfin, dans l'interféromètre de Michelson (fig. 4), le faisceau est tout d'abord divisé en deux parties par un verre semi-argenté. Chacun de ces deux faisceaux suit un chemin différent et se trouve réfléchi par un miroir ; l'un des miroirs est monté sur une glissière qui peut se déplacer de façon mesurable. Un système de franges prend naissance en sortie. En déplaçant le miroir mobile, on déplace le système de franges. On peut donc alors mesurer des déplacements, par exemple, en comptant le nombre de franges se présentant devant une cellule photosensible.

L'interféromètre de Perot-Fabry est conçu sur un principe très voisin de celui de l'interféromètre de Michelson.

Comme la longueur de cohérence du faisceau laser est pratiquement illimitée, il est possible de mesurer avec de tels interféromètres des différences de trajets de plusieurs mètres.

Ce comptage des franges qui se déplacent devant les cellules photoélectriques requiert l'emploi d'un dispositif électronique « bidirectionnel » (les franges peuvent se déplacer dans deux sens opposés). Les signaux optiques provenant de l'interféromètre donnent naissance à des signaux

électriques de forme quasi-sinususoïdale. Pour déclencher les circuits logiques de comptage et de détection de sens de déplacement, les signaux sinusoidaux sont transformés en impulsions carrées par des triggers de Schmitt. Il peut arriver que des fluctuations de l'intensité du faisceau laser, dues par exemple à des défauts d'alignement pendant le déplacement du miroir mobile, ou à des variations atmosphériques, engendrent des fluctuations d'amplitude des signaux électriques (fig. 5). Pour éviter de tels ennuis, il faut pouvoir agir sur le seuil de déclenchement des circuits de mise en forme à triggers de Schmitt. Un circuit (fig. 6) ajustant en permanence ce seuil a été mis au point au National Physical Laboratory (Teddington Angleterre); et il sert à compenser toutes fluctuations des signaux optiques.

OÙ L'EFFET ZEEMAN EST MIS EN ŒUVRE

Un laser est un milieu oscillant, et comme tout milieu oscillant, il peut fonctionner, en théorie, sur plusieurs modes ; à chaque mode est associé un niveau d'énergie. Le nombre de modes est fini : il est compris, selon les lasers, entre l'unité (lasers à CO₂) et une centaine (laser à néodyme).

Considérons un laser à hélium-néon oscillant sur un mode : la radiation d'un tel mode est limitée à une bande de fréquences extrêmement étroite et l'on parle, en général, de la fréquence du laser. Cette fréquence est fixée par la distance entre les miroirs du laser ; néanmoins sa valeur ne peut

être connue avec suffisamment de précision, en raison d'un effet, l'effet Doppler, des molécules de gaz ; la fréquence est connue à 10⁻⁶ près. Pour accroître le degré de précision (par exemple la porter à 10⁻⁷, ce qui permet de mesurer des déplacements de l'ordre du mètre et avec une précision de quelques dixièmes de micron), on utilise une méthode développée dès 1964 et faisant appel à l'effet Zeeman. Le laser à hélium-néon est placé dans un champ magnétique axial, dont l'effet est de décomposer chaque raie spectrale en deux composantes à polarisation circulaire en sens opposé. Ces deux composantes n'ont pas exactement la même fréquence

(écart de fréquence voisin du mégahertz).

L'interféromètre utilisant ce faisceau à deux composantes peut être conçu selon la figure 7. Le faisceau frappe d'abord un miroir semi-transparent ; la radiation réfléchie est détectée par une cellule photoélectrique placée derrière un analyseur ne laissant passer que la lumière à polarisation linéaire dans une direction privilégiée. La superposition de ces deux composantes à polarisation circulaire correspond à une onde à polarisation linéaire ; comme les fréquences des deux composantes sont légèrement différentes, le sens de polarisation de l'onde résultante tourne « lentement » à

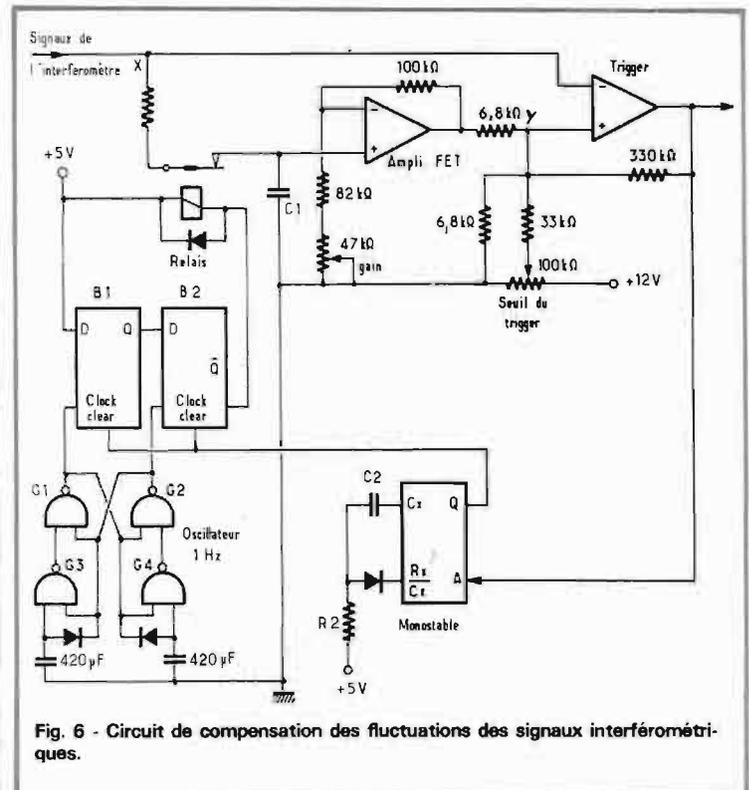
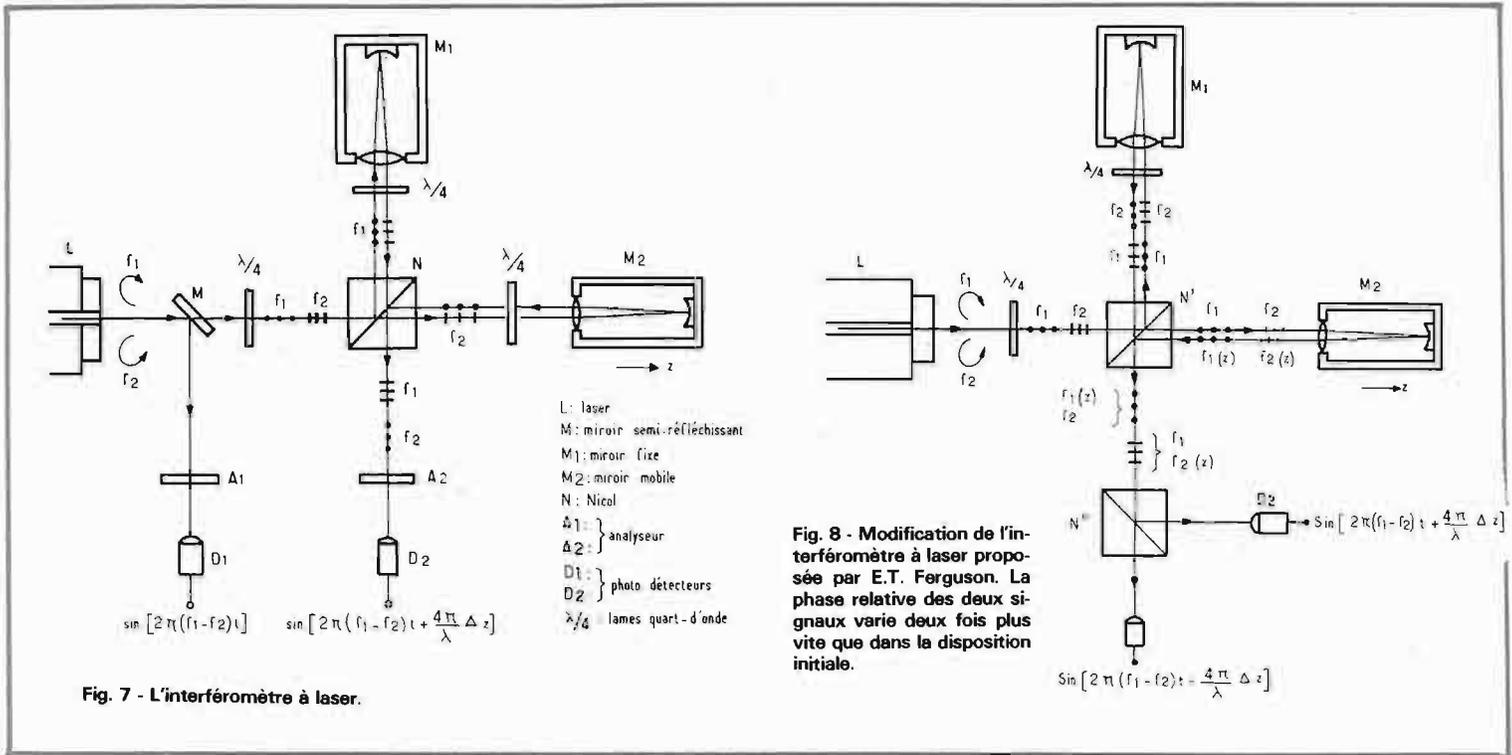


Fig. 6 - Circuit de compensation des fluctuations des signaux interférométriques.



la fréquence d'un mégahertz environ. C'est le signal de référence.

La partie du faisceau laser non réfléchi par le miroir semi-transparent traverse une lame quart-d'onde qui transforme chacune des deux composantes de polarisation circulaire en une onde à polarisation linéaire ; les deux ondes obtenues ont des sens de polarisation à angle droit entre elles.

Ces deux composantes sont alors introduites dans l'interféromètre proprement dit. Elles y frappent un cristal dénommé « Nicol », qui sépare les composantes. L'une d'elles est presque totalement transmise, tandis que l'autre subit une réflexion totale. L'une des composantes va traverser un système fixe, tandis que l'autre va passer dans le système mobile de l'interféromètre.

Des lames quart-d'onde sont placées sur le parcours de chaque composante qui, à chaque passage, fait pivoter de 45 degrés la direction de polarisation. De sorte qu'après avoir été réfléchi par les miroirs, chaque composante a vu son plan de polarisation pivoter de 90 degrés en arrivant de nouveau sur le Nicol (puisque les faisceaux traversent deux fois les lames quart d'onde).

La composante qui, initialement, avait été réfléchi par le Nicol, est correctement polarisée pour être transmise intégralement.

L'autre composante subit une réflexion totale.

Pratiquement, les deux fais-

ceaux se trouvent alors de nouveau mélangés et viennent à interférer. Sur le détecteur, on obtient un signal de fréquence voisine du mégahertz, mais dont la phase est une fonction linéaire du déplacement du miroir mobile.

Ce déphasage peut être déterminé en grandeur et en direction

(selon le sens de déplacement du miroir) en comparant la phase du signal d'interférence à celle du signal de référence.

Une modification a été proposée par E.T. Ferguson, des laboratoires Philips ; au lieu de séparer immédiatement les deux composantes par un prisme polarisant (le

Nicol), on envoie les deux composantes vers chacun des deux miroirs (fig. 8).

POUR LES MACHINES-OUTILS

La première application de l'interféromètre à laser concerne l'étalonnage de machines-outils à commande numérique.

L'interféromètre à laser peut, par exemple, mesurer la dilatation thermique axiale d'une puppe de tour.

L'interféromètre peut également mesurer la vitesse de déplacement du miroir mobile (et en évaluant la vitesse de variation de la phase du signal) : il peut donc servir à étalonner la vitesse d'avance d'une machine-outil, en même temps que l'on mesure la précision du réglage de position.

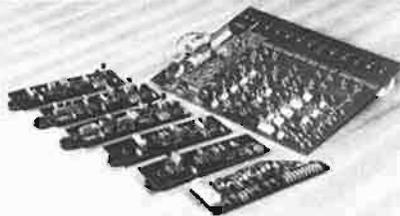
Hewlett-Packard, qui dispose d'un système interférométrique à laser, a constitué un ensemble automatique en associant ce système à une calculatrice électronique modèle 20. Un ensemble de programmes a été développé pour des applications typiques en métrologie : étalonnage de table granite, tracé et analyse des erreurs de vis-mères, analyse de la géométrie de machines-outils ou de machines à mesurer comprenant la rectitude, le parallélisme et la perpendicularité.

Nous y reviendrons le mois prochain...

Marc FERRETTI
No 1478 - Page 307

NOUVEAUTÉ KITORGAN 1974

GÉNÉRATEUR DE RYTHMES ARMEL RO1 10 Rythmes



● Reproduit automatiquement 10 rythmes différents avec un réalisme surprenant (Swing, Blues, Slow-Rock, Western, Marche, Valse, Tango, Bossa-Nova, Samba, Cha-Cha, et toutes combinaisons de ces rythmes).

● Comporte : un compteur de temps ; un circuit de décodage, de combinaison et de commutation (logique à diodes), sur lequel sont fixés le potentiomètre de tempo, et les 10 interrupteurs de rythmes, ainsi que les générateurs d'instruments.

Cinq générateurs d'instruments : Bongo, Claves, Grosse Caisse, Balais, Cymbales.

● Montage sans circuit intégré, ni fils de liaisons ; télécommandable à distance (33 transistors, 181 diodes).

● Démarrage au 1^{er} temps de la mesure. Voyant de 1^{er} temps.

● Réalisation hautement élaborée constituant une excellente initiation aux circuits logiques complexes.

● Peut s'inclure dans un orgue KITORGAN, ou peut s'utiliser seul (Alimentation : 12 V continu ; Sortie : 1 V) Prévû pour recevoir ultérieurement des compléments tels que l'accompagnement automatique.

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

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

Une documentation unique sur l'orgue et la construction des orgues électroniques.

NOMBREUX SCHÉMAS ET ILLUSTRATIONS
La brochure : 5 F franco.

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

S.A. ARMEL BP 14 - 95-HERBLAY

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

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

NOM :

Profession :

Adresse :

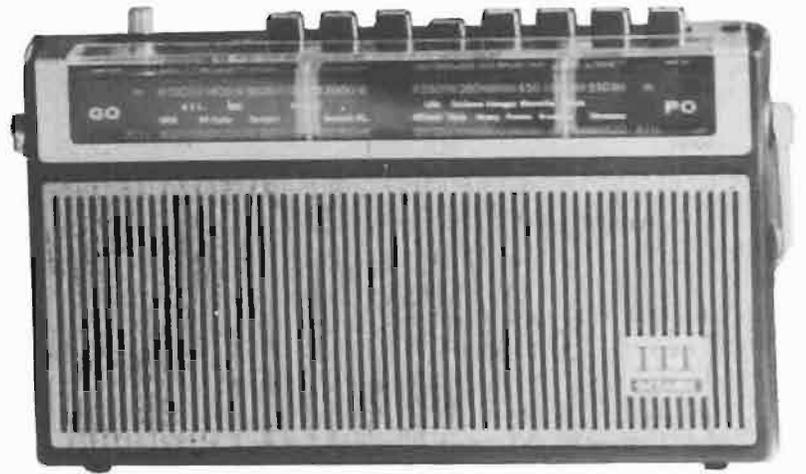
Signature :

(*) Rayer les mentions inutiles

H.P. NOV. 74

LE RECEPTEUR OCEANIC

P. R. M. A T I C



PRÉSENTÉ courant septembre à la presse, le récepteur PR Matic comporte un intéressant dispositif de déclenchement automatique le mettant en marche à la réception d'un signal codé émis par RTL.

Si le principe n'en est pas nouveau, il est couramment utilisé pour la signalisation par radio d'une intensité radioactive dangereuse par exemple, l'application en radiodiffusion est une première.

L'appareil est un simple récepteur à transistors PO-GO, alimenté par piles ou secteur et comportant des touches pré-réglées sur France 1, Europe 1 et Luxembourg.

Sa particularité consiste en l'installation d'un circuit décodeur et une touche mettant le récepteur en veille. Lorsqu'on pré-sélectionne la station RTL, on la reçoit de façon habituelle, et si l'on enclenche la veille, le son est coupé, bien que tous les circuits restent sous tension. RTL émet des flashes d'informations importantes qui sont précédés d'un signal codé, provoquant la mise en route du récepteur, la réception du message est assurée, puis un second signal codé est émis à la fin de celui-ci, provoquant le passage en régime veille de l'appareil.

Il n'est donc plus nécessaire d'assurer une écoute permanente pour recevoir des informations et ce récepteur peut être installé en tout endroit sans perturber l'attention des auditeurs si cela n'est pas impératif. Le circuit décodeur est uniquement conçu pour les signaux émis par RTL et la veille ne peut être assurée que pour cette station.

Cependant, il est possible de doter toutes les stations ou celles des grandes ondes d'un circuit décodeur, à condition, bien entendu, qu'elles fassent précéder leurs flashes du signal de mise en route du récepteur. Il ne s'agit là que de mesures à définir entre constructeurs et stations de radiodiffusion.

CARACTÉRISTIQUES DU RÉCEPTEUR

Récepteur deux gammes : PO 520 - 1600 kHz, GO 148 - 268 kHz.

Stations pré-réglées : France-Inter, RTL, Europe 1.

Antenne : cadre ferrite intérieur.

Puissance de sortie : maximale 1 W eff, avec 10 % de taux de distorsion harmonique sur alimentation réseau.

Bande passante : 100 Hz-10 kHz \pm 2 dB (0 dB à 1 kHz).

Correction de tonalité : par touche abaissant le signal de 10 dB à 10 kHz.

Fréquence intermédiaire : 480 kHz.

Prise casque : impédance 50-1000 Ω .

HP : elliptique 100 x 150, impédance 8 Ω .

Alimentation : 9 V sur piles (cinq éléments R14); 110-220 V sur le réseau.

Consommation : veille 30 mA, maximale 450 mA.

Encombrement : 290 x 195 x 68 mm (L x H x P) pour un poids de 1.8 kg avec piles.

PRÉSENTATION

Le PR Matic n'est pas différent d'un modèle classique, aucun signe particulier ne peut le différen-

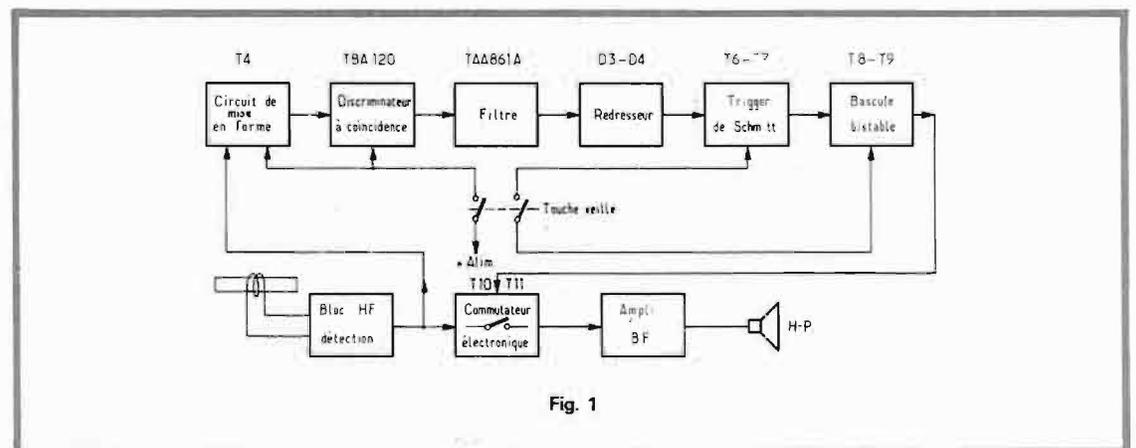


Fig. 1

Les tensions sont mesurées par rapport à la masse, sauf mention spécifique (=)

M Marche
V Veille
O Ouverture
F Fermeture
P Pile
S Secteur

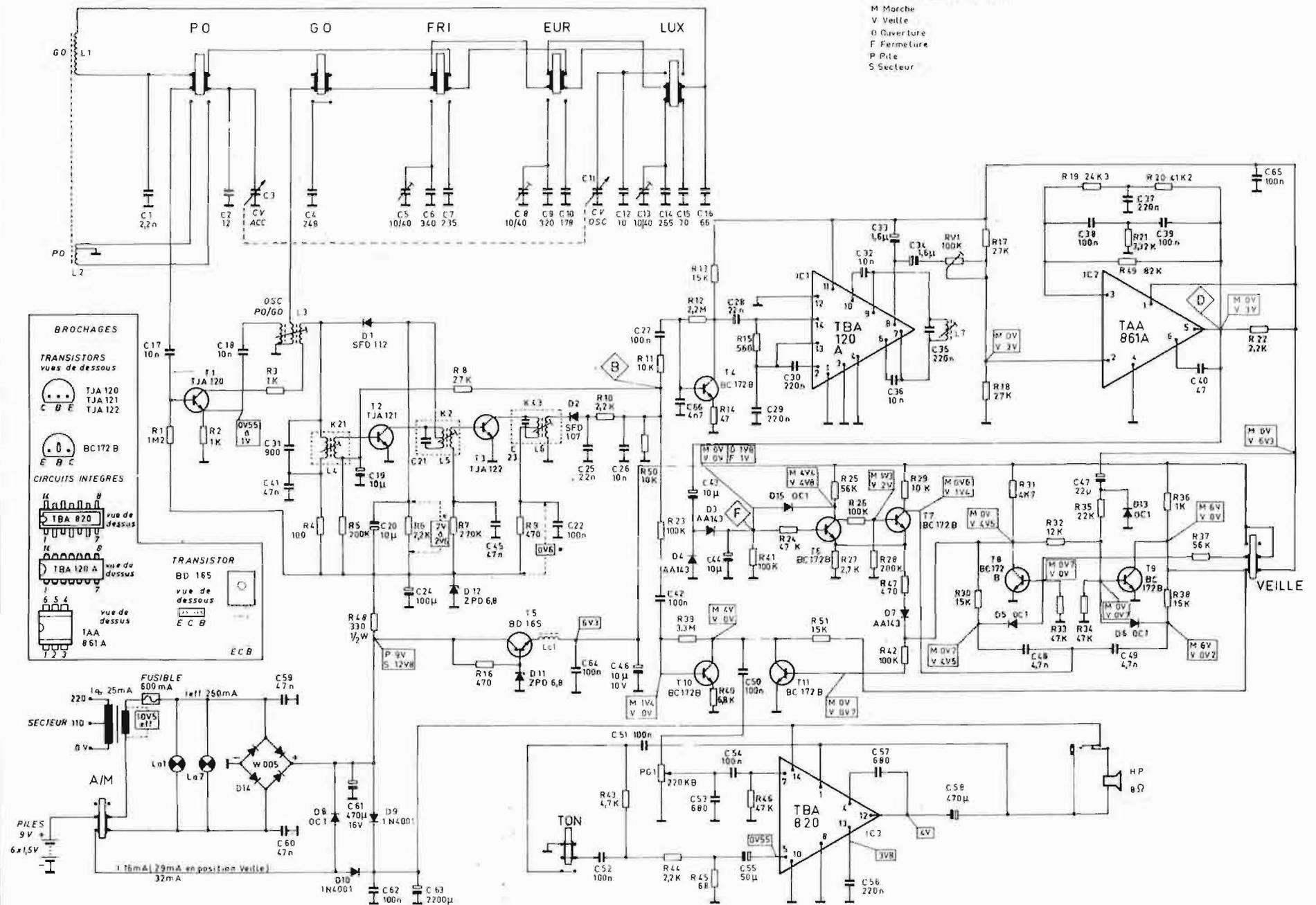


Fig. 2

cier à l'examen. Seule, la touche veille supplémentaire caractérise extérieurement le PR Matic.

L'appareil comporte une série de touches et un potentiomètre de volume à déplacement linéaire sur le dessus et un cadran en deux sections côte à côte pour les PO et GO. Ce cadran est coudé à 90° et offre une lecture vue de dessus ou de côté très lisible, contrôlé par une molette d'accord latérale.

Le logement des piles est installé sous l'appareil, obturé par un volet amovible pour leur remplacement. L'alimentation réseau est commutable en 110 ou 220 V par retournement du réceptacle de la prise sur l'appareil, un petit volet plastique autorisant l'insertion sur la tension réseau choisie.

La réalisation ne s'écarte pas des dispositions habituelles, une carte imprimée recevant l'ensemble des circuits. La technologie fait appel à des composants discrets pour les circuits HF, intégrés pour l'amplificateur basse fréquence et une partie du décodeur.

La tension continue d'alimentation provient soit des piles, soit d'un redresseur en pont en utilisation réseau. Dans les deux cas, une régulation et un filtrage électroniques abaissent la valeur initiale de 9 V à 6,3 V pour l'alimentation du décodeur.

Il est recommandé lorsque l'appareil est commuté sur la position veille de l'alimenter à partir du réseau. En effet, il peut rester sous tension pendant des durées d'une dizaine d'heures par jour, mais sa consommation bien que réduite amènerait l'usure rapide des piles.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le diagramme de la figure 1 indique l'organisation des circuits.

D'une part, nous avons le récepteur que nous décomposons en blocs HF et BF, tout à fait comparables aux appareils classiques, d'autre part les circuits de décodage particuliers.

A l'émission, le programme se déroule normalement, une porteuse modulée en amplitude est émise. A l'instant où un événement important doit être porté à la connaissance des auditeurs, une sous porteuse de 2325 Hz modulée en fréquence est ajoutée pendant une seconde à la porteuse, elle provoque la mise en route

du récepteur se trouvant en position veille. L'indicatif RTL est transmis, ainsi que le flash d'informations, puis l'émetteur envoie à nouveau un signal sur la même sous porteuse pendant une seconde qui remet en veille le récepteur.

Le signal codé d'ouverture et de fermeture est une sous porteuse modulée en fréquence autour de 2325 Hz, d'une excursion de ± 175 Hz pour l'ouverture et de ± 75 Hz pour la fermeture.

En position veille, tous les circuits du récepteur sont sous tension, le bloc HF reçoit les signaux RTL, les amplifie et les détecte. Ils sont appliqués à l'entrée de l'amplificateur BF en passant par un commutateur électronique dont l'état est commandé par le circuit décodeur, et dans cette configuration de fonctionnement n'y parviennent pas, le commutateur étant ouvert.

A la réception du signal d'ouverture, 2325 Hz ± 175 Hz, ce dernier est détecté, un circuit de mise en forme T4 rend les signaux rectangulaires, puis les injecte sur un discriminateur à coïncidence, le TBA120, dont le niveau de sortie est proportionnel à l'excursion en fréquence du signal modulé sur la sous porteuse. Après filtrage et redressement, la tension continue obtenue attaque un trigger de Schmitt qui fait changer d'état une bascule bistable, ce qui provoque la fermeture du commutateur électronique T10-T11, la détection est alors reliée à l'amplificateur BF, le récepteur fonctionne, la transmission du flash RTL est assurée.

A la fin du message, le signal de remise en veille est transmis, on dispose d'une excursion de ± 75 Hz autour de 2325 Hz de sous porteuse, le signal sortant du discriminateur TBA120 est d'amplitude plus faible, il parvient au trigger, à la bascule, et provoque l'ouverture du commutateur électronique, le son est coupé, nous sommes en position veille à nouveau.

Afin de différencier les deux phases de fonctionnement, le trigger comporte deux seuils de fonctionnement, pour l'ouverture il est à haut niveau, à la fermeture à bas niveau. Ces sensibilités sont obtenues lorsque la bascule T8-T9 change d'état, de façon à ce que l'information suivante à tout instant trouve les circuits positionnés correctement.

EXAMEN DES CIRCUITS (fig. 2)

La partie haute fréquence est constituée par trois étages, un convertisseur T1, suivi des deux étages à fréquence intermédiaire sur 480 kHz, T2-T3. Les signaux BF sont détectés par la diode D2, puis appliqués sur la base du transistor T10, formant avec T11 le commutateur électronique en série avec l'amplificateur BF, et, simultanément, sur la base de T4, via R11-C27.

L'étage T4 joue le rôle de limiteur écrêteur, il ramène tous les signaux à une amplitude donnée, transformant ceux-là en forme rectangulaire.

En position fonctionnement normal, l'alimentation des circuits de T4-TBA120 et TAA861A est coupée, elle n'est appliquée sur ceux-là que lorsque la touche veille est enfoncée.

Après écrêtage dans T4, les signaux de décodage sont injectés dans le circuit TBA120 qui est un discriminateur à coïncidence fournissant des signaux d'amplitude proportionnelle à celle de leur fréquence sur l'entrée TBA120. Ces signaux sont ensuite filtrés par un circuit actif, le TAA861A monté en filtre de bande sélectif qui élimine tous les signaux autres que ceux désirés. Comme l'action est réalisée à partir d'un trigger, il est nécessaire de disposer de tensions continues, le redressement étant assuré par D3-D4, et le trigger peut être déclenché sur niveau haut. Les transistors T6-T7 constituent ce circuit qui attaque la bascule bistable T8-T9. Celle-ci change d'état et, simultanément, ferme le commutateur électronique T10-T11, tout en décalant le seuil du trigger sur entrée niveau bas. Le récepteur fonctionne alors, et les circuits de décodage sont positionnés pour exploiter le signal de fermeture.

Lorsque celui-ci est émis, à la sortie du TBA120 son amplitude est plus faible que le signal d'ouverture, mais comme le trigger est sur entrée bas niveau, il peut délivrer une impulsion rectangulaire qui fait changer l'état de la bascule, amenant le seuil du trigger au niveau haut et l'ouverture du commutateur T10-T11. Le son est coupé, nous sommes à nouveau en position veille, les circuits sont prêts à recevoir un nouveau flash RTL.

L'amplificateur BF est un TBA820, il est muni d'un correcteur de tonalité éliminant les fréquences aiguës.

L'alimentation des circuits HF est stabilisée par la diode zener D12, et l'ensemble des circuits de décodage sous 6,3 V après filtrage par le transistor T5, la diode zener D11 et la bobine L1.

EXPLOITATION

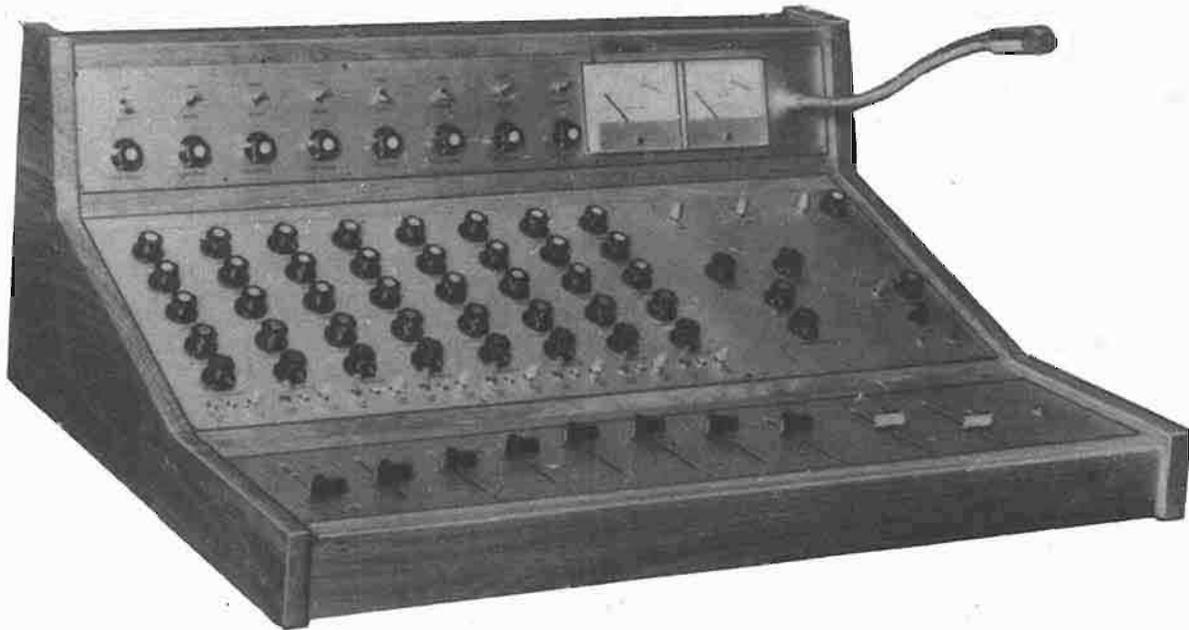
Le fonctionnement en position veille sur RTL est tout à fait conforme à ce que le constructeur a prévu. On peut indéfiniment oublier le récepteur lors de son fonctionnement en position veille, sauf la nuit bien sûr, et l'on est certain de recevoir tous les flashes transmis par RTL. Les horaires sont variables, en fonction de l'importance des informations à communiquer, mais des informations sont transmises aux heures fixes suivantes : 08 h, 11 h, 16 h, 17 h, 18 h 30.

CONCLUSION

Le PR Matic est rendu original par son dispositif veille qui permet de ne recevoir que les informations importantes. Il est cependant recommandé de l'utiliser alimenté sur le réseau sous peine de fréquence élevée de remplacement des piles. L'appareil est bien conçu, sa puissance est voisine de 1 W alimenté par le réseau et sa musicalité est très convenable.

J.B.

la console de mixage de studio:



MAGNETIC-FRANCE MF 6

REALISÉ par les Ets. Magnétic France, l'appareil décrit ci-dessous est une console de mixage de prise de son destinée aux studios semi-professionnels. Elle met à la disposition de l'utilisateur 8 entrées micro/ligne, deux fois deux sorties stéréo, un micro d'ordre totalement indépendant et un casque stéréo.

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

1) Par voie d'entrée.

— Entrée micro : - 70dB/200 Ω symétrique dosable de - 70 db à - 20 db. Rapport S/B ramené à l'entrée - 114 dB.

— Entrée ligne : - 10 dB / 100 k Ω non saturable jusqu'à + 10 dB. Rapport S/B ramené à l'entrée - 94 dB.

— Corrections (par rapport à 1000 Hz):

aiguës + ou - 12 dB à 10 kHz
médium + ou - 8 dB à 1000 Hz
graves + ou - 12 dB à 100 Hz.

— Départ Echo : après pot. de voie - 10 dB/10 k Ω .

— Panoramique : rapport max. de niveau 1,6 dB entre point milieu et niveau max.

— Coupure de voie avec témoin lumineux.

— Coupe-bas : f_0 100 Hz 6 dB/octave.

— Volume de voie par potentiomètre rectiligne « Preh »

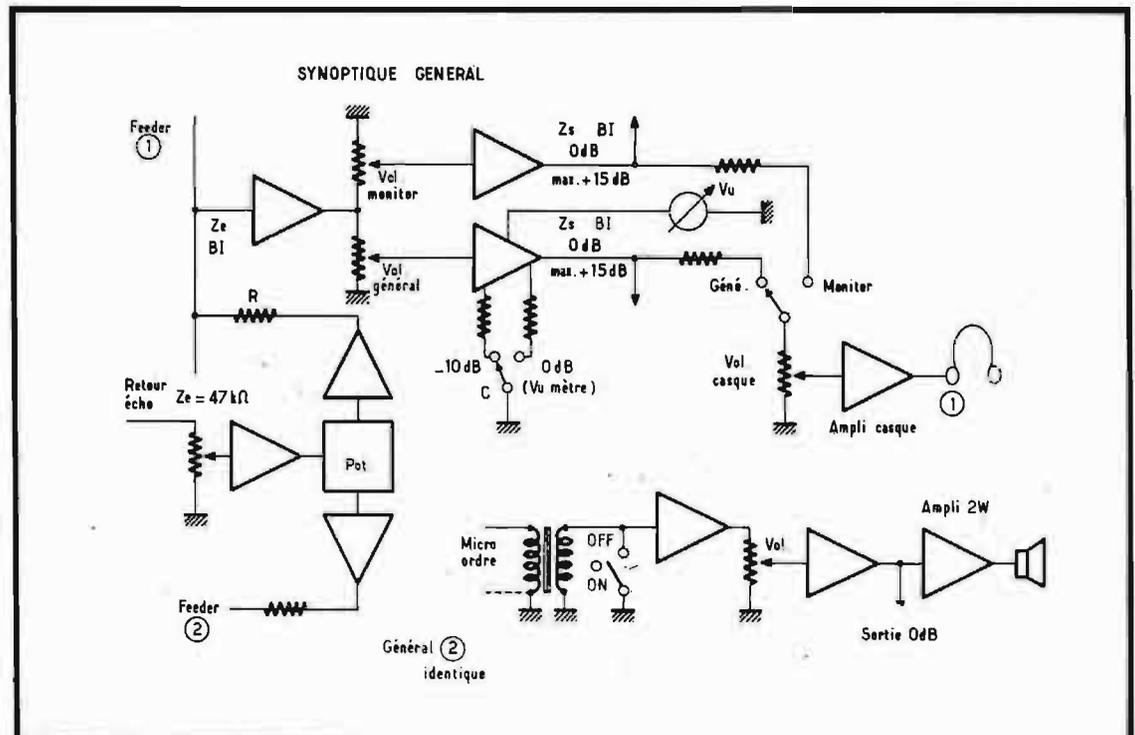
2) Généraux.

— 2 sorties stéréo indépendantes : généraux : 0 dB nominal/ basse impédance max. : + 15 dB ; monitor : 0 dB nominal/ basse impédance max. : + 15 dB.

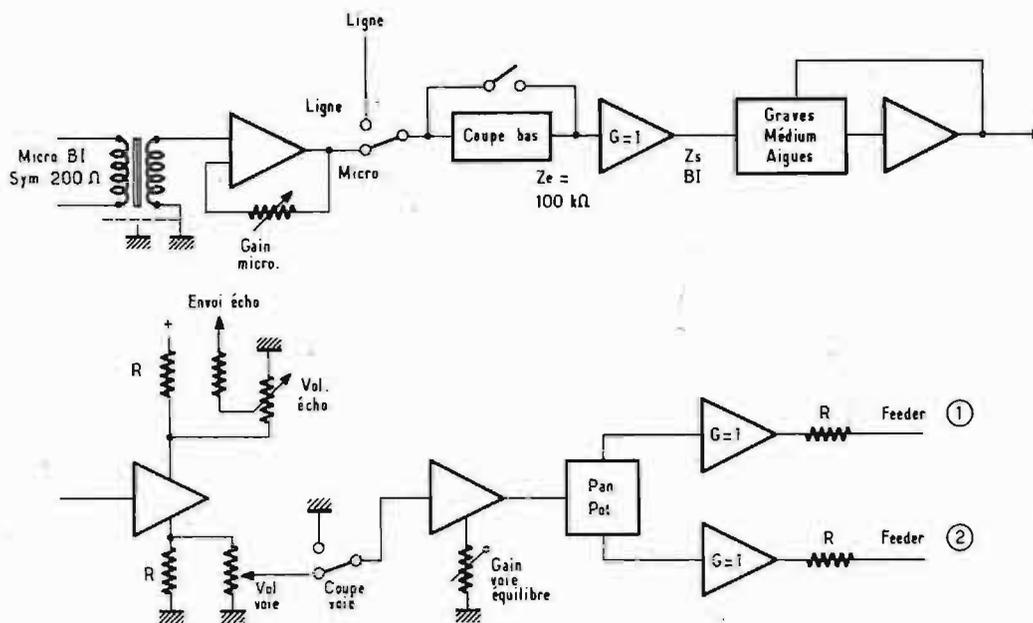
— retour écho dosable : - 10 dB/ 47 k Ω non saturable.

— Panoramique sur le retour écho.

— Visualisation des sorties générales par deux grands Vu-mètres



SYNOPTIQUE VOIE



étalonés réglables sur deux positions pour lecture sur 0 dB ou - 10 dB.

— Sortie casque dosable, orientable soit sur sorties monitor soit sur sorties générales; puissance 2 x 1,5 W/8 Ω.

3) Micro d'ordre avec volume et coupure comportant 2 sorties totalement indépendantes du reste de la console: 1 sortie dB/10 KΩ; 1 sortie sur H.P. puissance; 2 W. sur 8 Ω.

4) Entrées et sorties dédoublées: DIN verrouillable; Jack 6,35 mm.

ETUDE DU SCHÉMA

L'entrée microphone d'impédance 200 Ω est réalisée par le primaire d'un transformateur symétrique élévateur qui fournit au secondaire la tension nécessaire pour attaquer le premier étage actif à deux transistors NPN - PNP en liaison continue, un potentiomètre de gain micro impose le taux de contre-réaction de cet étage ce qui permet de doser le niveau d'entrée de - 70 dB à - 20 dB avec un rapport S/B optimal et sans risque de saturation.

Ensuite un inverseur permet

d'insérer l'entrée ligne (- 10 dB) en sautant l'étage précédent qui attaque directement le filtre coupe-bas inséré en « passage » (pente 6 dB/octave). Un étage « collecteur commun » permet d'adapter l'impédance d'entrée ligne à 100 KΩ et de plus d'attaquer en basse impédance le correcteur Graves Médium Aigus se trouvant lui-même en contre-réaction base collecteur d'un transistor, ces deux conditions assurant un fonctionnement optimal.

Puis un étage dit en « charges réparties » permet d'envoyer la modulation en opposition de phase vers le potentiomètre de volume « départ écho », et en phase vers le potentiomètre de volume de la voie. Entre le curseur de celui-ci et l'étage suivant s'insère le contacteur de coupe-voie; cette disposition évite une désadaptation de l'émetteur du montage à charges réparties et, de plus, en mettant l'entrée de l'étage suivant à la masse évite le souffle de la voie lorsque celle-ci est au « stand-by ».

L'étage suivant a un gain ajustable, ce qui permet d'équilibrer les niveaux de sorties des différentes voies lors de la mise au point générale. Puis la modula-

tion est envoyée sur le panoramique qui permet, au gré de l'utilisateur, de faire « passer » le signal progressivement sur l'un ou l'autre des amplificateurs généraux. En dernier lieu un étage d'adaptation envoie les résistances de mixage sur les feeders. Le mixage des voies et du retour d'écho « panoramique » se fait donc par résistances. On évite les phénomènes de diaphonie de dérive ou d'inter-réaction d'une voie sur les autres par une impédance d'entrée de l'amplificateur général très faible (Z_e très petite devant R_{Mix}). De plus étant en très basse impédance sur les feeders, les ronflements parasites ne sont pas à craindre. Pour compenser l'atténuation due au mixage par résistances un étage à transistor ramène le signal à un niveau raisonnable pour pouvoir attaquer les amplis « généraux » et « monitor » finaux. Ampli à trois transistors pour le monitor, sortie collecteur commun basse impédance, ampli quatre transistors pour le général identique au précédent plus un transistor pour le circuit vu-mètre. Deux ajustables disposés en contre-réaction dans l'émetteur permettent par commutation d'obtenir deux sensibilités de déviation:

— 0 dB de sortie (775 mV) pour 0 dB graduation vu-mètre,
— 10 dB de sortie (225 mV) pour 0 dB graduation vu-mètre.

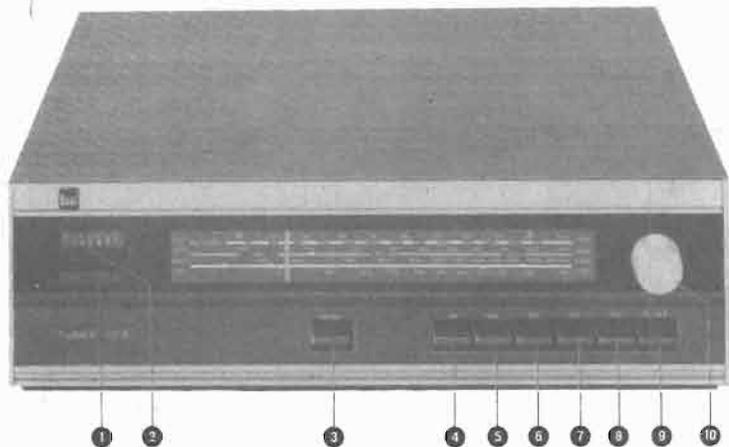
Un ampli casque stéréo à circuit intégré délivrant une puissance de 2 fois 1,5 W permet d'écouter la modulation du général ou du monitor par l'intermédiaire d'un inverseur. Le micro d'ordre totalement indépendant est chargé par un transformateur dont l'entrée est asymétrique. Les deux étages pré-ampli suivants sont similaires aux étages d'entrée micro décrits précédemment. Une sortie à 0 dB/basse impédance est prévue pour un ampli extérieur, sinon un ampli de 2 W intégré à la table permet d'attaquer un H.P. de 8 Ω.

En conclusion, d'un rapport qualité/prix très intéressant la console de mixage Magnétic-France M.F.6 correspond à une demande de la clientèle qui, de plus en plus, se passionne pour l'enregistrement...

D'une fiabilité sans reproche elle pourra « tourner » dans beaucoup de studios « 2 pistes » à la grande satisfaction de son utilisateur.

LE TUNER

DUAL CT 8



- | | |
|---------------------|------------------------|
| 1. - Voyant stéréo. | 6. - Touche OC. |
| 2. - Galvanomètre. | 7. - Touche FM. |
| 3. - Touche mono. | 8. - AFC commutable. |
| 4. - Touche GO. | 9. - Arrêt-Marche. |
| 5. - Touche PO. | 10. - Bouton d'accord. |

MIS sur le marché depuis quelques mois, le tuner CT8 est de conception moderne, il est doté de bonnes caractéristiques et il peut être associé à une chaîne aux bonnes performances. Assurant la réception AM/FM en quatre gammes d'ondes, ses circuits sont équipés de transistors à effet de champ, de circuits intégrés et de filtres mécaniques.

CARACTÉRISTIQUES

Tuner quatre gammes : FM, 87 - 108 MHz; OC, 5,85 - 10,3 MHz; PO, 500 - 1650 kHz; GO, 140 - 360 kHz.

Fréquences intermédiaires : 10,7 MHz - 455 kHz.

Antennes : 240 Ω en FM, cadre ferrite et extérieure en AM.

Sensibilité : $\leq 3,5 \mu\text{V}$ pour 26 dB de rapport signal + bruit/bruit en FM mono avec 22,5 kHz d'excursion, $\leq 18 \mu\text{V}$ en stéréo ; pour un rapport S + B/B constant de 6 dB, en AM, PO, 30 μV , GO, 40 μV , OC, 10 μV .

Distorsion harmonique : mono, $\leq 1\%$, stéréo, $\leq 2\%$.

Désaccentuation : 50 μS .

Séparation des voies : ≥ 26 dB à 1 kHz.

Réjection de la fréquence pilote : ≥ 40 dB.

Niveau de sortie BF : $\geq 0,7$ V

AFC : commutable, plage d'action ± 300 kHz.

Alimentation : 110, 130, 220, et 240 V ; consommation 8 VA

Encombrement : 357 x 108 x 330 mm

Poids : 4,4 kg.

PRÉSENTATION

La ligne est celle des divers appareils Dual, discrète, se prêtant bien à l'installation dans un intérieur. La face avant comporte à gauche du long cadran linéaire le galvanomètre indicateur du niveau de signal, au-dessus du voyant stéréo. A gauche du cadran, la commande d'accord n'est pas munie d'un volant gyroskopique.

Une série de touches à bascule met en œuvre les différentes fonctions selon l'ordre indiqué figure 1.

A l'arrière de l'appareil, les entrées et sorties sont accessibles sur des prises au standard DIN, et l'antenne cadre ferrite n'est pas orientable, mais simplement articulée pour se plaquer sur le coffret pendant le transport.

Le niveau de sortie basse fréquence n'est pas ajustable, cela n'est pas indispensable sur un appareil de cette catégorie. Par contre, une prise casque aurait été la bienvenue ; pour assurer l'écoute au casque il sera indispensable de mettre l'amplifica-

teur sous tension.

La technique et la technologie sont modernes. La tête HF en FM utilise des transistors fet pour les fonctions d'amplification et de changement de fréquence ; l'amplification FI est assurée par des amplificateurs intégrés à l'aide d'un bloc commun à l'AM et à la FM.

L'accord pour les deux sections est réalisé par condensateurs variables, et des filtres céramique sont utilisés.

L'ensemble des circuits est installé sur une carte imprimée où la place non utilisée reste importante, ce qui peut amener le constructeur à installer dans le même volume que le CT8 un amplituner.

Les éléments HF et FI sont installés sous des capots assurant un blindage contre les divers rayonnements parasites circulant dans l'appareil ; la tension générale d'alimentation est régulée et filtrée électroniquement. On peut noter que si la consommation totale de l'appareil est de 8 VA, les diverses ampoules en utilisent près de 50 %.

EXAMEN DES CIRCUITS (fig. 2)

Le constructeur utilise conjointement des circuits intégrés et des composants classiques, formule qui offre la plus grande souplesse d'adaptation pour obtenir des ca-

ractéristiques exactement adaptées au cahier des charges particulier à la réalisation demandée.

La tête HF en FM comporte les trois étages classiques, amplificateur HF T101 muni d'un transistor fet, mélangeur T102 employant également un fet, et oscillateur local T103, ce dernier asservi par signal d'AFC provenant de la détection. L'accord est assuré par condensateurs variables, un élément unique multicages commun à l'AM et à la FM est employé.

La fréquence intermédiaire est recueillie dans le circuit source de T102, au secondaire de L103, elle est injectée sur le filtre céramique F100, puis dans le transformateur accordé L105, afin que la courbe de sélectivité soit à flancs raides.

L'amplification FI est assurée à l'aide de deux circuits intégrés, TAA991D et TBA120, pour l'AM et la FM. Leurs schémas internes sont donnés fig. 3 et 4. Le TAA991D est conçu pour l'amplification FI en AM/FM, le TBA120 comporte six étages symétriques et un démodulateur à coïncidence. La liaison entre les deux circuits est réalisée à travers les deux transformateurs accordés L301 - L303.

Le décodage stéréo est réalisé dans le circuit TBA450N, qui comprend les différents circuits d'amplification du 19 kHz, de reconstitution de la sous porteuse, les filtres de séparation, et le décodeur matriciel.

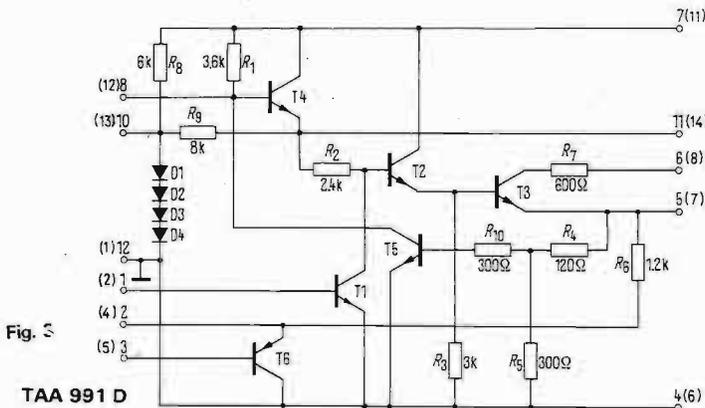
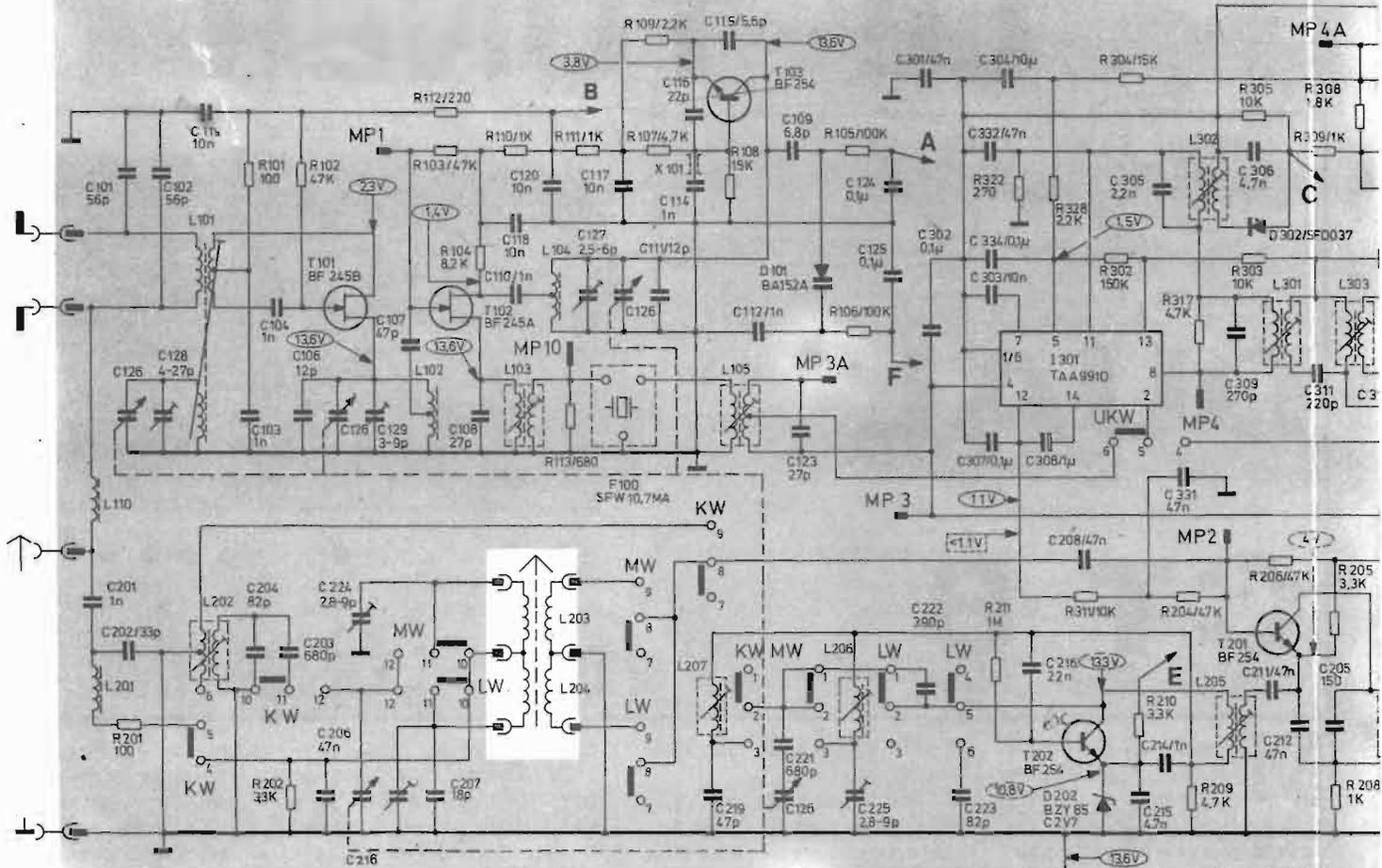


Fig. 2

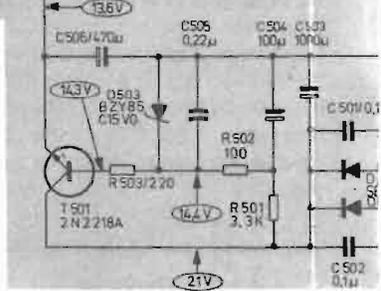


Fig. 3
TAA 991 D

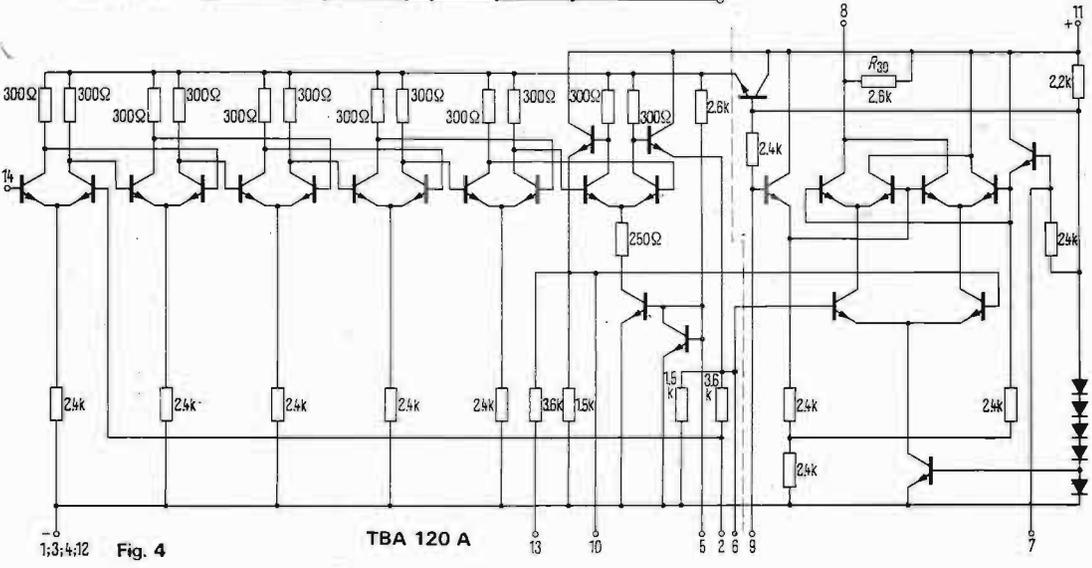
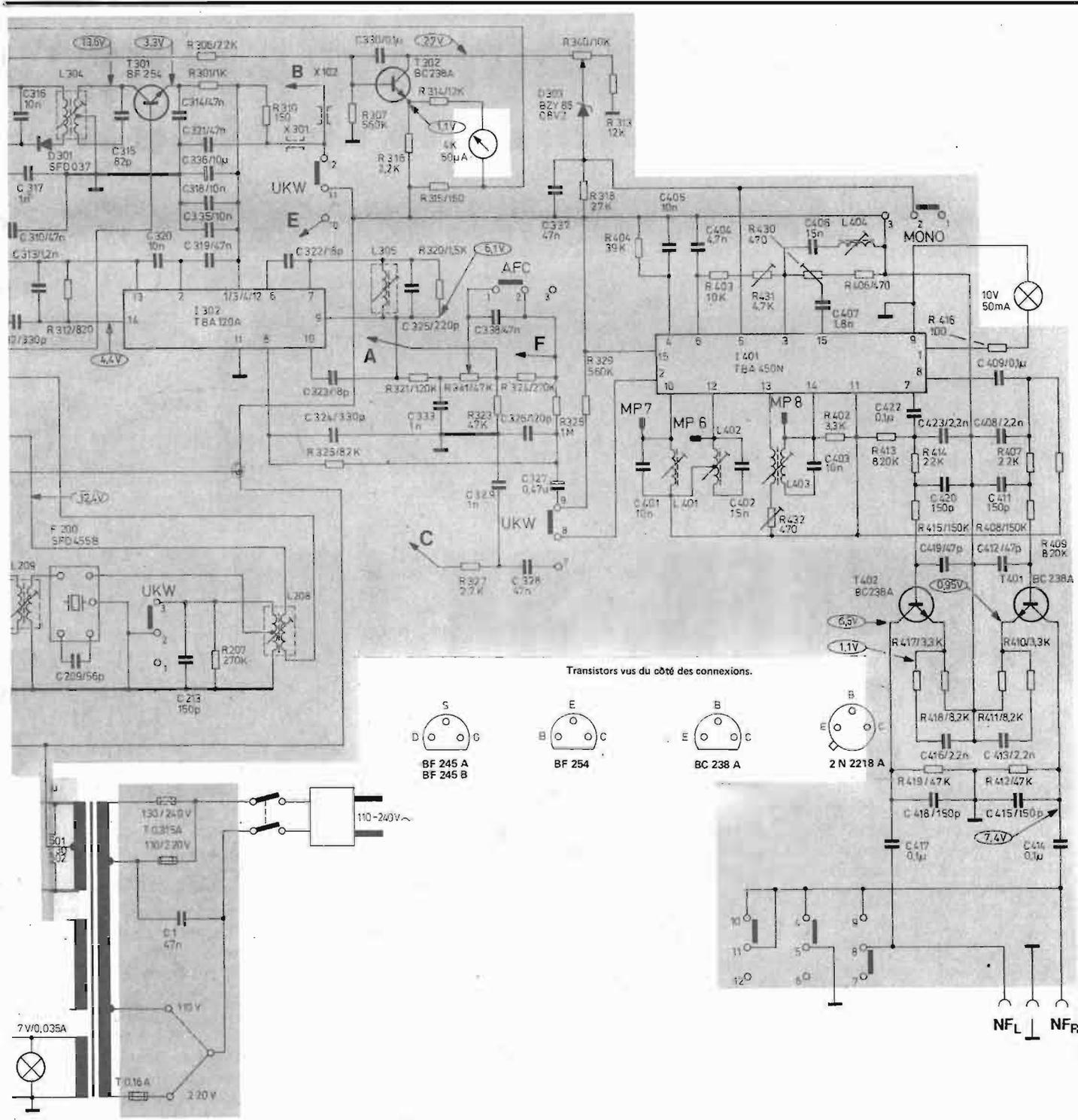


Fig. 4

Le signal BF décodé est ensuite amplifié sur les deux voies à l'aide des transistors T402 - T401.

En AM, les signaux parviennent sur la base du transistor changeur de fréquence T201, soit à partir de l'antenne extérieure pour les ondes courtes, soit à partir du cadre ferrite. Le signal local est injecté sur l'émetteur de T201, il est fourni par T202.

Le signal FI est mis en évidence dans le transformateur accordé L209, puis, comme pour la section FM, filtré par un élément céramique F200 et par un dernier trans-



formateur L208. Il est ensuite injecté dans le circuit TAA991D et TBA120A.

L'information de commande du galvanomètre indicateur du niveau du signal reçu est amplifiée par l'étage T202 en continu, elle est prélevée aux bornes de L302 pour l'AM, pour la FM aux bornes de L303 et subit une amplification supplémentaire à l'aide du transistor T301.

La tension d'AFC est appliquée aux points A-F sur la diode à capacité variable D101.

L'unique tension d'alimenta-

tion de 13,6 V est filtrée et réglée par l'étage T501, dont la tension base est verrouillée par la diode zener D503.

MESURES

La sensibilité correspond aux chiffres indiqués par le constructeur. Nous avons relevé pour 26 dB en FM de rapport signal/bruit, un niveau sur l'antenne de $3,7 \mu\text{V}$, avec décodage stéréo pour $20 \mu\text{V}$.

En AM, pour 6 dB de rapport S + B/B, nous avons obtenu $12 \mu\text{V}$ en OC, $30 \mu\text{V}$ en PO et $44 \mu\text{V}$ en GO.

La séparation des canaux est de 27 dB droit/gauche, 26 dB gauche/droit.

Le niveau de sortie basse fréquence atteint 0,72 V canal droit, 0,77 V canal gauche, alors que la bande passante est linéaire à -1 dB entre 40 Hz et 14 kHz.

L'AFC permet de rattraper un glissement de l'oscillateur local de +300 - 350 kHz.

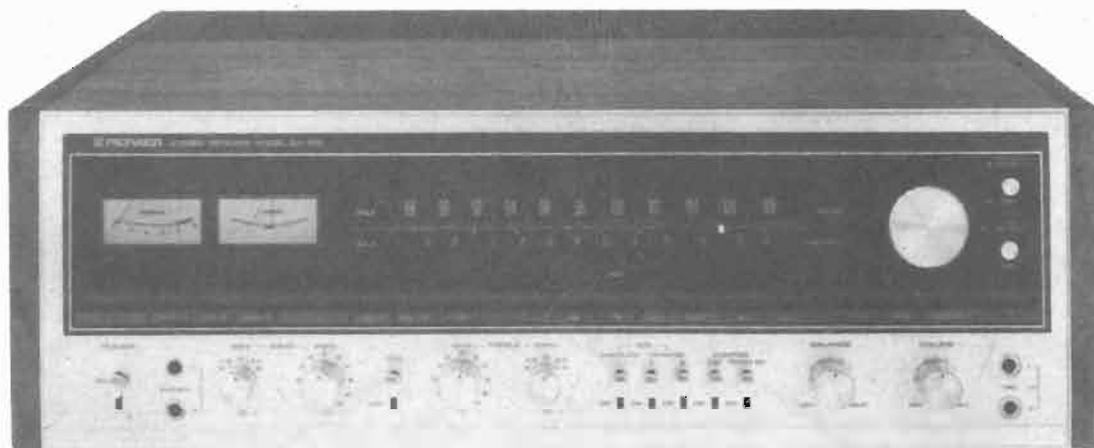
CONCLUSION

A l'écoute, la réception s'effectue dans de bonnes conditions, que ce soit en AM ou en FM. La séparation des voies est largement suffisante, compte-tenu de celle des disques qui est nettement inférieure.

La réalisation est correcte, et les performances satisfaisantes pour l'emploi sur une petite chaîne.

J.B.

LE TUNER - AMPLIFICATEUR



PIONEER SX-1010

UNE très belle et très bonne facture caractérisent cet appareil dont les performances correspondent au haut de gamme HI-FI sans aucune restriction. Délivrant une puissance supérieure à 100 W par canal, avec la section tuner dotée de hautes performances, la présentation du SX 1010 est agréable, sans tapage, malgré la présence d'un certain nombre de circuits gadgets, au nombre desquels ne figure tout de même pas l'allume-cigare.

CARACTÉRISTIQUES

Amplituner deux gammes d'ondes AM/FM.

Tuner : AM 520-1650 kHz; FM, 87,5-108 MHz.

FM : sensibilité 1,7 μ V IHF.

Rapport de capture : 1 dB.

Rapport signal/bruit : 72 dB

Réjection image : 110 dB à 98 MHz.

Réjection de la fréquence intermédiaire : 110 dB à 98 MHz.

Suppression de la modulation d'amplitude : 55 dB.

Distorsion harmonique : < 0,2 % en mono, < 0,3 % en stéréo.

Désaccatuation : commutable 50-75 μ S

Bande passante : 20 Hz - 15 kHz + 0,2 - 2 dB ; 50 Hz - 10 kHz + 0,2 - 0,5 dB

Séparation des canaux : 40 dB à 1 kHz ; 30 dB de 50 Hz à 10 kHz. Impédance d'antenne : 300 Ω symétrique, 75 Ω asymétrique.

AM : sensibilité : 300 μ V/m sur cadre ferrite ; 15 μ V sur antenne extérieure.

Rejection image : 65 dB

Rejection FI : 85 dB.

Amplificateurs. Sections préamplificateurs et amplificateurs déconnectables.

Puissance de sortie nominale : 2 x 100 W eff sur 8 Ω ; 2 x 105 W eff sur 4 Ω avec bande passante de 20 Hz à 20 kHz. A 1 kHz, 2 x 110 W eff/8 Ω 2 x 110 W/4 Ω .

Distorsion harmonique : pour toutes fréquences de 20 Hz à 20 kHz à la puissance nominale < 0,1 %.

Distorsion d'intermodulation : < 0,1 % à la puissance nominale.

Bande passante : 5 Hz - 40 kHz.

Sensibilité de l'amplificateur : 1 V/50 k Ω

Sensibilité des entrées : PU 1 et 2, 2,5 mV/50 k Ω ; microphones 2 mV/50 k Ω ; auxiliaire 150 mV/70 k Ω ; magnétophone 1-2 et DIN, 150 mV/70 k Ω

Correction RIAA : \pm 0,3 dB de 30 Hz à 15 kHz.

Niveau de sortie du préamplificateur : 1 V/1 k Ω

Correcteurs de tonalité : graves, correcteur principal \pm 10 dB à 100 Hz par bonds de 2 dB, correcteur auxiliaire, \pm 5 dB à 50 Hz par bonds de 2,5 dB; aigus, correcteur principal \pm 10 dB à 10 kHz par bonds de 2 dB, correcteur auxiliaire \pm 5 dB à 20 kHz par bonds de 2,5 dB.

Filtres : passe-haut, - 8 dB à 50 Hz (6 dB par octave); passe-bas, - 9 dB à 10 kHz (6 dB par octave).

Correction physiologique commutable : + 8 dB à 100 Hz, + 4 dB à 10 kHz au niveau - 40 dB en sortie.

Mise hors service des correcteurs de tonalité, touche abaissant le niveau de sortie de - 20 dB.

Rapport signal/bruit : PU, 70 dB, micro, 65 dB, autres entrées, 95 dB.

Sorties : trois paires d'enceintes commutables, A, B, C, A + B, A + C, B + C; deux prises casque, raccordement à trois magnétophones pour recopie et avec monitoring.

Prise d'adaptation pour Dolby extérieur, prise décodeur pour quadristéreo. Alimentation : 110,

120, 130, 220, 240 V 50/60 Hz, consommation maximale 640 W. Encombrement : 520 x 175 x 440 mm, pour un poids de 22,5 kg.

PRÉSENTATION

Malgré la présence de nombreuses commandes, la face avant du SX 1010 reste sobre, une recherche esthétique permet de dissimuler en quelque sorte toutes les touches de commutation qui sont disposées dans un bandeau sous le cadran du tuner. Cette discrétion a amené le constructeur à signaler la fonction enclenchée par une information identique à celle de la touche en service, s'illuminant dans le cadran.

La face avant est donc équilibrée de façon judicieuse, elle est divisée en deux sections, le cadran occupant plus de 50 % de la surface. Les deux galvanomètres pour l'accord AM et FM y sont installés à droite, la commande d'accord de gauche, munie d'un volant gyroskopique, et deux touches contrôlant l'une le muting, la seconde l'intensité de l'éclairage du cadran, à niveau normal ou réduit.

Sous le cadran ont été disposés

EXAMEN DES CIRCUITS

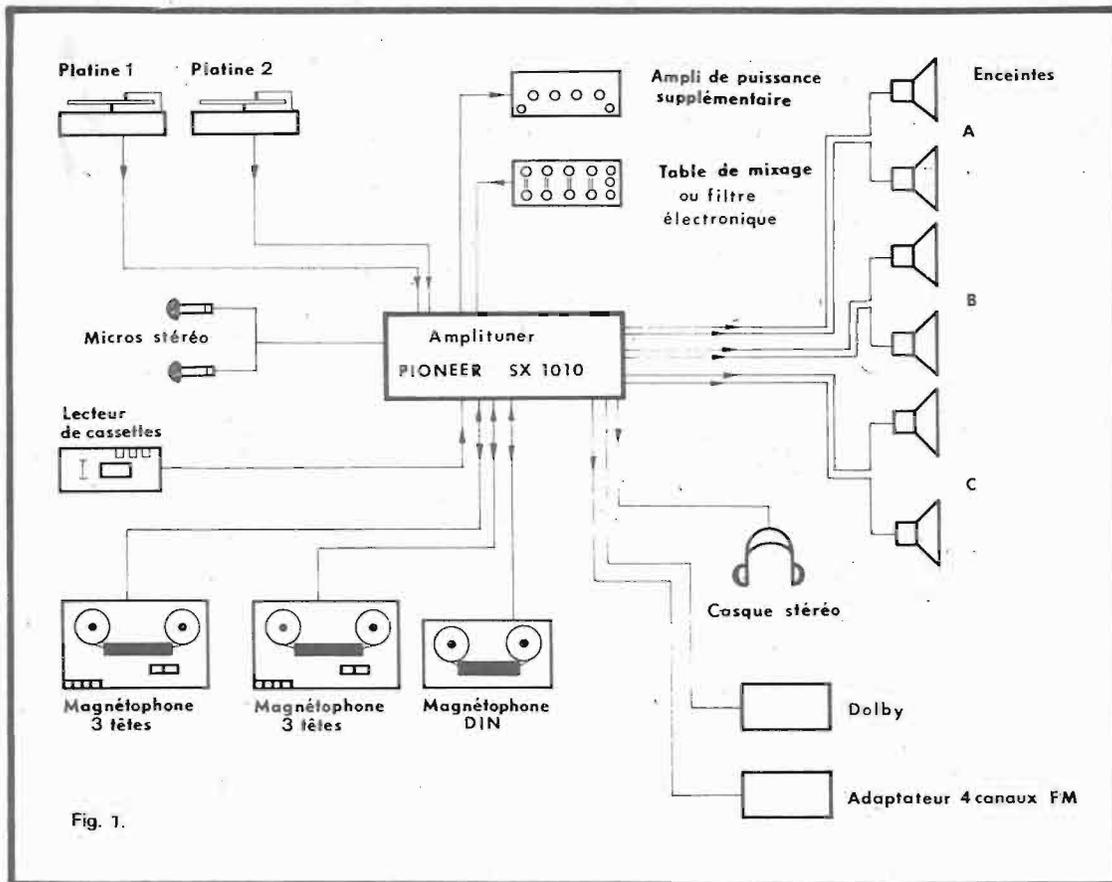


Fig. 1.

les commutateurs de tonalité principaux et annexes, les commandes de balance et volume, la quadristéréo et le monitoring sur les magnétophones. Un interrupteur « Duplicate » permet la copie directe d'un magnétophone sur l'autre, en conservant le contrôle monitoring sur les deux bandes.

Les possibilités de raccordement sont très étendues (fig. 1). Elles sont réalisées sur des connecteurs CINCH plus une prise DIN magnétophone pour les signaux à bas niveau, sur bornes à visser pour les antennes, sur bornes à ressort pour les trois paires d'enceintes.

Trois prises réseau sont également installées pour alimenter les autres maillons de la chaîne, l'une est commandée, avec une puissance utilisable de 100 W, les deux autres sont directes et autorisent l'alimentation d'appareils jusqu'à 100 W par prise.

L'antenne cadre ferrite est montée sur une rotule permettant son orientation pour assurer la meilleure réception possible.

La déconnexion des préamplificateurs-amplificateurs permet d'employer soit une table de mixage, soit encore un filtre électronique pour séparer les voies sur une enceinte, cette disposition éliminant les filtres d'enceinte

passifs qui consomment énormément de puissance.

La technique et la technologie sont très soignées. Le tuner est d'une conception moderne, il comporte deux étages d'amplification HF équipés de Mosfet double porte, un oscillateur local suivi d'un étage séparateur et un bloc de fréquence intermédiaire totalement intégré. Les divers modules sont bien séparés et blindés individuellement, de même que les fonctions AM/FM.

Côté basse fréquence, un très intéressant préamplificateur correcteur RIAA est employé, comportant un étage d'entrée différentiel. Les amplificateurs de puissance sont à entrée différentielle et liaison continue sans condensateur de sortie, et protégés électroniquement, ainsi que les enceintes, à l'aide de deux circuits indépendants assurant une protection totale, quelle que soit la fausse manœuvre ou la défaillance de l'un des éléments.

La tête HF et FM est détaillée fig. 2. La réalisation en est remarquable et nous verrons au chapitre mesures que les résultats obtenus sont excellents.

L'entrée antenne comporte un balun d'adaptation pour l'emploi d'un câble de 75 ou 300 Ω , attaquant le transistor Q1, premier amplificateur HF, accordé sur son entrée et sa sortie. Celui-ci est suivi d'un second étage amplificateur HF, Q2, également du type mosfet double gate, accordé sur son entrée et sa sortie. Ces deux étages amènent une amplification de l'ordre de 35 dB, avec un bon rapport signal/bruit.

L'oscillateur local Q4 est d'une stabilité telle qu'une correction d'AFC n'est pas nécessaire. En outre, pour accroître celle-ci, un étage séparateur Q5 est employé, monté en émetteur follower, de façon à ne pas prélever d'énergie sur l'oscillateur.

Le mélange est assuré par Q3, recevant sur une de ses portes le signal local, et sur la seconde le signal incident. Une thermistance disposée dans la source de cet étage le stabilise en fonction de la température.

Cinq sections d'un condensateur multicages à huit éléments sont employées pour réaliser l'accord.

Le bloc fréquence intermédiaire (fig. 3) comporte deux filtres mécaniques sur son entrée ; le signal est ensuite amplifié par les circuits intégrés Q1-Q2 suivis par les filtres F3-F4. La sélectivité

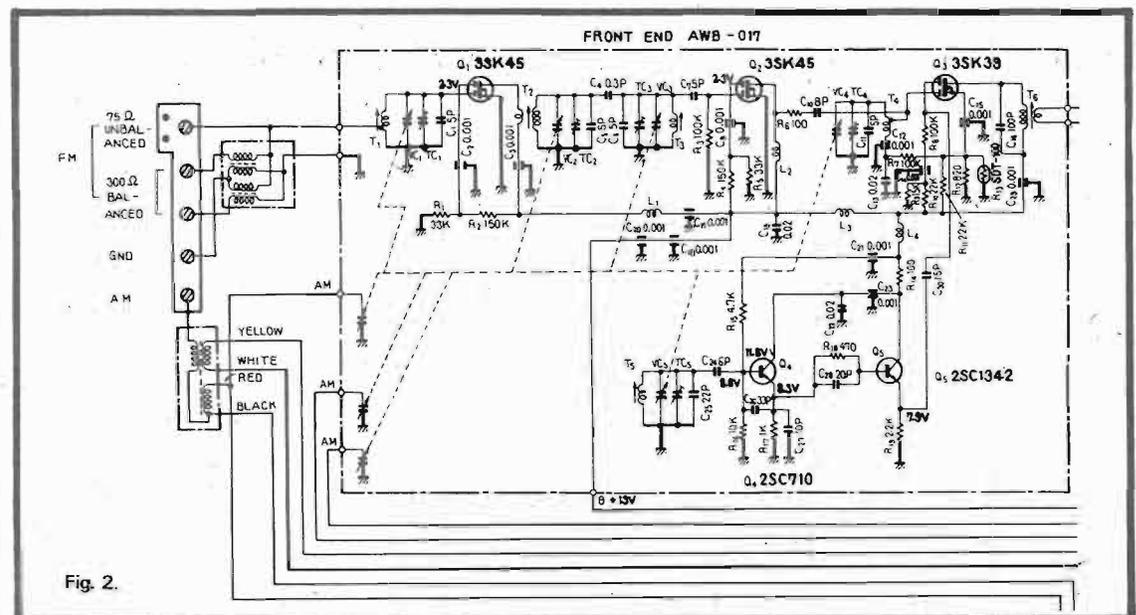


Fig. 2.

ainsi obtenue est très bonne, la courbe est à flancs raides jusqu'à près de 80 dB.

Le signal F1 est porté au niveau nécessaire à la détection dans le circuit intégré Q3 qui remplit en outre le rôle d'amplificateur pour les galvanomètres indicateurs de champ et d'accord et produit le signal de muting.

Le décodeur stéréo est intégré, le circuit Q5 assure cette fonction sans bobinages d'accord extérieurs, la séparation des voies étant ajustée à l'aide du potentiomètre VR2.

Les deux canaux maintenant séparés sont amplifiés sur chaque voie par les transistors Q7-Q8, comportant un potentiomètre d'équilibrage des voies dans leurs circuits collecteurs, puis filtrés à l'aide de F5 éliminant les traces de 19 et 38 kHz qui risqueraient d'occasionner des battements audibles si le signal est enregistré.

Le signal BF sort du bloc F1, il est disponible après commutation pour être injecté sur le bloc basse fréquence.

Le récepteur AM est de la HF à la détection inclus dans un seul circuit intégré, Q4 remplissant toutes les fonctions nécessaires, amplification HF, changement de fréquence, amplification F1, détection et CAG. Les bobinages d'accord du circuit d'entrée et de l'oscillateur sont bien sur extérieurs, l'accord est réalisé par trois cages du condensateur variable commun à l'AM/FM.

Circuits basse fréquence : Le préamplificateur correcteur RIAA (fig. 4) est très élaboré. Il permet d'accepter sans distorsion des surcharges de niveau très élevé, jusqu'à 250 mV, tout en conservant une bonne linéarité en fréquence qui assure un écart réduit entre la courbe RIAA et la correction ($\pm 0,3$ dB).

Le signal bas niveau issu du PU ou du microphone parvient sur la base du transistor Q1 formant avec Q3 un étage différentiel. La boucle de contre réaction est ramenée sur la base de Q3, elle est adaptée pour une réponse linéaire pour le microphone ou RIAA pour la cellule de lecture, par commutation des réseaux. Le signal prélevé sur le collecteur de Q1 est couplé directement sur la base de Q5, puis le transistor Q7 monté en émetteur follower permet de sortir le signal sous basse impédance, et sépare le préamplificateur des circuits suivants. Le signal de correction est prélevé sur l'émetteur de Q7 et réinjecté sur la base de Q3 via les réseaux

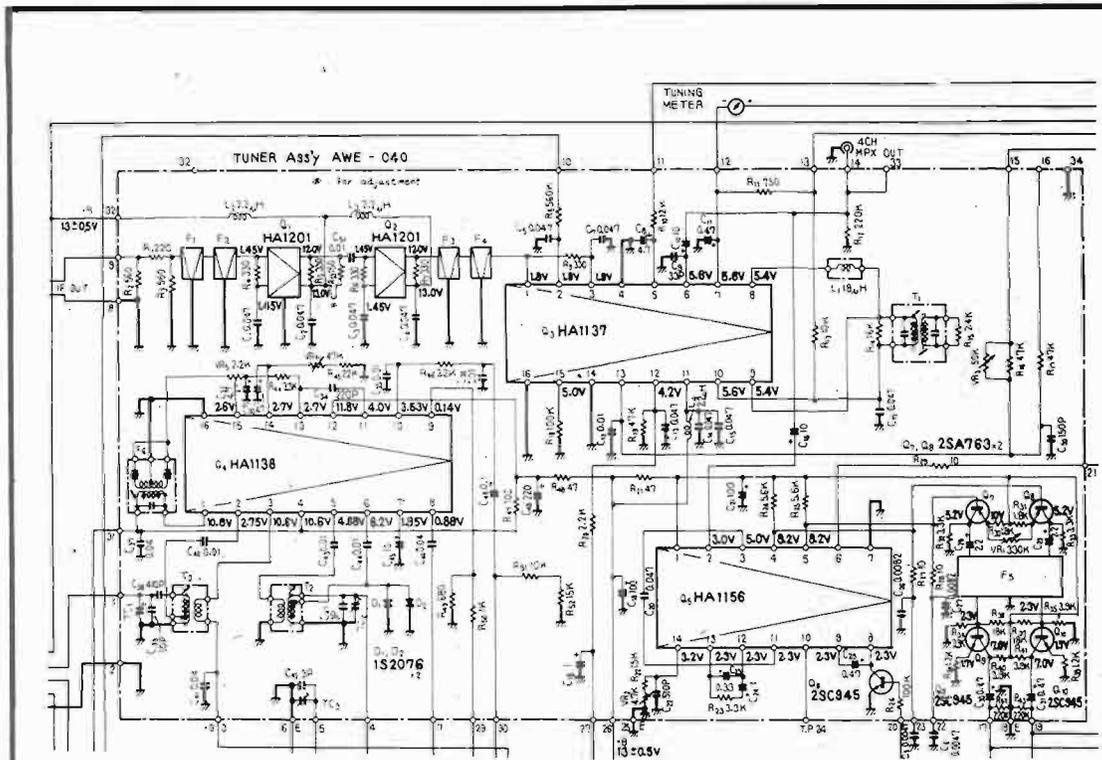


Fig. 3.

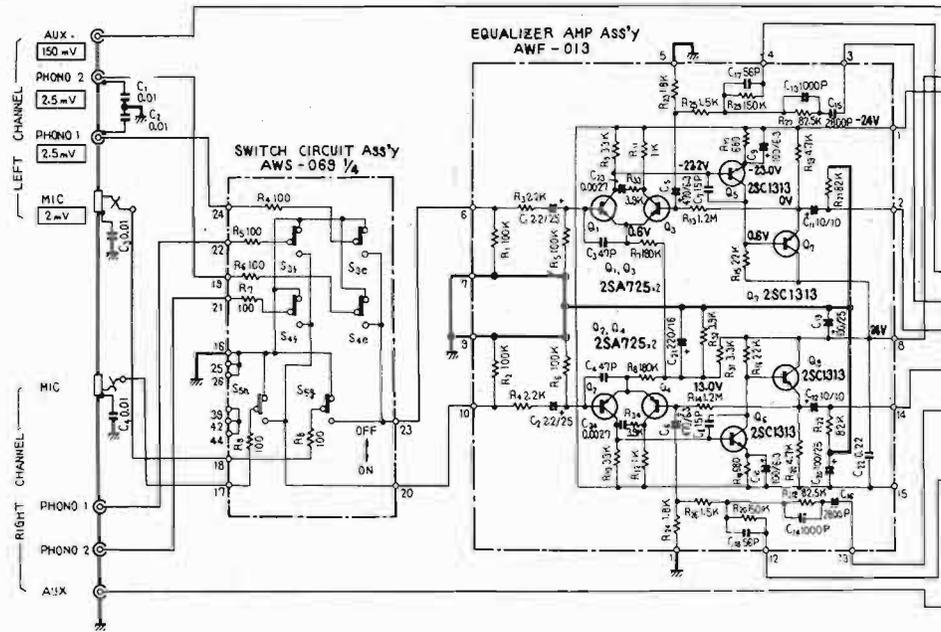


Fig. 4.

R25-R29-C17 ou C13-R27-C15 selon la source exploitée.

Après sélection de la source basse fréquence, les signaux parviennent sur les circuits correcteurs de tonalité et les filtres (fig. 5).

Un amplificateur séparateur à deux étages, composé des transistors Q1-Q3 porte le signal à un niveau élevé, avec un rapport signal/bruit suffisant pour que les affaiblissements dus aux correcteurs de tonalité ne puissent pas dégrader la qualité du signal.

Deux circuits de correction sont montés sur les graves et les aigus, permettant d'obtenir un modelage plus élaboré de la courbe de réponse, sans cependant rejoindre les résultats que l'on obtient avec un circuit égaliseur. Il est à remarquer que l'interrupteur S1 élimine l'action des correcteurs de tonalité seulement, la correction physiologique est commutable à l'entrée de Q1, et les filtres passe-haut, passe-bas - muting - 20 dB sont disposés à l'entrée du bloc de puissance. Il sera

donc nécessaire de vérifier que ces divers filtres sont hors circuit ainsi que les correcteurs de tonalité si l'on désire une reproduction linéaire.

L'amplificateur de puissance est représenté fig. 6. Son entrée est différentielle, les transistors Q1-Q2 sont alimentés à courant constant par Q3.

Les étages de sortie complémentaires sont composés de deux transistors montés en parallèle pour chaque branche et ils comportent diverses protections élec-

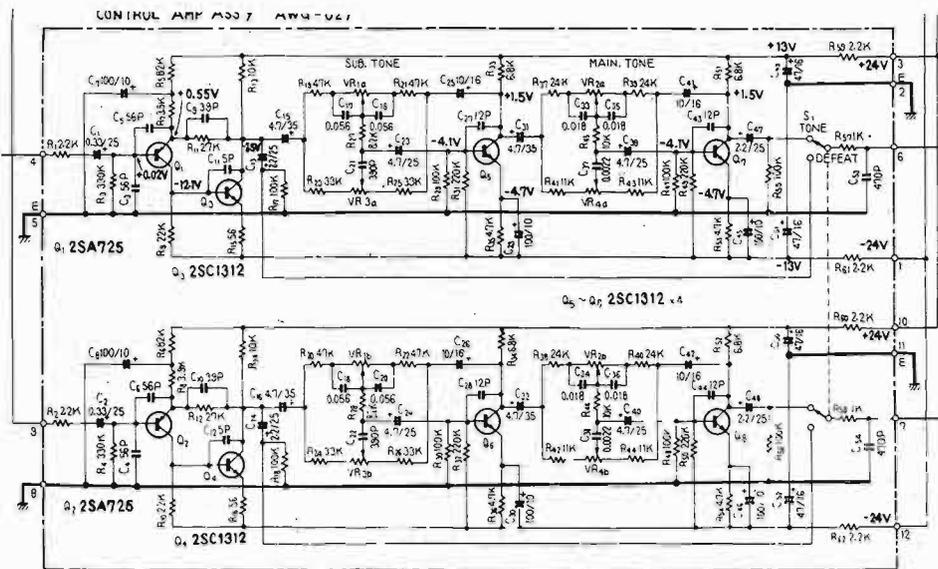


Fig. 5.

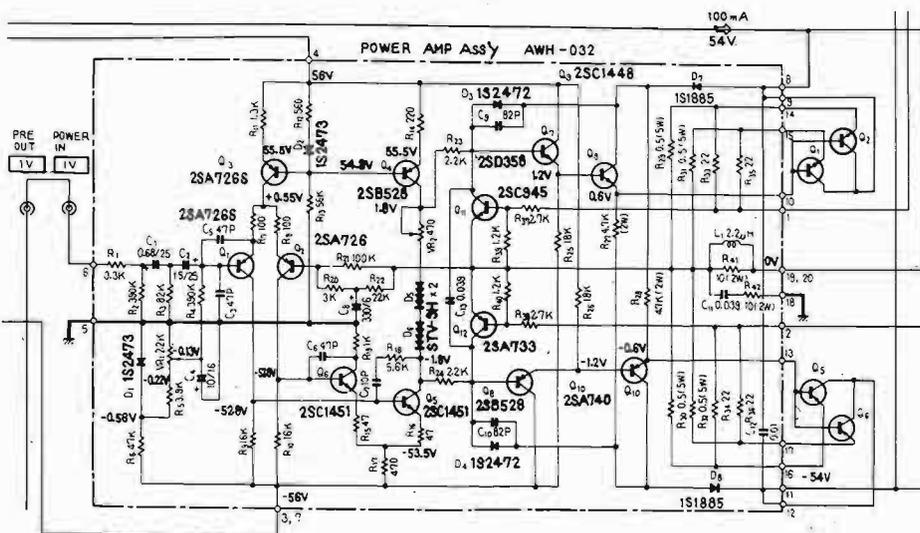


Fig. 6.

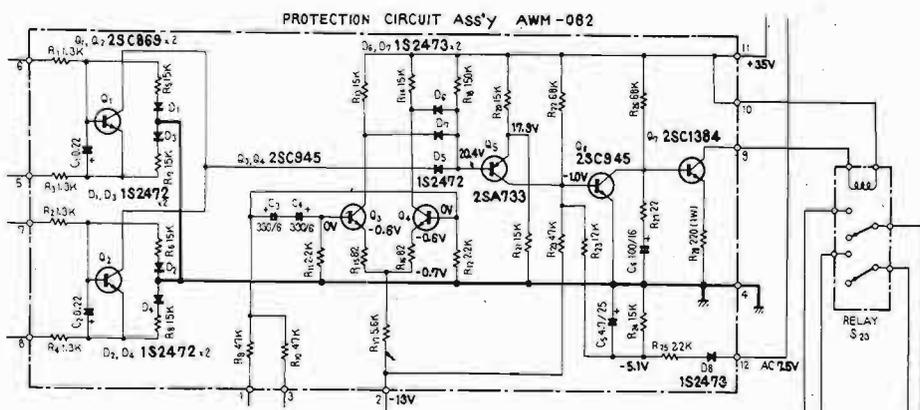


Fig. 7.

troniques. La première est assurée par les transistors Q11-Q12 débitant seulement si le courant émetteur des transistors finals dépasse une valeur dangereuse et coupant l'excitation des prédrivers. En cas de court-circuit interne de l'un des transistors par exemple ou de court-circuit en sortie, l'excitation est coupée par ce dispositif.

La seconde protection est représentée fig. 7. Elle coupe à l'aide des contacts d'un relais les enceintes de façon à ce qu'aucun courant continu ne puisse circuler dans les bobines mobiles. Deux circuits sont employés, agissant sur le transistor Q7 qui commande le relais. Ce dernier est collé en fonctionnement normal. Un court-circuit se produit, en sortie, la tension continue varie de 0 à une valeur différente ; cette variation est répercutée sur l'amplificateur différentiel Q3-Q4 qui, à travers les diodes D6-D7, agit sur les transistors Q5-Q6 et provoque le blocage de Q7, le relais se décolle, les enceintes sont déconnectées. En outre, lorsque les étages finals sont surchargés, une tension est prélevée sur leurs émetteurs pour être appliquée sur Q1 ou Q2, selon le canal concerné, puis appliquée à travers la diode D5 sur la base du transistor Q5, entraînant via Q6 le blocage de Q7. Le relais se décolle, la charge disparaît. Simultanément, la protection par les transistors Q12-Q11 agit, l'excitation des prédrivers est coupée. Si le court-circuit est accidentel, il disparaît et le système réarme le relais. Si un des transistors est en court-circuit, l'enceinte reste déconnectée, car il existe une tension continue en sortie, et bien que l'excitation soit coupée, un débit important traverse le transistor défectueux, ce qui amène la rupture du fusible alimentation. Mais en aucun cas il ne peut circuler de courant continu dans les bobines des HP. Les protections sont bien étudiées, il ne peut se produire aucune destruction sur les enceintes.

L'alimentation continue des étages de sortie est symétrique, elle est filtrée par deux condensateurs de forte valeur, 18.000 μ F sur chaque tension

Nous voyons fig. 8 les diverses alimentations stabilisées nécessaires au bon fonctionnement des différents étages.

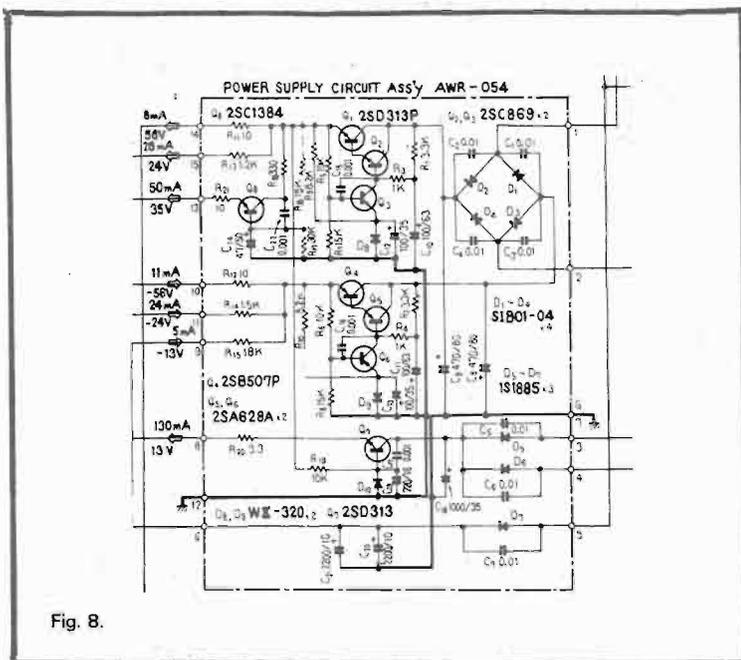


Fig. 8.

MESURES

Tuner. En FM, nous avons pu relever des caractéristiques excellentes au point de vue sensibilité. Attaqué sur 75 Ω, nous avons relevé pour 1 μV antenne un rapport signal/bruit de 24 dB, pour 1,5 μV, 35 dB, pour 2 μV, 48 dB. Ces chiffres sont remarquables.

les deux amplificateurs HF accordés sont très bien réalisés. Les chiffres sont relevés à 90 MHz et à 104 MHz.

La réjection de la fréquence image est de 110 dB à 108 MHz, de 107 dB à 90 MHz; la rejection FI atteint 100 dB à 98 MHz.

La séparation des canaux est supérieure à 30 dB, de 50 Hz à 11 kHz. En sortie du tuner, la

bande passante basse fréquence s'étend de 50 Hz à 15 kHz à - 3 dB, et les résidus de 19 et 38 kHz sont atténués à 63 et 66 dB.

En AM, la sensibilité est suffisante pour assurer la réception dans de bonnes conditions.

Amplificateurs. La puissance maximale relevée, les deux voies chargées sur 8 Ω à 1 kHz, atteint 2 x 110 W eff à 1 kHz.

Sur 4 Ω nous avons été surpris de relever 2 x 160, le constructeur indiquant 2 x 110 W, mais il s'agit par sa part d'une erreur d'impression sur la notice.

La puissance est disponible sans chute notable entre 20 Hz et 20 kHz, sur 4 Ω ou 8 Ω.

Le taux de distorsion harmonique pour la puissance maximale est inférieur à 0,1 % à toutes les fréquences entre 20 Hz et 20 kHz; celui de la distorsion par intermodulation < 0,1 % pour 50/6.000 Hz en rapport 4/1.

La bande passante est très linéaire, à 2 x 100 W/8 Ω elle s'étend de 8 Hz à 40 kHz à ± 1,5 dB.

L'action des correcteurs de tonalité est celle indiquée par le constructeur, la valeur entre deux plots sur les correcteurs principaux ou auxiliaires est de

2 dB - 2,5 dB ± 0,2 dB.

La correction RIAA « colle » à la courbe normalisée avec un écart très réduit, de ± 0,3 dB.

Pour les filtres, nous avons relevé - 9 dB à 50 Hz pour le passe-haut, - 8 dB à 10 kHz pour le passe-bas et + 7 dB à 100 Hz pour la correction physiologique. Les sensibilités des entrées sont conformes aux chiffres indiqués, le signal délivré par le préamplificateur atteint 1,1 V eff à 1 kHz. La puissance maximale en sortie de l'amplificateur nécessite un signal de 900 mV.

CONCLUSION

L'amplificateur SX 1010 est sans restriction un appareil de haut de gamme, auquel nous ne pouvons reprocher que l'absence de la gamme GO en AM.

La réalisation et les performances sont excellentes, il sera nécessaire de bien choisir les enceintes et la platine tourne-disque que l'on emploiera pour la constitution d'une chaîne autour de l'appareil.

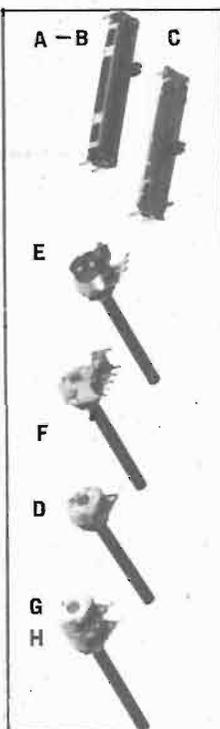
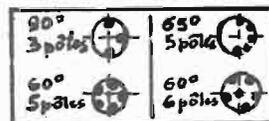
J.B.

(PIECES DETACHEES)
(GARANTIE 1^{er} CHOIX)
(EXPEDITION SOUS)
48 HEURES

INTERNATIONAL ELECTRONIC DISTRIBUTION

— 92, RUE DE MAUBEUGE - 75010 PARIS —

VENTE UNIQUEMENT PAR CORRESPONDANCE



POTENTIOMETRES A GLISSIERES

A - Type PGP40. Course 40 mm linéaire et log. 1 kΩ à 2,2 MΩ. Prix 5,00
Par 5 de mêmes valeurs 4,50

B - Type PGP58. Course 58 mm linéaire et log. 1 kΩ à 2,2 MΩ. Prix 7,50
Par 5 de mêmes valeurs 6,80

C - Type PGP58S. Course 58 mm linéaire et log. 1 kΩ à 2,2 MΩ. Prix 5,00
Par 5 de mêmes valeurs 4,50

POTENTIOMETRES A 1 AXE, Ø 6 mm

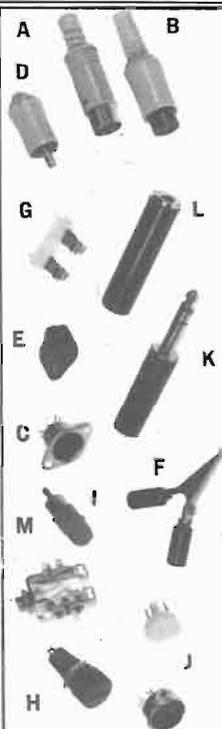
D - Type P20. Axe plastique 6 mm linéaire et log. 47 Ω à 2,2 MΩ. Prix 3,00
Par 5 de mêmes valeurs 2,70

E - Type P20 avec inter linéaire et log. 47 Ω à 2,2 MΩ. Prix 4,50
Par 5 de mêmes valeurs 4,00

F - Type P20. Circuit imprimé socle et canon, linéaire et log. 47 Ω à 2,2 MΩ. Prix 3,50
Par 5 de mêmes valeurs 3,20

G - Type JP20C double linéaire et log. Prix... 8,50
Par 5 de mêmes valeurs 7,80

H - Type JP20C double avec inter. Prix 9,50
Par 5 de mêmes valeurs 8,60



A - Connecteurs mâles (normes DIN).
3 broches, 90 % 2,50 5 broches, 60 % 2,50
5 broches, 45 % 2,50 6 broches, 60 % 2,50

B - Connecteurs femelles : prolongateur (normes DIN).
3 broches, 90 % 2,50 5 broches, 60 % 2,50
5 broches, 45 % 2,50 6 broches, 60 % 2,50

C - Connecteurs femelles : châssis (normes DIN).
3 pôles, 90 %.. 1,80 5 pôles, 60 %.. 1,80
5 pôles, 45 %.. 1,80 6 pôles, 60 %.. 1,80

D - Prise mâle : haut-parleur (normes DIN).. 1,60
Prise femelle : prolongateur 1,60

E - Prise femelle : haut-parleur (châssis) 1,60

F - Pince croco : isolée 1,20

G - Porte-fusible, fixation : circuit imprimé.. 1,70
Porte-fusible, fixation : à visser 1,70

H - Porte-fusible, fixation : châssis 3,80

I - Fiche mâle : coaxiale américaine 2,00
Fiche femelle : coaxiale américaine (prolongateur) 2,00

J - Répartiteur de tension : 110/220 V 1,80

K - Fiches mâles jack : stéréo 6,35 mm 5,00
Fiches mâles jack : mono 6,35 mm 4,50

L - Fiches femelles jack : stéréo 6,35 mm (prolongateur) 5,00

M - Prise femelle jack : stéréo (double coupe) 3,35 mm 7,50
Fiche coaxiale télé, mâle 2,50
Fiche coaxiale télé, femelle 2,50

Afin d'éviter les frais de contre-remboursement, nous vous conseillons de régler le montant total de votre commande. Port gratuit pour un montant minimum de 50 F. Pour toute commande inférieure, ajoutez 6 F de port en sus.

NOUVEAUX MONTAGES —

ELECTRONIQUES

ALIMENTATION REGULEE 0-30 V 1 A

CETTE alimentation à régulation très efficace présente l'avantage d'être à tension de sortie réglable entre 0 et 30 V avec un courant pouvant atteindre 1 A.

Elle a été proposée par **Thomas Mc Gahee de l'école Bosco de Boston (U.S.A.)** et son analyse a été publiée dans **Electronics du 27 juin 1974**. Le schéma de cette alimentation est donné à la figure 1. On utilise deux transformateurs d'alimentation, huit diodes, deux circuits intégrés, un transistor de puissance, six condensateurs, deux résistances fixes, deux potentiomètres, un interrupteur secteur, deux bornes de sortie et un cordon-secteur.

Le transformateur T_1 a un primaire P_1 adapté, ou adaptable, à la tension du secteur, par exemple 110 - 117 - 120 - 220 - 240 V et un secondaire de 12 V ; 300 mA. T_2 est un transformateur dont le primaire est en parallèle sur celui de

T_1 ou adaptable à la tension du secteur. Le secondaire est de 24 V ; 1,2 A, donc T_2 est beaucoup plus puissant que T_1 .

Aux secondaires de ces transformateurs, sont branchés des ponts redresseurs. Les diodes D_1 à D_4 sont du type : 3A, 100 V et les diodes D_5 à D_8 , du type 1 A, 50 V.

Les tensions redressées apparaissent aux bornes de C_1 et C_2 , électrolytiques, de 500 μ F 50 V et 220 μ F 35 V, respectivement.

On a adopté comme transistor « ballast », Q_1 du type 2N3055 qui devra être, obligatoirement, monté avec dissipateur de chaleur.

Les deux circuits intégrés sont du type 723, dont il existe des modèles chez la plupart des fabricants, le prototype de ces CI étant le μ A723 Fairchild.

Il y a deux réglages à effectuer, avec R_1 et R_2 .

CHOIX DES SEMI-CONDUCTEURS

Lorsqu'on désigne une diode redresseuse par son courant re-

dressé et une tension, il s'agit de la tension inverse la plus élevée admissible, par exemple 100 V ou 50 V. Dans ces cas, les tensions redressées sont de l'ordre de 3 à 5 fois plus petites. On pourra aussi utiliser des ponts contenant ces quatre diodes, connectés aux points de branchement. Le pont BY 164 peut recevoir une tension d'entrée de 60 V et donner à la sortie une tension redressée de 54 V sous 1,3 A. Le BY 164 est fabriqué par RTC la Radiotechnique. Les dimensions du boîtier sont 19 x 5 x 10 mm.

Le transistor 2N3055 figure dans le catalogue Sescosem et les CI μ A723 sont de Fairchild ou équivalents.

FUNCTIONNEMENT

Les régulateurs de précision peuvent être réalisés avec peu de composants. Certains présentent le défaut de ne pas réguler à des tensions inférieures à celle de référence, qui est généralement de 7 V. Toutefois, un diviseur de tension peut être utilisé pour ré-

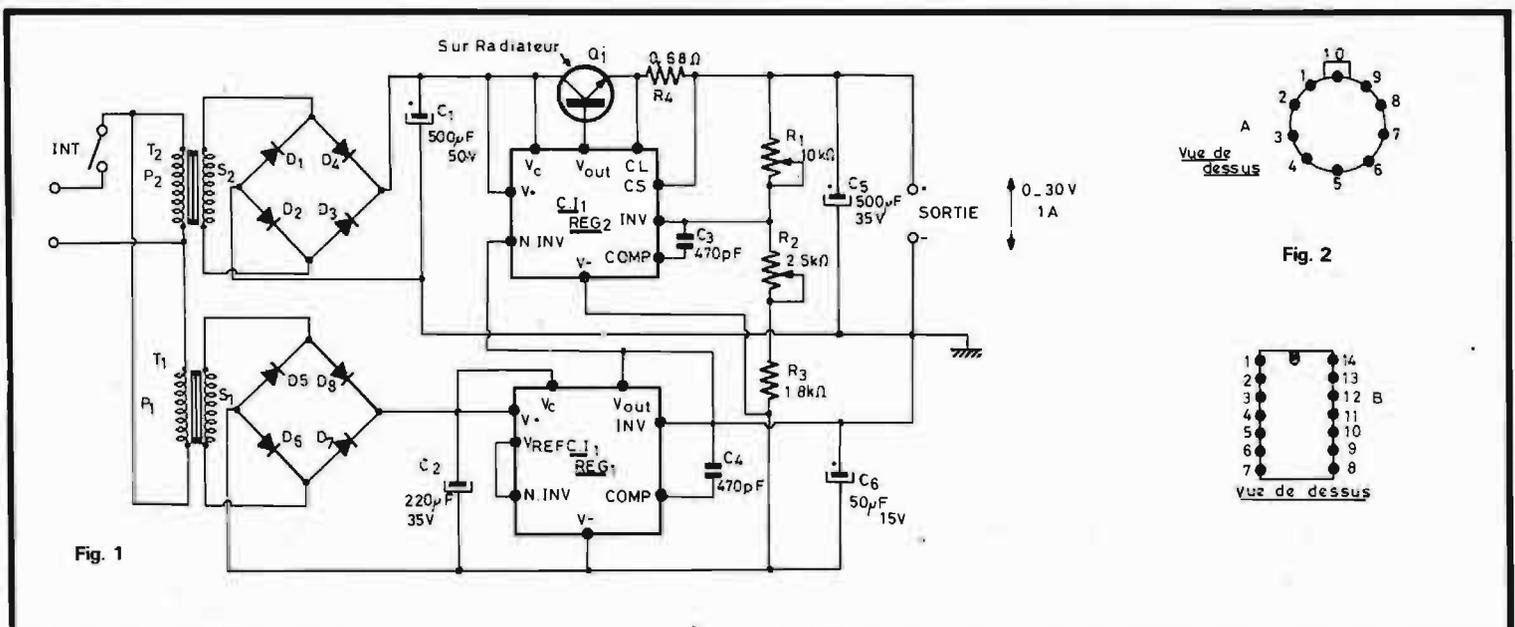
duire la tension de référence. Si cette tension est réduite jusqu'à 2 V, une bonne régulation ne peut être maintenue.

Dans le montage proposé et représenté par le schéma de la figure 1, le régulateur 1 produit la tension de polarisation du régulateur 2. Ce dernier peut alors fonctionner avec masse commune. La tension régulée la plus faible est proche de zéro volt à la place de la tension de référence du régulateur 2.

Le régulateur 1 fournit une polarisation de -7 V au point V- du régulateur 2. Comme l'entrée non inverseuse de CI-2 est connectée à la masse, la tension de référence est +7 V par rapport au point V-.

Sur R_2 et R_3 , on peut obtenir une chute de tension de 7 V. Lorsque R_1 est réglée au minimum de sa valeur, la tension de sortie de ce circuit est égale à la tension de référence.

Si cette tension de sortie est mesurée, par rapport au point V- du régulateur 2, elle sera de 7 V et si elle est mesurée par rapport à la masse, elle sera nulle.



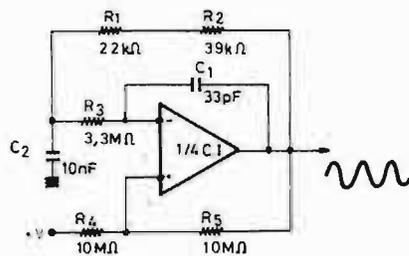


Fig. 3

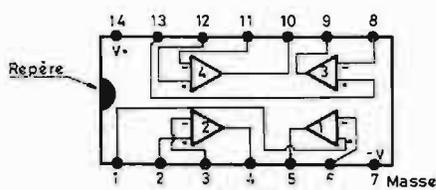


Fig. 5

C.I.
Vu de dessus

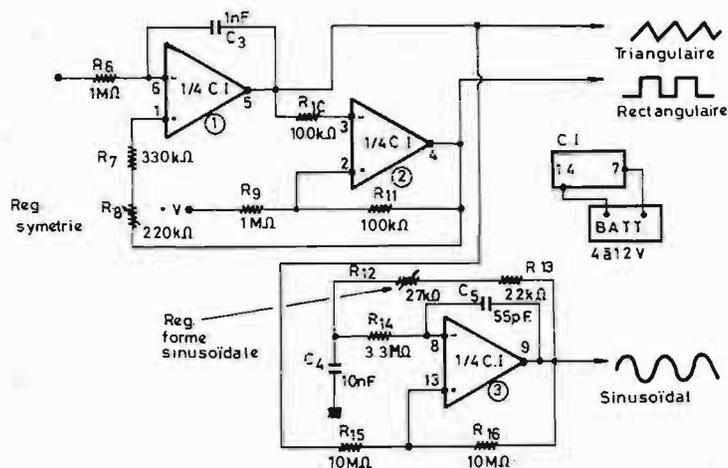


Fig. 4

Le maximum de tension pouvant être obtenu à la sortie est déterminé par la valeur de R_2 . Avec les valeurs des composants du schéma, on peut régler la tension de sortie de 16 à 39 V, mais les tensions au-dessus de 30 V ne seront pas régulées, car on a utilisé un transformateur T_2 à secondaire de 24 V. La tension de sortie est égale à :

$$V_{out} = R_1 \cdot V_B (R_2 + R_3)$$

relation dans laquelle, V_B est la valeur absolue de la tension de polarisation, celle-ci étant, dans le cas présent, de 7 V. On notera que le régulateur 1 de polarisation, donne un courant de polarisation de 12 mA maximum.

Dans certains cas difficiles toutefois, il se peut que ce courant doive atteindre 40 mA. Pour obtenir ce résultat, le secondaire de T_1 donne 12 V sous 300 mA.

La résistance R_4 en série avec Q_1 fonctionne comme limiteuse de courant. Elle doit être de 1 W au moins.

Bien suivre les indications de branchement des deux CI $\mu A 723$. Dans le cas du CI de Fairchild, il y a deux formes de boîtiers, le boîtier cylindrique à 10 fils et le boîtier rectangulaire à 14 broches. La figure 2 donne le brochage de ces boîtiers. En (A) le boîtier cylindrique et en (B) le boîtier rectangulaire, tous deux vus de dessus, c'est-à-dire de la face opposée à celle d'où sortent les fils ou les broches.

Pour le boîtier circulaire, le brochage est le suivant : 1 = CS, 2 = entrée inverseuse (INV); 3 = entrée non inverseuse (NINV); V_{REF} ; 5 = V-; 6 =

OUT (sortie, V_{OUT}); 7 = V_c ; = V; 9 = FC (compensation de fréquence COMP. 10 = limit. de courant).

Les fils 1 et 9 ne sont pas branchés dans ce montage. Les broches du boîtier rectangulaire correspondent aux indications suivantes de branchement : 1, 8, 14 : NON CONNECTEES; 2 = CL; 3 = CS; 4 = entrée inverseuse; 5 = entrée non inverseuse; 6 = V_{REF} ; 7 = V-; 9 = V_z ; 10 = V_{OUT} ; 12 = V; 13 = compensation de fréquence (COMP).

En utilisant ce CI, ne pas brancher les broches 1, 8, 14, 2, 3, 9. Restent à brancher, aussi bien pour CI-1 que pour CI-2, les neuf broches indiquées sur le schéma de la figure 1.

GENERATEUR DE FONCTION ECONOMIQUE

Comme une application du circuit intégré LM3900 de National, contenant quatre amplificateurs opérationnels type Norton, voici à la figure 3, un schéma de générateur sinusoïdal et à la figure 4 un schéma de générateur de trois fonctions à sorties indépendantes donnant des signaux triangulaires, rectangulaires et sinusoïdaux, à la même fréquence.

Ces montages ont été étudiés et proposés par P. Vicék, de la société Orbit Control de Cheltenham (Angleterre). Ils ont été publiés dans Electronics du 16 mai 1974.

Ce qui est partiellement intéressant, en plus des performances

du dispositif, est son prix de revient très bas. Le générateur de fonctions de la figure 4 coûte moins de 3 dollars aux U.S.A. (15 F), probablement un peu plus en France.

Tous les éléments de ce montage sont en vente en France, y compris le LM3900.

Tout le montage est réalisable sur une platine imprimée, qui peut être réduite à un carré de 40 x 40 mm.

ANALYSE DES SCHEMAS

Considérons d'abord le générateur sinusoïdal de la figure 3. Lorsque la résistance R_1 et le condensateur C_1 sont enlevés, le générateur donne des signaux rectangulaires.

La résistance R_1 sert à adapter les constantes de temps du circuit et permet de régler la forme du signal de sortie pour réduire la distorsion jusqu'au minimum possible.

De la même manière, un signal triangulaire peut être obtenu avec un montage comme celui de la figure 4, utilisant un élément du CI proposé. Dans ce cas, les deux autres signaux sont déduits du signal triangulaire, avec deux autres sections du CI.

Le montage de la figure 4 n'utilise, par conséquent, que trois sections du LM3900.

Remarquons que chaque section comporte une entrée non inverseuse désignée par +, une entrée inverseuse désignée par - (rien de commun avec le + et - de l'alimentation) et une sortie S. Ne sont pas indiqués sur les schémas les points + et - d'alimentation.

Deux réglages sont prévus : R_8 = réglage de symétrie et R_{12} = réglage de la forme « sinusoïdale ».

Le montage, tel qu'il est conçu, fonctionne à la fréquence de 700 Hz environ.

On pourra utiliser la quatrième section, disponible, comme amplificateur intermédiaire - séparateur, entre une des sorties de signaux et l'appareil ou dispositif destiné à recevoir le signal choisi.

Voici à la figure 5 le brochage du LM3900 National.

Le boîtier est à 14 broches de formes habituelles. Le + alimentation est au point 14 et le - alimentation et la masse au point 7. Si l'on utilise les sections (1), (2) et (3) comme indiqué sur le schéma de la figure 4, on pourra réaliser le montage en tenant compte des numéros des broches indiquées sur ce schéma. Les valeurs des éléments figurent directement sur le schéma.

LE TBA 820 EN BF

Le circuit intégré TBA 820 de ATE-SGS présente l'avantage de fournir une puissance de 2 W avec une alimentation de 12 V seulement. Il ne nécessite aucun semi-conducteur extérieur, ni à l'entrée ni à la sortie, pour remplir toutes les fonctions d'un amplificateur dont la sensibilité est définie par une tension d'entrée de 16 à 60 mV pour une puissance de sortie de 1,2 W à 1kHz et avec une alimentation de 9 V. La puis-

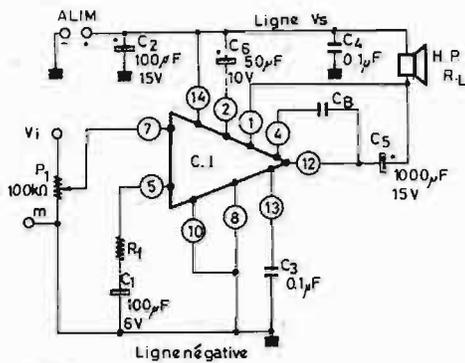


Fig. 6

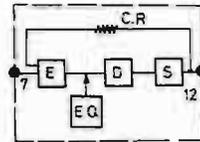


Fig. 7

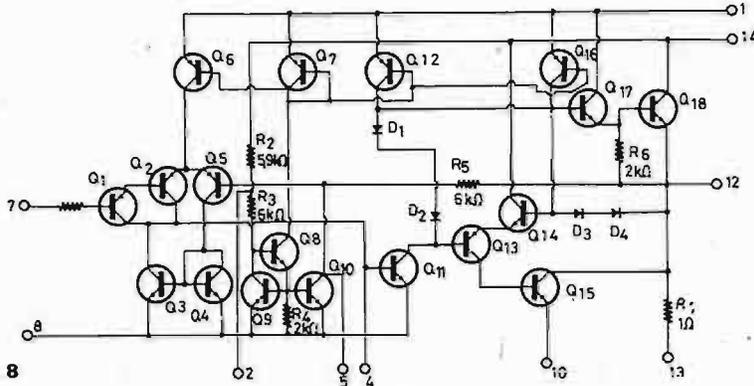


Fig. 8

sance modérée du TBA 820 rend ce CI intéressant dans un montage stéréophonique à deux ou quatre canaux. Dans le cas de quatre canaux, la puissance totale sera de 8 W sur 12 V, ce qui est plus que suffisant dans un appartement. Dans le cas de la stéréo à deux canaux, la puissance de 4 W convient également pour des auditions d'appartement. Comme amplificateur monophonique, le TBA sera tout indiqué dans les radioreceptions AM, dans l'étage son-TV, dans les appareils radio en BF sur automobile.

Nous donnerons ici des renseignements détaillés sur ce circuit intégré, en raison de ses multiples possibilités d'adaptation aux exigences de la technique radio-TV - BF actuelle.

On pourra utiliser également ce CI dans les magnétophones. Son alimentation pourra être faite aussi bien sur secteur, la plus économique, que sur piles, en raison de sa consommation modérée.

Puissance

Celle-ci dépend de la tension d'alimentation et de la charge de sortie, qui, dans les applications usuelles en BF, radio et son-TV, est le haut-parleur de 4 ou 8 Ω.

Voici les puissances de sortie

en fonction de V_{AL} et la charge Z_s :

TABLEAU 1		
Tension (V)	Charge (Ω)	Puissance (W)
12	8	2
9	4	1,6
9	8	1,2
6	4	0,75
3,5	4	0,22

Ce tableau permet aussi de voir, que même avec une tension de 3,5 V, on peut encore obtenir une puissance de 0,22 W. Toutes ces puissances correspondent à une distorsion de 10 %. L'économie de consommation est due au rendement qui est de 70 % à la puissance maximum admissible, autrement dit, si l'on pousse la puissance jusqu'à 2 W, la puissance consommée est de l'ordre de 2,8 W. La distorsion d'intermodulation est réduite : < 1 % lorsque la puissance ne dépasse pas 1 W.

Le TBA 810 est interchangeable avec le TAA 611 de ATES-SGS.

SCHEMAS THEORIQUES

Plusieurs schémas, étudiés par ATES-SGS, sont proposés. Ils présentent entre eux de nombreuses analogies. On notera que l'on a aussi la possibilité de choisir entre le branchement à la masse (- alimentation) et + alimentation, de l'une des bornes du haut-parleur.

Voici à la figure 6, un premier montage avec HP au +. On voit immédiatement que le nombre des composants extérieurs est remarquablement réduit : six condensateurs, une seule résistance R_f et un potentiomètre P_1 de réglage de volume.

À la figure 7, on donne le schéma simplifié du montage intérieur de ce circuit intégré. On y trouve un étage d'entrée accessible au point 7, un étage de sortie et un (driver), un étage de sortie et un étage d'équilibrage. Le signal de sortie est obtenu au point 12. Il y a une contre-réaction entre la sortie et l'entrée inverseuse de l'étage d'entrée.

Revenons à la figure 6. Le signal d'entrée provenant du dispo-

sitif générateur choisi (radio, son-TV, PU, tête de magnétophone) est appliqué à P_1 , entre le point V_i et m (masse). Le potentiomètre P_1 permet de doser le signal appliqué à l'entrée, point 7.

L'étage d'entrée comprend un circuit Darlington à deux transistors. De ce fait, sa résistance d'entrée est élevée. Le couplage direct au générateur est donc possible. On peut voir sur la figure 8, le détail des dispositifs intérieurs de ce circuit intégré.

L'étage d'équilibrage automatique, est entièrement à l'intérieur du circuit intégré. Il comporte les transistors Q_8 , Q_9 et Q_{10} . Sa fonction est de fixer à $V_s/2$ la tension continue de sortie quelle que soit la valeur de V_s (tension d'alimentation) lorsque celle-ci varie entre 3,5 V et 16 V (maximum à ne pas dépasser).

Grâce à ce dispositif, l'excursion des demi-signaux positifs et négatifs est symétrique permettant ainsi l'obtention du maximum de puissance sans distorsion.

L'étage « driver » (de commande) est réalisé avec le transistor Q_{11} . Le gain n'est limité que par l'impédance d'entrée de l'étage de sortie. Comme charge de collecteur, on a utilisé Q_{12} , générateur de courant. Ce genre de charge diminue l'effet de la variation de la tension d'alimentation sur le courant de repos de l'étage final.

L'étage de sortie comprend les transistors Q_{17} - Q_{18} et Q_{13} - Q_{15} , fonctionnant comme amplificateur de sortie quasi-complémentaire, classe AB.

Pour obtenir des alternances élevées, on a utilisé le montage « bootstrap » à la base et au collecteur du transistor Q_{17} .

De cette façon, les pertes de saturation sont limitées à la tension de saturation, $V_{CE(SAT)}$ de Q_{18} .

Le même dispositif est appliqué à Q_{13} par D_3 , D_4 et Q_{14} .

ANALYSE DU SCHEMA DE LA FIGURE 6

L'entrée a été indiquée plus haut. Le négatif de l'alimentation et la masse sont aux points 10 et 8, réunis à la ligne négative. Le + alimentation est au point 14 et la sortie au point 12.

À la ligne négative, aboutit le circuit R_f - C_1 . La valeur de R_f détermine la sensibilité de l'amplificateur, autrement dit, la tension à

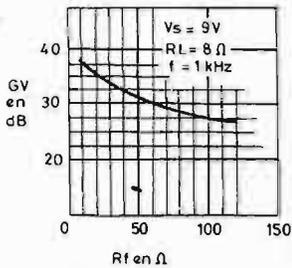


Fig. 9

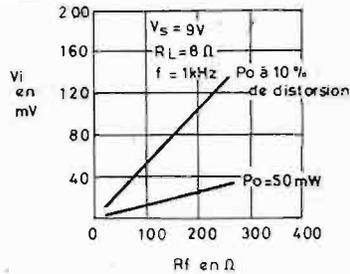


Fig. 10

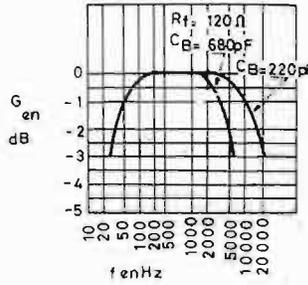


Fig. 11

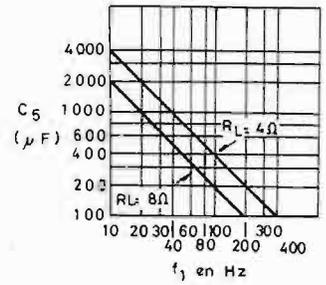


Fig. 12

appliquer à l'entrée pour obtenir la puissance de sortie exigée. En fait, R_f et C_1 constituent un circuit de contre-réaction. Plus R_f est grande, plus la contre-réaction est grande, donc le gain plus faible.

La figure 9 donne le gain de tension G_v exprimé en décibels (en ordonnées) en fonction de R_f en ohms (en abscisses). Ainsi, si l'on désire un gain de tension de 30 dB, on obtient le point M qui correspond à $R_f = 60 \Omega$.

Au point 13, on trouve C_3 de 0,1 μF . Dans le circuit de la ligne positive, réunie au point 14, on trouve C_2 et C_4 servant de condensateurs de découplage et C_6 , facultatif, entre + et le point 2. A la sortie, point 12, il y a un condensateur C_B vers le point 4, un condensateur C_5 de 1000 μF 15 V vers le HP et le point 1. Le haut-parleur est connecté entre la ligne + et le point 1.

LE REGLAGE DE GAIN

On l'a réalisé avec P_1 de 100 k Ω . Il n'est pas obligatoire de prévoir un potentiomètre en cet emplacement si l'ensemble des diverses parties de l'appareil complet comprend un VC en un autre endroit. Par contre, il faut qu'il y ait entre le point d'entrée 7 et la ligne de masse, une résistance. Celle-ci peut être choisie, selon les applications, entre quelques centai-

nes d'ohms et quelques centaines de kilohms. Le choix du gain de l'amplificateur détermine la valeur de R_f . Voici comment calculer R_f . On utilise la formule :

$$G_v = 1 + \frac{6000}{R_f}$$

avec G_v évalué en rapport de tensions et R_f en ohms.

Exemple : $R_f = 100 \Omega$, $G_v = 61$ fois. A noter, toutefois, que la valeur la plus grande de R_f doit tenir compte de la tension de saturation d'entrée. Cette tension est déterminée par :

$$V_i \text{ max} = 220 \text{ mV environ}$$

De ce fait, les valeurs les plus élevées de R_f sont :

$$R_f = 390 \Omega \text{ si } V_s = 9 \text{ V}$$

$$R_f = 270 \Omega \text{ si } V_s = 12 \text{ V}$$

Voici, pour compléter les indications de la figure 9, les deux courbes de la figure 10 donnant directement la valeur de V_i , tension d'entrée, en fonction de R_f , pour deux cas : P_o correspondant à la distorsion de 10 % et $P_o = 50 \text{ mW}$.

D'autre part, on devra aussi veiller à ce que $R_f C_1$ soit supérieur au produit $R_L C_5$.

Dans le cas du montage de la figure 6, on a $T_L = 8 \Omega$ et $C_5 = 1000 \mu F$ ce qui donne un produit de 8000 μs . Il en résulte que, C_1 étant égal à 100 μF , on devra avoir :

$$R_f C_1 > 8000 \mu s$$

avec R_f en ohms et C_1 en μF . Il vient alors :

$$R_f > \frac{8000}{100} = 80 \Omega$$

LA COURBE DE REPONSE

On est, évidemment, intéressé par la courbe de réponse donnant le gain relatif en fonction de la fréquence. La figure 11 permet de voir que le gain est uniforme depuis $f = 100 \text{ Hz}$ jusqu'à $f = 2000 \text{ Hz}$ si $C_B = 680 \text{ pF}$ et jusqu'à $f = 5000 \text{ Hz}$ si $C_B = 220 \text{ pF}$. Le gain à -3 dB a, comme limites supérieures 6000 Hz environ et 20000 Hz environ pour les deux valeurs de C_B et comme limite inférieure 25 Hz.

On voit qu'il y a possibilité grâce au choix de C_B de limiter ou d'étendre la valeur de la fréquence la plus élevée de la bande. Ainsi, dans un récepteur auto, il y a intérêt à ce que les signaux à fréquences élevées soient atténués, ainsi que ceux à fréquences très basses pour diminuer les parasites.

La valeur de C_5 a également une influence sur la fréquence limite inférieure de la bande, que nous désignerons par f_1 . La valeur de la charge R_L modifie également f_1 en fonction de C_5 .

A la figure 12, on donne C_5 en μF en fonction de f_1 en Hz, pour deux valeurs de R_L , 8 Ω et 4 Ω .

Voici, également, à la figure 13, la dépendance entre C_B (en pF) et R_f (en ohms) pour trois valeurs de f_2 ; cette fréquence étant la limite supérieure de la bande passante.

Ainsi, si $f_2 = 10 \text{ kHz}$ et $C_B = 400 \text{ pF}$, on trouve $R_f = 100 \Omega$. Ces données sont valables avec $V_s = 9 \text{ V}$ et $R_L = 8 \Omega$.

LA DISTORSION

Une des caractéristiques les plus importantes d'un amplificateur BF est incontestablement la distorsion.

A la figure 14, la distorsion harmonique totale est donnée, en pourcentage, en fonction de la fréquence, pour deux valeurs de la puissance de sortie, 50 et 500 mW, avec $V_s = 9 \text{ V}$, $R_L = 8 \Omega$, $R_f = 120 \Omega$.

A $P_o = 500 \text{ mW}$, la distorsion harmonique totale se maintient vers 0,2 % entre 100 Hz et 10000 Hz et augmente au delà de ces limites.

Il en résulte que dans le cas d'une audition normale d'appartement, la puissance moyenne étant de l'ordre de 500 mW, les auditions seront à haute fidélité même si la tension d'alimentation est de 9 V seulement.

Une autre mesure a été effectuée pour obtenir les données nécessaires à l'établissement de la courbe de la figure 15 qui donne la distorsion harmonique totale

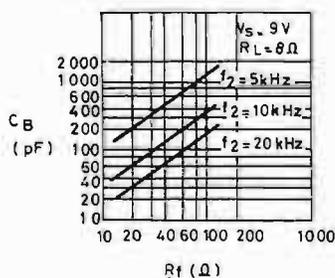


Fig. 13

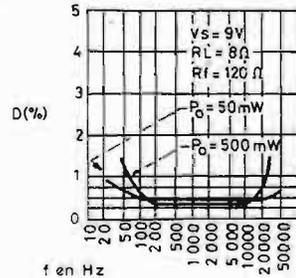


Fig. 14

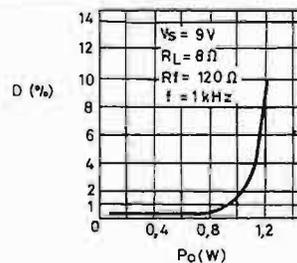


Fig. 15

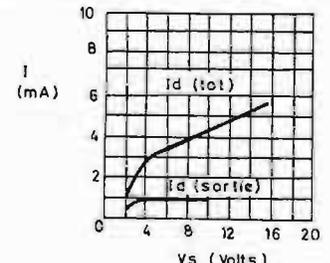


Fig. 16

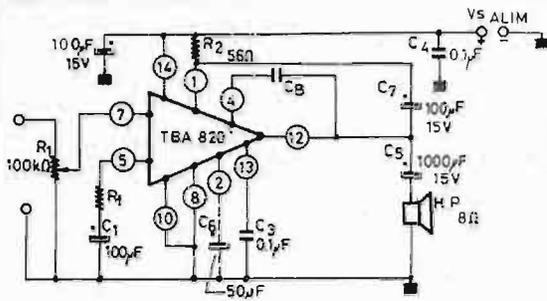


Fig. 17

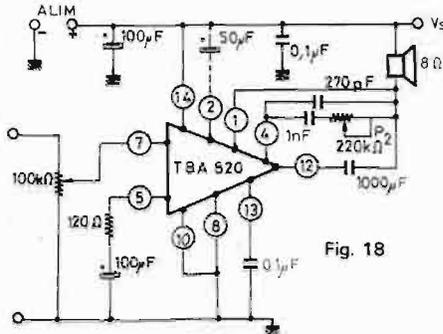


Fig. 18

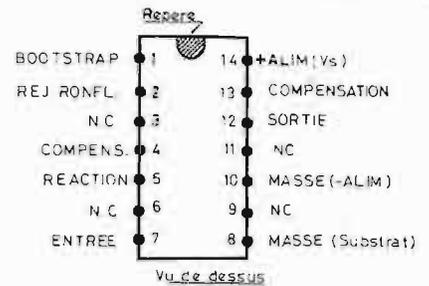


Fig. 19

en %, en fonction de la puissance de sortie, pour la fréquence du signal $f = 1 \text{ kHz}$. On peut voir, que jusqu'à $0,8 \text{ W}$ de puissance de sortie, la distorsion augmente rapidement pour atteindre 10% à $P_o = 1,2 \text{ W}$, avec $V_s = 9 \text{ V}$. Remarquons que si $V_s = 12 \text{ V}$, toutes les valeurs de la distorsion seront améliorées, la puissance de $1,2 \text{ W}$ pour $V_s = 9 \text{ V}$ étant remplacée, approximativement par $P_o = 2 \text{ W}$.

COURANT DE REPOS

Cette donnée doit être connue surtout si l'appareil fonctionne sur batterie. A la figure 16, on

donne deux courbes, l'une pour I_d total = courant de repos consommé par le circuit intégré et l'autre pour I_d sortie = courant de repos des transistors finals que l'on peut identifier sur la figure 8.

On voit que I consommé reste constant avec V_s , vers 1 mA par les transistors de sortie, avec des tensions d'alimentation depuis 3 V jusqu'à 16 V . Par contre, les autres transistors consomment d'autant plus que V_s augmente. De ce fait, I_d total passe de 1 mA à $5,5 \text{ mA}$ environ, lorsque V_s varie entre 3 V environ et 16 V environ.

Il va de soi que la consommation de courant sera beaucoup plus grande lorsqu'il y aura un signal à l'entrée.

VARIANTES DU SCHEMA THEORIQUE

Le schéma de la figure 6 peut être modifié, de nombreuses manières.

Voici d'abord à la figure 17, le montage avec HP ayant une de ses extrémités à la masse. Les valeurs des éléments sont égales à celles du montage de la figure 6. Il y a une deuxième résistance $R_2 = 56 \Omega$ entre le point 1 et V_s , ainsi que C_7 de $100 \mu\text{F}$ 15 V .

A la figure 18, on a modifié le schéma de la figure 6 en ajoutant un dispositif de tonalité par réaction sélective entre les points 4 et 1 du CI.

Lorsque P_2 est à zéro ohm (donc curseur vers le condensa-

teur de 1 nF) la courbe de réponse, vers les fréquences élevées, linéaire jusqu'à 1000 Hz , tombe rapidement : -2 dB à 3000 Hz , -4 dB à 5000 Hz , -8 dB à 10000 Hz .

Lorsque P_2 a la totalité de la résistance, $220 \text{ k}\Omega$, la courbe reste droite jusqu'à 4000 Hz pour tomber lentement : -1 dB à 10000 Hz , -3 dB à 20000 Hz .

D'autres circuits agissant sur la courbe de réponse seront analysés dans un prochain article.

Pour terminer, voici à la figure 19, le brochage du circuit TBA 820 en boîtier à 14 broches dont la longueur est de 20 mm maximum. Les broches sont à espacements alternés, facilitant ainsi le câblage

F. JUSTER

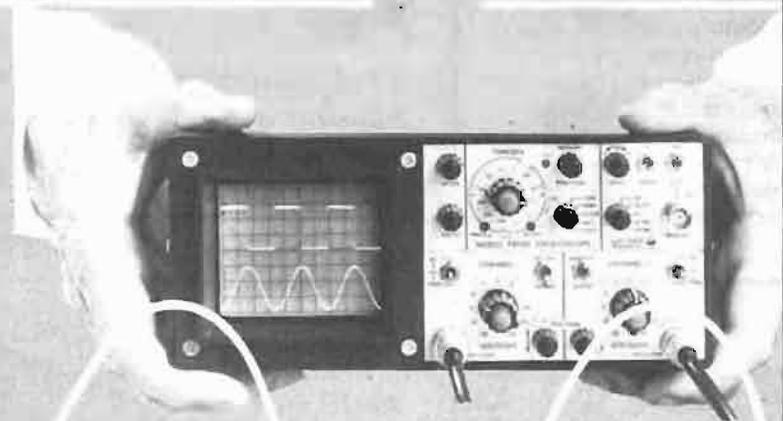
mini = MAXI

un vrai oscilloscope double trace "de poche"

mini poids : 4,3 kg
mini taille : 89 x 216 x 304 mm

MAXI-SERVICES

-  Bande passante : du continu à 20 MHz
Temps de montée : 18 ns
-  21 fréquences de balayage jusqu'à 100 ns/div.
Sensibilité : 10 mV/div.
-  Ligne à retard incorporée
Graticule à 8 x 10 div.
-  Alimentation batterie, alternatif ou continu
Indicateur de charge de batterie



Dans votre trousse d'outillage le

MINISCOPE U-DATA CORPORATION



60, rue de Javel
75015 PARIS
Tél. 577-95-70
Télex : 26073

eleexo

AG 0300/01/02/03/04/05/06/07/08/09/10/11/12/13/14/15/16/17/18/19/20/21/22/23/24/25/26/27/28/29/30/31/32/33/34/35/36/37/38/39/40/41/42/43/44/45/46/47/48/49/50

L'AMPLIFICATEUR



HEATHKIT AA 1214

NOUS avons sélectionné l'amplificateur Heathkit AA1214 dans la gamme HIFI de cette firme car il est de puissance moyenne, 2 x 20 W sur 4 Ω et offre un bon rapport qualité/prix, ce qui constitue un critère intéressant pour l'amateur. Le montage en est très facile, il n'y a que deux cartes circuit imprimé, le toron de câbles est fourni prêt à souder, l'opération complète ne dure que quelques heures.

CARACTERISTIQUES

Puissance de sortie maximale : 2 x 20 Weff sur 4 Ω ; 2 x 15 Weff sur 8 Ω ; 2 x 10 Weff sur 16 Ω .

Distorsion harmonique : à la puissance maximale, < 0,5 % de 20 Hz à 20 kHz.

Distorsion d'intermodulation : à la puissance maximale, < 0,5 % pour les fréquences de 60/6000 Hz en rapport 4/1.

Bande passante : ± 1 dB de 7 Hz à 100 kHz pour 1 W ; - 3 dB de 5 Hz à 30 kHz à la puissance maximale.

Correcteurs de tonalité : + 14-13 dB à 20 Hz ; + 14-15 dB à 20 kHz.

Entrées : PU magnétique, 2 mV/49 k Ω ; magnétophone, 190 mV/100 k Ω ; monitoring, 190 mV/100 k Ω ; auxiliaire et tuner, 190 mV/100 k Ω .

Rapport signal/bruit : PU, 60 dB ; magnétophone et autres entrées, 70 dB.

Séparation des canaux : PU, 55 dB, magnétophone, 55 dB.

Sorties : enceintes 4-16 Ω ; enregistrement magnétique, 400 mV/50 Ω ; casque.

Alimentation : 110-220 V 50-60 Hz, consommation maximale 100 W.

Encombrement : 330 x 100 x 300 mm, pour un poids de 4,1 kg.

PRESENTATION

Selon la formule chère à Heathkit, dans un coffret on peut loger soit l'amplificateur AA1214 soit le tuner AJ1214. Un coffret de dimensions plus importantes reçoit les deux appareils, dénommés amplituner AR1214. La présentation de l'amplificateur est assez terne, la face avant est constituée par un large bandeau noir sur lequel sont disposés les potenti-

mètres des correcteurs de tonalité, de balance et de volume. Un simple profilé en alliage léger sépare ce bandeau de la partie où sont disposées les touches mettant en œuvre les diverses commutations, et la prise casque.

Les raccordements sont sur bornes à visser pour les enceintes, et sur six paires de prises Cinch pour les entrées/sorties à bas niveau. Le panneau arrière comporte en outre deux prises réseau dont l'une est commandée par l'arrêt/marche de l'amplificateur, d'une puissance unitaire de 350 W, pour les autres maillons de la chaîne.

Les divers circuits sont d'une grande accessibilité. La carte principale groupe l'ensemble de ceux-ci, à part ceux des correcteurs de tonalité, disposés au-dessus des potentiomètres.

Un réglage de niveau ajustable est prévu pour l'entrée PU, permettant l'équilibrage des deux voies et l'adaptation lors de l'échange éventuel de la cellule de lecture.

Les sorties enregistrement magnétique sont équipées de préamplificateurs distincts, portant le niveau du signal à une valeur élevée, avec un bon rapport signal sur bruit, conditions nécessaires

pour réaliser de bons enregistrements.

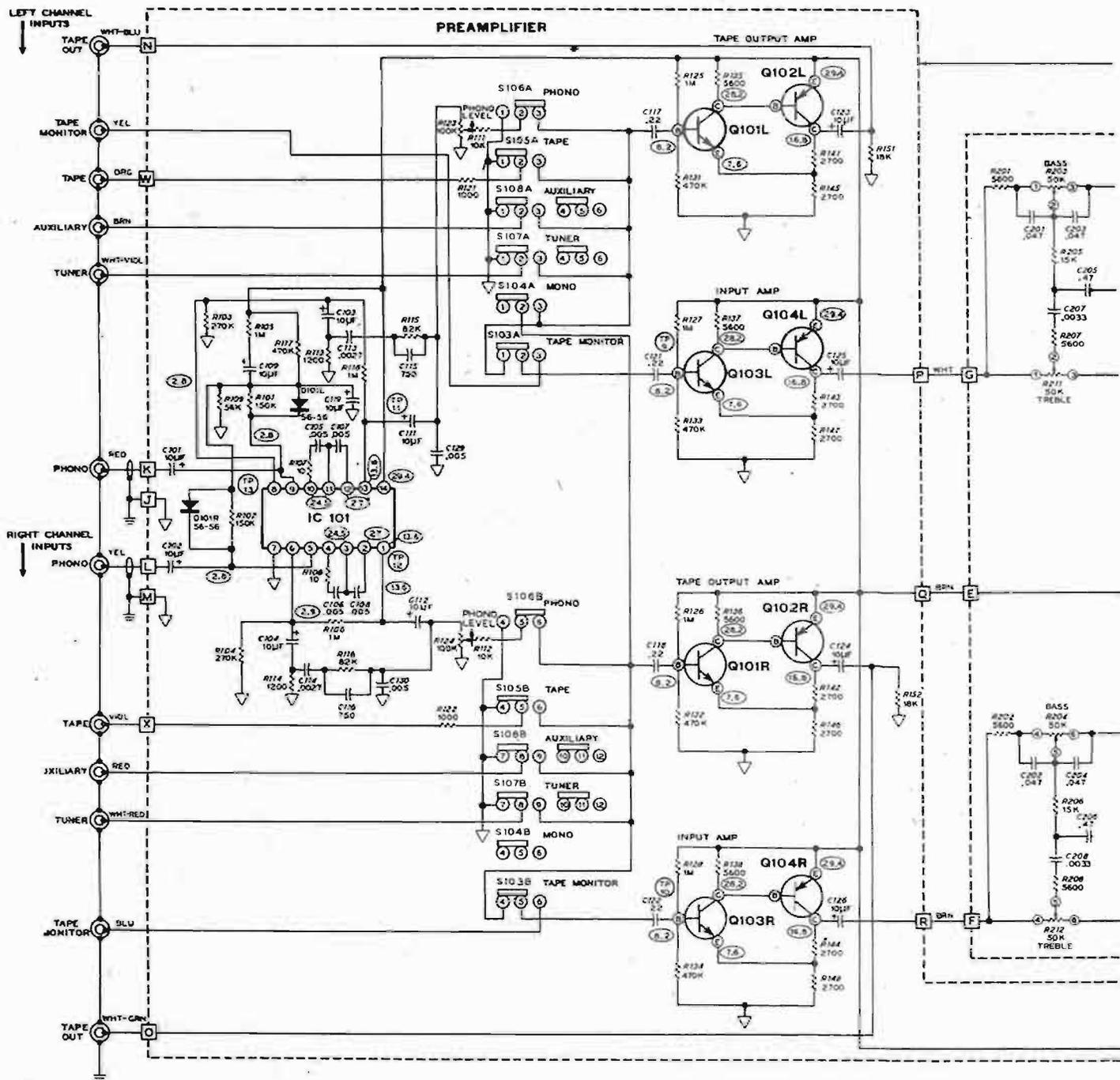
Le préamplificateur RIAA est équipé d'un circuit intégré, sa courbe de correction est dans les limites préconisées permettant d'assurer une reproduction linéaire.

Les amplificateurs de puissance sont à liaison continue avec entrée différentielle, leur protection est assurée à l'aide de fusibles.

EXAMEN DES CIRCUITS (voir schéma général).

Les signaux issus de la cellule de lecture magnétique sont amplifiés par le circuit intégré IC₁₀₁ de type à faible bruit. La correction RIAA est assurée à l'aide du réseau R₁₀₃ - R₁₀₅ - R₁₁₃ - R₁₁₅ et C₁₁₅ - C₁₀₃ - C₁₁₃, alors que C₁₀₅ - C₁₀₇ - R₁₀₇ forment un réseau de compensation. Le circuit IC₁₀₁ reste constamment alimenté, seule sa sortie est commutée, les potentiomètres R₁₂₃ - R₁₂₄ ajustant les niveaux de sortie avant l'entrée sur les étages suivants.

Les divers signaux provenant des autres entrées sont commutés avant d'être appliqués simultanément sur l'amplificateur d'entrée et l'amplificateur d'enregistre-



ment. Le premier est constitué par deux étages à liaison continue, Q_{103L} , Q_{104L} (voie de gauche en haut) en montage complémentaire contre réactionné. Cette disposition permet d'obtenir une impédance d'entrée élevée, une bonne stabilité en continu, avec un

gain constant, et une grande linéarité en présence de signaux de niveau élevé tout en conservant un bon rapport signal/bruit et une faible impédance de sortie.

L'amplificateur d'enregistrement est identique, il emploie les transistors Q_{101L} , Q_{102L} . Sa sortie

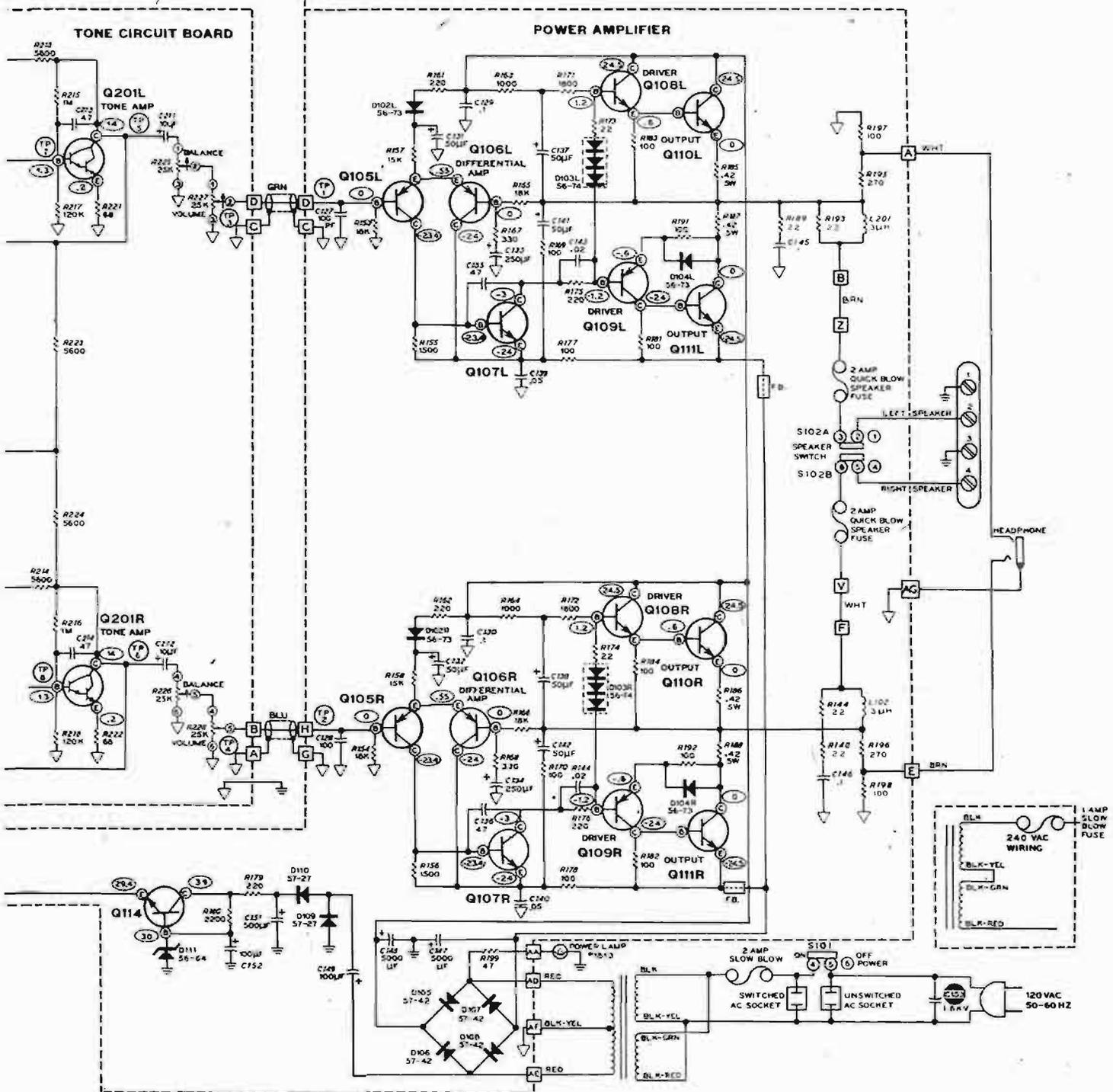
est couplée via le condensateur C_{123} au connecteur de la sortie enregistrément.

Lorsqu'un magnétophone à 3 têtes est utilisé, la troisième tête est reliée à la prise « tape monitor », et à l'aide de la touche monitoring, on peut commuter sur la

base de Q_{103L} , le signal de la source ou de la bande pour les comparer.

Les correcteurs de tonalité sont élaborés autour du transistor Darlington Q_{201L} . Le montage comporte deux boucles de contre-réaction pour les graves et les aigus, réagissant de façon sélective,

- AMPLIFIER CIRCUIT BOARD



pour amplifier ou atténuer la portion du spectre désirée..

Sur la sortie de Q_{201L}, les potentiomètres de balance et de volume sont disposés en cascade, contrôlant les signaux dirigés vers les amplificateurs de puissance.

L'entrée de ceux-ci comporte le montage différentiel maintenant bien connu de nos lecteurs. Ce montage permet de maintenir une tension continue très voisine de 0 volt en sortie, de façon à éviter la circulation d'un courant continu dans les bobines des haut-

parleurs employés.

Le signal est appliqué sur la base de Q_{105L}, une contre-réaction sur la base de Q_{106L}, à travers le réseau R₁₆₅ - R₁₆₇ - C₁₃₃. Toute variation de potentiel continu en sortie autour de zéro entraîne une modification de la tension base de

Q_{106L}, amenant une variation de son courant émetteur ; ce dernier étant couplé à Q_{105L} détermine une variation de ses conditions de travail, qui est répercutée via Q_{108L} - Q_{109L} - Q_{110L} - Q_{111L} et ramène le niveau de sortie continu à zéro.

Le signal collecteur de Q_{105L} est directement appliqué sur la base de Q_{107L}, le condensateur C₁₃₅ disposé entre base et collecteur limitant la réponse en fréquence de l'amplificateur. Celle-ci étant déjà très élevée, il est indispensable de se prémunir contre les accrochages toujours possibles au-dessus de 100 kHz.

La sortie collecteur de Q_{107L} attaque les drivers Q_{108L} - Q_{109L}, la diode D_{103L} et R₁₇₃ contrôlant leur polarisation. Le condensateur C₁₃₇ assure la saturation lors de la demi-alternance de Q_{108L}, de façon à ce qu'il soit excité à fond, C₁₄₁ remplit le même rôle vis-à-vis de Q_{109L}.

Les étages de sortie Q_{110L} - Q_{111L} sont du type quasicomplémentaires fonctionnant en classe AB stabilisés en continu par leur résistance d'émetteur, R₁₈₅ - R₁₈₇. En alternatif, un réseau permet de ne pas être influencé par la charge ou le régime à vide, il est constitué par la self sur tore L₂₀₁, R₁₉₃ - R₁₈₉ - C₁₄₁. La liaison vers l'enceinte est directe, avec protection par fusible rapide, le casque est alimenté sur un pont diviseur R₁₉₇ - R₁₉₅.

La section alimentation délivre ± 24,5 V à l'aide d'un redresseur en pont, pour les étages du bloc de puissance. Le filtrage est largement dimensionné, deux condensateurs de 5 000 µF sont employés.

Un doubleur de tension délivre une tension filtrée électroniquement pour l'alimentation des préamplificateurs, amplificateurs d'entrée, d'enregistrement et des circuits correcteurs de tonalité. Ces fonctions sont remplies par les diodes D₁₀₉ - D₁₁₀, et le régulateur Q₁₁₄ dont la tension base est stabilisée par la diode zener D₁₁₁, et assurent l'alimentation en 29,5 V continus.

MESURES

Les caractéristiques publiées sont tout à fait retrouvées lors de nos mesures.

La puissance maximale mesurée sur 4 Ω est de 2 x 23 Weff à 1 kHz sur 8 Ω, on note 2 x 16 Weff.

Pour ces puissances, la distorsion harmonique est de 0,14 % à 1 kHz, de 0,2 % à 10 Hz, de 0,3 % à 20 kHz.

Côté intermodulation, on note à 2 x 16 W/8 Ω pour 50/6000 Hz en rapport 4/1 0,35 %.

La réponse en fréquence est très linéaire, à la puissance maximale nous avons relevé - 1 dB de 10 Hz à 32 kHz.

La correction RIAA est bonne, l'écart maximal est de +1 - 1,5 dB entre 30 Hz et 16 kHz.

L'efficacité des correcteurs de tonalité est un peu faible sur les graves, ± 13,5 dB à 20 Hz, de ± 15 dB à 20 kHz.

Les sensibilités des entrées sont conformes aux spécifications, pour 2,2 mV sur l'entrée PU on obtient la puissance maximale de sortie. Le rapport signal sur bruit de cette entrée est de 62 dB; le signal enregistrement magnétique atteint 0,45 V, sur une impédance de 50 Ω, ce qui permet de le véhiculer sans danger à distance.

Le facteur d'amortissement atteint 35 sur 8 Ω à 1 kHz.

CONCLUSION

Bien qu'aucun gadget n'agrémentent l'appareil, tel que correcteur physiologique ou filtres passe haut-passe bas, cet amplificateur n'est pénalisé en rien sur ses caractéristiques. Ces dernières sont toujours supérieures ou égales aux spécifications.

La réalisation du kit est à la portée d'une personne peu expérimentée, grâce à une notice très détaillée de 67 pages, le seul écueil étant constitué par les soudures qui devront être réalisées à l'aide d'un fer chaud de puissance voisine de 50 W.

A l'écoute on ne peut mettre l'appareil en défaut, il peut être associé à une bonne platine tourne-disque et à des enceintes de qualité.

J.B.

Photo-ciné-son

J. Muller

14 et 17, rue des Plantes, 75014 Paris - Métro Alésia
(vente au n° 17) Tél. : 306-93-65
Magasins fermés le lundi C.C.P. Paris 4638.33

Ouvert du mardi au vendredi 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

KIT PRAKTICA LTL

Il comprend :
1 LTL avec objectif DOMIPLAN 2,8/50 mm.
1 Télé-objectif 2,8/135 mm ORESTOR. Présélection automatique.
1 Sac fourre-tout.
1 Pellicule couleur.
L'ensemble **1240 F**

LE « KIT PRESTIGE » DU CINEASTE AMATEUR

Matériel de très haute qualité, comprenant 11 pièces.

- 1 PROJECTEUR POWER 8 et S8, marche AV. et ARR., arrêt sur image, changement autom., zoom 1,5 de 20 à 32 mm, 110/240 V Lampe dichroïc 12 V/100 W.
 - 1 CAMERA ZEISS IKON M 803, Super 8, avec objectif Vario-Sonnar 1,9 de 12 à 30 mm. La caméra seule (fco 685) 875 F
 - 1 FILM COULEUR S8.
 - 1 FILM à projeter noir et blanc, de 15 mètres.
 - 1 ECRAN 1 m x 1 m, perté, sur trépied.
 - 1 TORCHE 1000 W • 4 PILES.
 - TABLE DE PROJECTION • 1 ETUI.
 - 1 MANUEL « La pratique du S8 ».
 - 1 SAC pour projecteur, skaï noir.
- AU COMPTANT : **1475 F**
+ participation aux frais de port S.N.C.F. (3 colis) 45 F

A LIQUIDER !

NEUFS - GARANTIS 1 AN

200/6 x 6 REFLEX mono-objectif, comprenant : 1 Pantacon 6 TL + 1 capuchon de visée + 1 dépoli uni + 1 objectif Zeiss Iéná T B.N. 2,8/80.
L'ensemble : **1.821 F** (fco 1.836)

OFFRE SPECIALE PAPIER PHOTO NEUF (NON PERIME) MARQUE « ORWO »

Qualité	Format	N. feuilles	Doux	Spécial	Normal	Dur	Extra-Dur	Prix
Blanc brillant support mince B 1	13 x 18	25	////					4,40
		100	////	////	////	////	////	
	18 x 24	25	////					8,80
		100	////	////	////	////	////	24,20
	24 x 30	10	////					5,50
		50	////	////	////	////	////	22,00
30 x 40	10	////					8,80	
	50	////	////	////	////	////	37,40	

Expédition à partir de 100 F. Joindre 50 % à la commande. Solde c/rembt majoré des frais de port.

Nota. — Si une graduation n'est plus disponible nous nous réservons le droit de la remplacer par la graduation la plus proche. Le signe // signifie : graduation non disponible.

PROJECTEURS CINE SUPER

- Silma 112 S/8 690,00
 - » 111 bi-format 760,00
 - Magnon DLS 800,00
- Projecteurs sonores enreg. lecture :
- Silma S.222 S/8 1 575,00
 - » Bi vox 8 et S/8 1 990,00
 - Rollei P 84 T 1 250,00
 - Heurtier P 6 24 bi 950,00
 - base sonore complète 1 540,00
 - Muray IS 2000 1 480,00
 - Eumig 706 S/8 (soldé) 1 200,00
 - Fuji SH 1 2 300,00
 - Elmo ST 1200 optiq. et magnét. 3 500,00
- Lecture magnétique seule :
- Sonozoom compact 583,00
 - Sonozoom 50 761,00
 - Sonozoom 75 869,00
- Port 30,00
- Projecteurs 16 mm sonore optique et magnétique, enregt-lecture :
- Eiki STM 7 326,00
 - Elmo 16 AR 8 375,00
- démonstration dans notre salle de projection.

AGRANDISSEURS

- Durst M 301 490,00
 - » F 60 560,00
 - » S 601 1 100,00
 - King 24 x 36 - 6 x 6 SO 745,00
 - Krokuss 3 color 10 x 15 au 6 x 9 avec objectif 590,00
 - Axomat II CPL 24 x 36 obj. 4,5/50 420,00
 - Dunco 6 x 6 3,5/75 340,00
 - UAP 5 24 x 36 235,00
 - UAP 6 24 x 36 370,00
 - Agent Ahei-Prix, etc. - Port en sus 25,00
- Projecteur diapo :
- Rollei P35 auto 390,00
 - Rollei auto focus 570,00
 - Liesegang A 30 S garanti 2 ans 460,00
 - Promotion : Malik 302 semi-auto. Liesegang A 31 S garanti 2 ans 260,00
- Zoom auto monture YS :
- 4,5 70/230 mm 830,00
 - 3,6 85/205 mm 890,00

- Cellule Cds MINOLTA .. 64 F
- MINOLTA « Himatic 5 », 24 x 36 automatique... 396 F
- MINOLTA « Autopack 550 », 126 auto (avec étui) .. 270 F
- OBJECTIFS ROKKOR d'origine, pour MINOLTA SRT 101, du 18 au 300 mm. Prix très intéressants. Voir sur place.
- APPAREILS 24 x 36
- PROMOTION YASHICA « TL ELECTRO », Prix avec objectif 1,7/50 et sac **1 350 F**
- MIRANDA « RE » 1,8/50 1.350 F
- MIRANDA « SENSOREX II » 1,8/50 1.490 F
- MIRANDA « SENSOREX EE » 1,8/50 1.975 F
- APPAREILS 6 x 6 (avec sac)
- PROMOTION YASHICA « D » 6 x 6. Prix... **560 F**
- YASHICA « MAT 124 G » .. 970 F
- SEAGULL « Pearl River » .. 250 F
- SEAGULL « 4 » 340 F
- SEAGULL « 4 A » à manivelle. Prix 480 F

DIAPPOSITIVES « ORWO »

(prix développement compris)
10 UT 18/20, pérempt. 4-74. **110 F**

- PROMOTION.
- ENSEMBLE STEREO COMPRENANT :
- 1 platine 110/220, 33-45 tours. Ampli transistorisé incorporé 2 x 8 W, 40 Hz à 18 kHz, capot plexiglas, réglages balance, graves, aigus, puissance. Prises magnétophone et tuner.
 - 2 enceintes acoustiques 350 x 240 x 125, ébénisterie finition noyer.
- GARANTIE 1 AN.
PRIX PROMOTIONNEL... **749 F**
En cadeau : 1 disque 45 tours.

CREDIT SOFINCO - Expéditions rapides contre mandat, C.C.P. 3 volets ou chèque bancaire - Contre remboursement (supplément 5 F).

la chaîne intégrée



PATHE - MARCONI MC 700

PRÉSENTÉE au festival du son 1974 et commercialisée depuis quelques mois, la chaîne MC700 se présente comme un ampli-tuner à cinq gammes d'ondes, que complète une platine tourne-disque Garrard SP25 Mk IV et une platine de magnétophone à cassette. L'ensemble est homogène et les divers maillons de cette chaîne sont de qualité déterminant le label HIFI.

L'appareil est doté d'un circuit de présélection par touches de sept stations, utilisables en AM ou en FM, ce qui constitue une nouveauté en France, le MC700 étant le premier appareil ainsi équipé. On peut donc au choix sélectionner FIP FM, Luxembourg, Europe, France-Inter et encore trois autres stations.

Le magnétocassette permet la lecture ou l'enregistrement sur bande normale ou au bioxyde de chrome ; un circuit ambiophonique est installé pour la reproduction en pseudoquadristéréo.

La conception de l'appareil est dictée par la répugnance de l'utilisateur à coupler divers éléments

plus ou moins disparates d'une chaîne ; ici ce souci est éliminé et par construction on dispose d'un ensemble homogène.

Les diverses combinaisons de fonctionnement de l'appareil offrent à l'utilisateur un choix étendu, en particulier le tuner est de la catégorie récepteur selon la formule allemande, ce qui ne limite pas son utilisation à l'écoute de la FM et des petites ondes.

CARACTERISTIQUES

Amplificateur :

Puissance maximale : 2 x 20 W eff sur 4 Ω .

Distorsion harmonique : < 0,7 % à 1 kHz.

Bande passante : 20 Hz-30 kHz à - 3 dB.

Circuit de correction physiologique commutable.

Ambiophonie : réglable.

Raccordements : magnétophone enregistrement lecture ; 2 paires d'enceintes 4 Ω ; casque 400 Ω ; microphone stéréo.

Platine tourne-disque : Type SP25 MK IV Garrard.

Entraînement : par galet sur le plateau.

Moteur : assynchrone synchronisé.

Trois vitesses : fonctionnement automatique ou manuel.

Cellule de lecture : Shure M 75 magnétique.

Platine magnétocassette stéréo : cassettes standard 4,75 cm/s, bandes oxyde de fer ou bioxyde de chrome.

Contrôle enregistrement : lecture par 2 vumètres.

Réglage du niveau : seulement à l'enregistrement.

Compteur 3 chiffres.

Récepteur : A cinq gammes d'ondes : GO, 148-275 kHz ; PO1, 515-1020 kHz ; PO2, 980-1630 kHz ; OC, 5,89-6,23 MHz (bande 49 m) ; FM, 87,5-104 MHz.

Présélection : sept touches, toutes affectables à l'AM ou à la FM, ou panaché AM-FM.

AFC : commutable.

Indication d'accord : galvanomètre à 0 central en FM, plus indicateur de champ AM-FM.

Antenne : cadre ferrite ou extérieure en AM, prise coaxiale TV 75 Ω en FM.

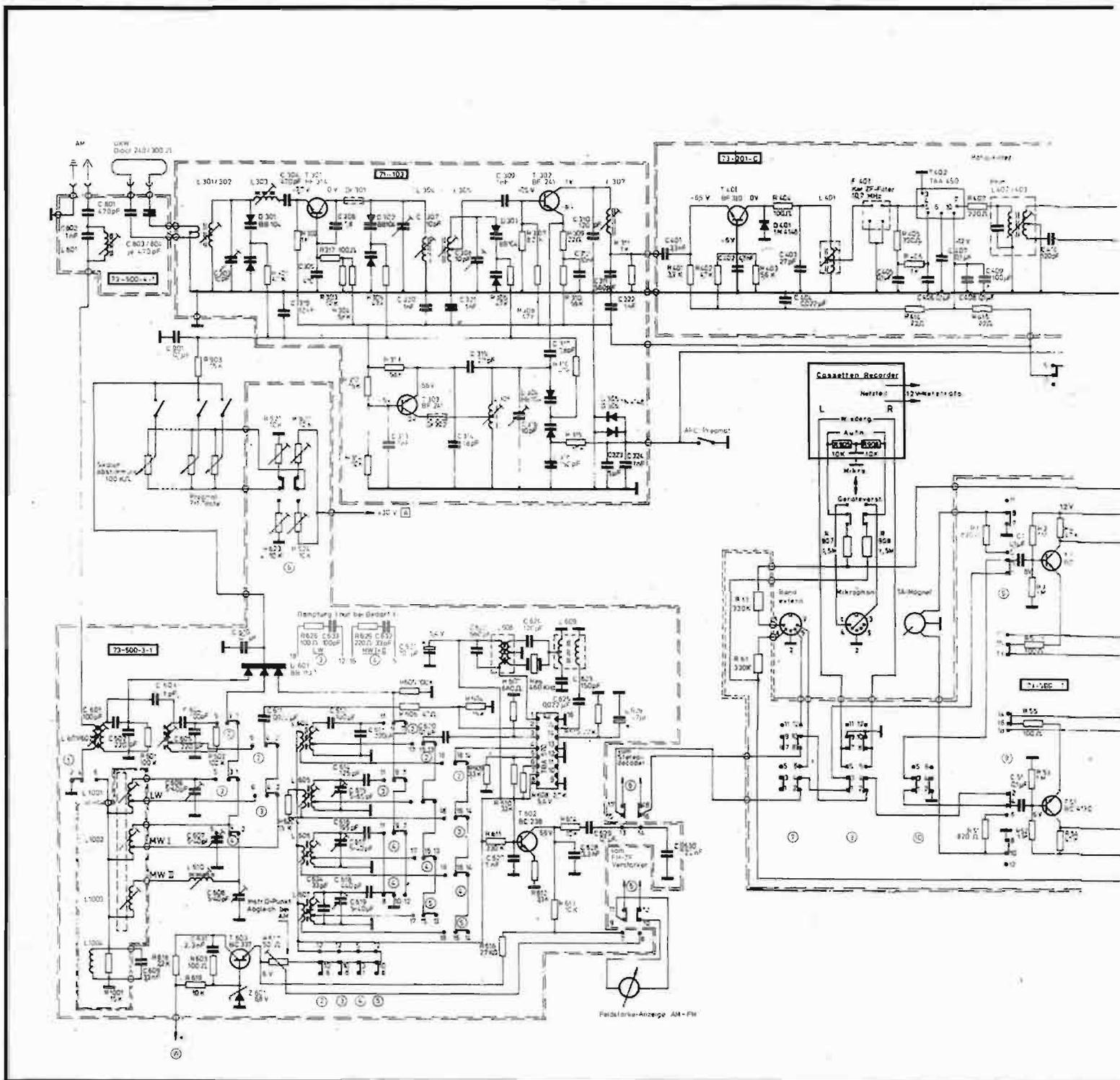
Alimentation : 110-220 V 50 Hz.

Encombrement : 640 x 340 x 210 (L x P x H) pour un poids de 14 kg.

PRESENTATION.

Le MC700 répond du point de vue dimensionnel à un encombrement réduit en égard aux sources multiples qu'il exploite. Un capot transparent dégonflable à position d'ouverture stable quel qu'en soit l'angle, protège les platines tourne-disque et magnétocassette. La face avant en aluminium brossé reçoit les commandes groupées par sections, leur disposition est claire et l'exploitation en est facilitée.

A gauche, entourés d'un liseré, les cinq potentiomètres à déplacement linéaire contrôlent le volume, la balance, les correcteurs de tonalité et le réglage par plots de l'ambiophonie.



Nous rencontrons ensuite le clavier à touches pour la présélection des stations en AM ou FM, avec la commande d'AFC, surmonté par les deux galvanomètres d'accord et le voyant stéréo.

Le cadran est de couleur bleu soutenu lorsqu'il est sous tension ; il ne comporte que les échelles, les gammes sont gravées sur le panneau avant, vis-à-vis de celles-ci.

Le clavier de sélection de gammes ou fonctions est installé sous le cadran, il comporte douze tou-

ches rondes, les prises casque et microphone stéréo lui font suite, elles sont raccordées sur embases DIN. La commande d'accord est à simple effet, sans dispositif gyroscopique.

A l'arrière de l'appareil, nous trouvons les prises DIN pour les deux paires d'enceintes et pour le magnétophone, les entrées antennes le répartiteur réseau et un fusible de protection.

La technique et la technologie dont a usé le constructeur sont bonnes. Les circuits du tuner sont

totallement séparés pour l'AM et la FM, nous sommes en présence de deux récepteurs distincts, dont l'accord est réalisé par diodes à capacité variable dans les deux cas, seule manière d'obtenir la présélection AM et FM.

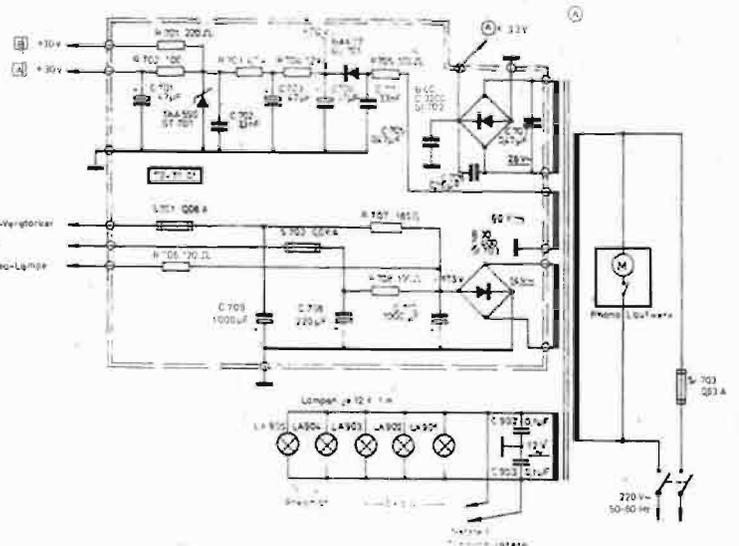
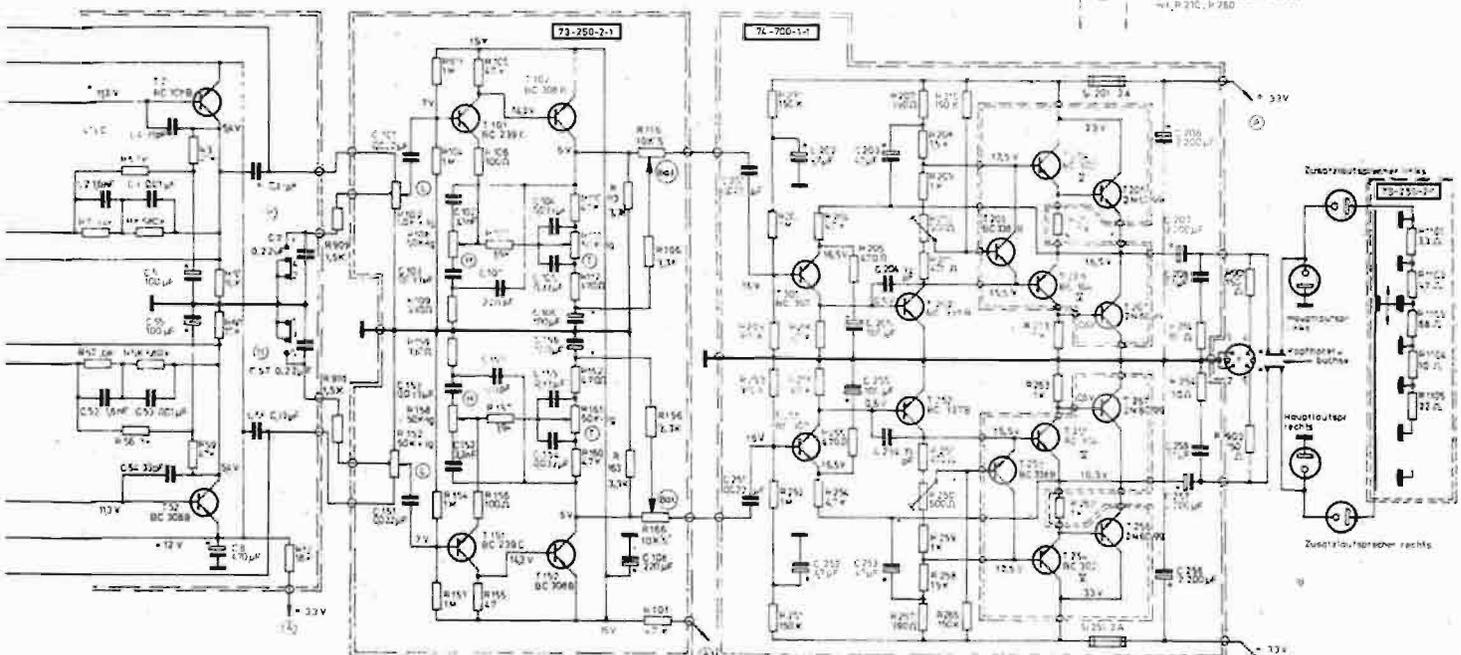
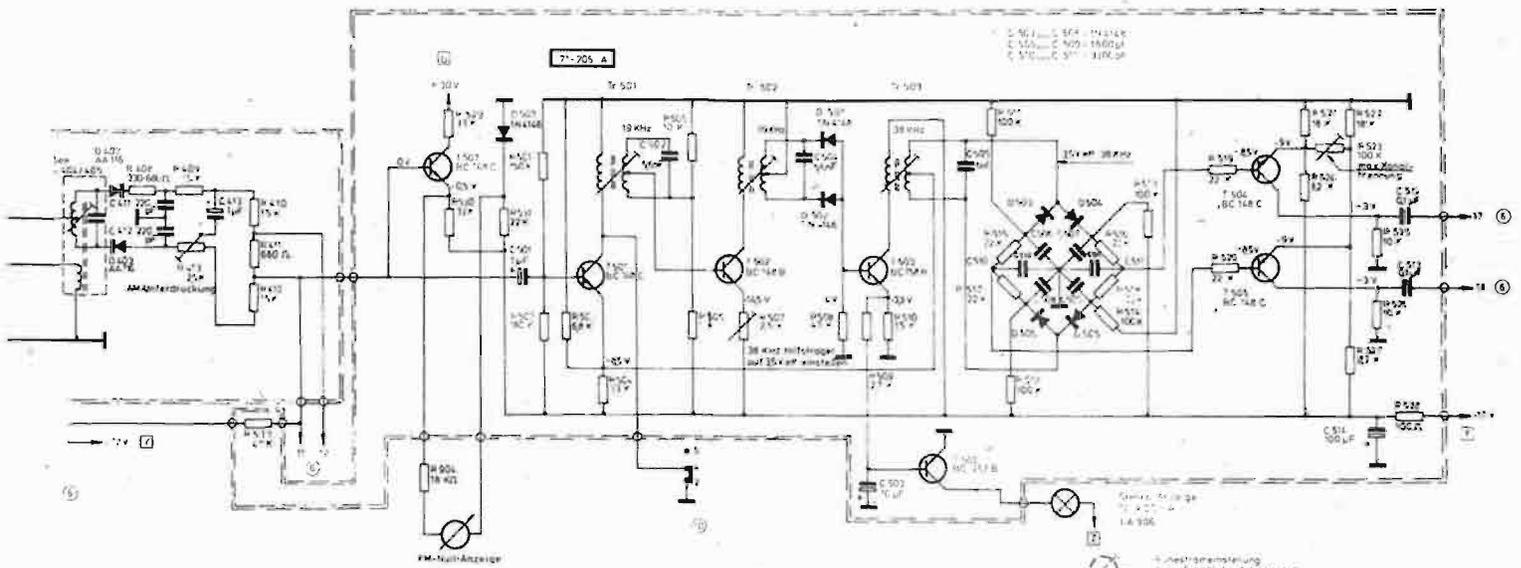
Les circuits sont d'une réalisation hybride, composants discrets + composants intégrés dans le tuner. L'amplificateur basse fréquence est classique, d'un type éprouvé ; le décodeur est réalisé en composants discrets.

Malgré l'importance du nom-

bre des circuits, la réalisation reste aérée, une judicieuse répartition des sous ensembles évite les interférences entre les divers circuits.

La platine n'appelle pas de remarque particulière, elle est d'un type que nous avons analysé à plusieurs reprises dans notre revue, ainsi que la cellule Shure M75.

Le magnétocassette est classique, sa particularité réside dans sa capacité à exploiter les cassettes au bioxyde de chrome. Il ne com-



porte pas de dispositif de réglage automatique de niveau à l'enregistrement, ces derniers ne sont généralisés d'emploi que sur les radiocassettes ou appareils portables. En effet ils peuvent introduire une distorsion harmonique non négligeable devant celle propre de l'amplificateur ($\ll 1\%$) ce qui peut dégrader la distorsion globale de l'ensemble de la chaîne. Le compteur est à trois chiffres, il donne une lecture bien centrée. Les vumètres sont de petite taille, mais leur lisibilité n'en est pas affectée.

ANALYSE DU SCHEMA

Tuner : En FM, contrairement à ce qui est indiqué sur le schéma, l'entrée antenne est sur 75 Ω , avec balun d'adaptation. La tête HF comporte trois étages, amplificateur accordé T₃₀₁ monté en base commune, avec accord sur son entrée et sur sa sortie, le mélangeur T₃₀₁ qui reçoit le signal sur son circuit accordé base, et le signal local sur l'émetteur, et l'oscillateur local T₃₀₃. Les diodes varicap sont alimentées à partir d'un circuit de stabilisation T₆₀₃-Z₆₀₁, à travers le potentiomètre d'accord ou les touches pré-réglées.

Les signaux FI sur 10,7 MHz entrent sur le transistor T₄₀₁, monté en base commune, puis via L₄₀₁ sont injectés dans le filtre céramique F₄₀₁. L'amplification finale FI est confiée à un circuit intégré TBA450, puis les signaux basse fréquence sont détectés et dirigés vers le décodeur.

Ce dernier est réalisé de façon classique à l'aide de composants discrets. Le signal pilote lorsque l'émission est en stéréo est amplifié par les transistors T₅₀₁-T₅₀₂, le circuit accordé collecteur de ce dernier comporte les diodes D₅₀₁-D₅₀₂ qui doublent la fréquence, la sous porteuse se trouve reconstituée et son niveau est porté à une valeur correcte pour être injectée dans la matrice de décodage.

Le voyant stéréo est commandé par le transistor T₅₀₆, qui conduit lorsque le 38 kHz est présent.

En sortie du décodeur, les signaux sur les deux voies subissent une amplification par les transistors T₅₀₄-T₅₀₅, puis ils sont filtrés des résidus de 19 et 38 kHz

et injectés dans les circuits basse fréquence.

Le galvanomètre d'accord à zéro central est commandé par le transistor T₅₀₇, à partir de la tension continue issue du détecteur de rapport. La section AM est accordée à l'aide de la triple diode varicap D₆₀₁ du type BA113. Toutes les fonctions sont remplies par le circuit intégré TBA570, et le transistor extérieur T₆₀₂. Les bobinages de la chaîne FI sont couplés à un filtre céramique, la fréquence de travail est située à 460 kHz.

Circuits basse fréquence : Lorsque l'on se trouve raccordé sur la source platine tourne-disque, les signaux sont préalablement appliqués à un préamplificateur correcteur RIAA T₁-T₂, dont le réseau de correction est rendu commutable pour rendre les étages linéaires lorsque les autres sources sont exploitées. A la sortie de ce circuit, les signaux subissent la correction physiologique et sont dosés en volume pour l'attaque des circuits correcteurs de tonalité ; mais ils sont prélevés pour être dirigés sur enregistrement magnétique avant correction physiologique, de façon à ne pas les altérer.

Les correcteurs de tonalité sont du type Baxendall, disposés en contre réaction entre le collecteur de T₁₀₂ et l'émetteur de T₁₀₁. Les signaux sont soumis en sortie de T₁₀₂ au contrôle du circuit de balance, puis injectés sur le bloc de puissance.

L'amplificateur BF est du type quasicomplémentaire, avec liaison à travers des condensateurs de 2 200 μ F aux enceintes. Cette disposition ne gêne en rien la réponse aux fréquences les plus basses, comme nous le verrons aux mesures.

Deux étages T₂₀₁-T₂₀₂ amènent le signal à un niveau suffisant pour l'attaque des déphaseurs drivers T₂₀₄-T₂₀₅. Ceux-ci comportent un dispositif de symétrisation T₂₀₃, évitant la distorsion de raccordement. Les étages de sortie sont disposés sur dissipateurs avec les drivers.

Le circuit d'ambiphonie comporte un dispositif d'équilibrage, renforçant le son entre les HP AR.D ou AR.G selon le goût de l'auditeur.

Le détail des circuits du magnétocassette n'est pas indiqué, cette section comporte le préamplificateur d'enregistrement ou de lecture commutable, les amplificateurs de lecture et d'enregistrement séparés, et l'oscillateur de prémagnétisation.

MESURES

Tuner : En FM, la sensibilité relevée pour un rapport signal + bruit/bruit de 26 dB est de 1,4 μ V antenne, ce qui est très bon.

La séparation des canaux est de 26 dB gauche/droite, 25 dB droite/gauche à 1 kHz. Ces valeurs peuvent paraître un peu faibles aux puristes, cependant elles sont largement suffisantes si on les compare aux valeurs de séparation des canaux d'une très bonne cellule magnétique de lecture, de l'ordre de 25 dB à 1 kHz. Nous précisons que toutes nos mesures de la séparation des voies ou diaphonie sont faites avec attaque par générateur codé stéréo sur l'antenne, et mesure sur les sorties des HP, ce qui est conforme à la réalité de l'écoute FM, et non entre l'entrée et la sortie du décodeur stéréo seul. En outre, la séparation des voies sur un disque

stéréo qui n'est pas un disque test, varie entre 12 et 25 dB...

En AM, la sensibilité exploitable est correcte, nous n'avons pas procédé à des mesures, nous bornant à contrôler l'écoute des différentes gammes.

Amplificateurs : La puissance maximale délivrée est de 2 x 23 W eff les deux voies simultanément chargées sur 4 Ω à 1 kHz.

Pour cette puissance, le taux de distorsion harmonique est de 0,4 % à 1 kHz.

La réponse en fréquence est linéaire à 2 dB entre 20 Hz et 35 kHz, à -1 dB entre 30 Hz et 29 kHz.

CONCLUSION

La chaîne compacte MC700 est conçue pour offrir un maximum d'agrément aux amateurs qui ne désirent pas se compliquer la vie en tentant d'équilibrer avec plus ou moins de bonheur une chaîne aux maillons séparés.

Cet appareil répond bien aux vœux d'une très large couche de la clientèle HIFI, désirant disposer d'un ensemble homogène regroupant un maximum de possibilités d'exploitation, sans avoir de problèmes soulevés par les raccordements à l'aide de cordons DIN, CINCH ou mixtes, et de place où installer les divers éléments.

Les performances sont honorables, la puissance est suffisante pour sonoriser dans de bonnes conditions un appartement même avec des enceintes à faible rendement.

Enfin, la formule platine tourne-disque + platine magnétocassette + ampli + tuner est séduisante car elle est complète.

J.B.

tradelec

SPÉCIALISTE DU MATÉRIEL AUDIO PROFESSIONNEL

présente...

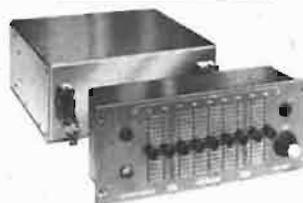
STANCOIL LTD



SUPPRESSEUR UNIVERSEL

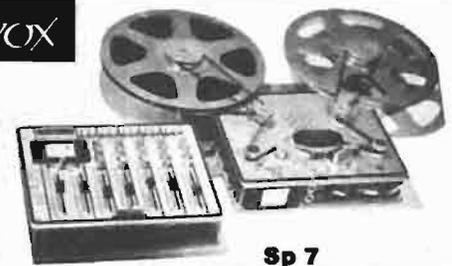
de tous bruits indésirables quel qu'en soit l'origine
Respect intégral de la bande passante

Astronic LTD



CORRECTEUR DE FRÉQUENCE A 1671 MK II
± 14 dB sur 9 bandes centrées de 50 à 10 250 Hz.

STELLAVOX



AMI

Console de mélange
mono-stéréo

Sp 7

mono, bi et tri - piste - 4 vitesses
3,3 kg, 21 x 27 x 8 cm

TRADELEC : 9, av. de la Porte-de-la-Plaine - 75015 Paris - Tél. 531.51.37

INDICATEURS D'ACCORD POUR récepteurs à transistors

LES récepteurs à transistors ou les tuners AM, FM, bien élaborés comportent presque toujours un indicateur d'accord, type à aiguille dont la déviation optimale indique la syntonie parfaite sur l'émetteur à recevoir.

Mais certains appareils récepteurs ne comportent cependant pas ce perfectionnement... Néanmoins, en règle générale, il est presque pratiquement toujours possible d'ajouter ce petit dispositif.

Ces indicateurs d'accord modernes sont des microampèremètres de très faible encombrement (déviation totale de l'aiguille comprise entre 100 et 500 μA , selon les modèles). Un modèle très couramment employé présente une résistance propre interne de l'ordre de 300 Ω avec une déviation totale pour 400 μA .

Plusieurs solutions sont possibles pour utiliser ces microampèremètres en indicateurs d'accord; nous allons en examiner quelques-unes.

Un premier procédé consiste à monter le microampèremètre G dans le circuit d'émetteur du premier transistor MF, transistor Q auquel est appliquée la tension de C.A.G. issue de la détection (figure 1). On sait que cette tension est proportionnelle à l'amplitude du signal reçu, et qu'elle atteint sa valeur maximum pour l'accord optimum. Selon son importance, cette tension diminue d'autant la polarisation du transistor Q commandé par la ligne de C.A.G., et de ce fait même, l'intensité du circuit d'émetteur traversant le galvanomètre indicateur G.

Selon l'intensité parcourant le circuit d'émetteur, il est parfois nécessaire de placer une résistance-shunt R2 en parallèle sur le microampèremètre G, afin de diminuer le courant passant par ce dernier. D'autre part, afin de ne pas perturber le fonctionnement du récepteur, il est évident que la **résistance résultante** du groupement en série de R1 avec G devra être égale à la résistance qui

était primitivement prévue seule dans le circuit d'émetteur; on déterminera donc la valeur de la résistance R1 en conséquence, compte tenu de celle du galvanomètre.

C1 est le condensateur habituel de découplage de ce circuit (0,05 à 0,1 μF).

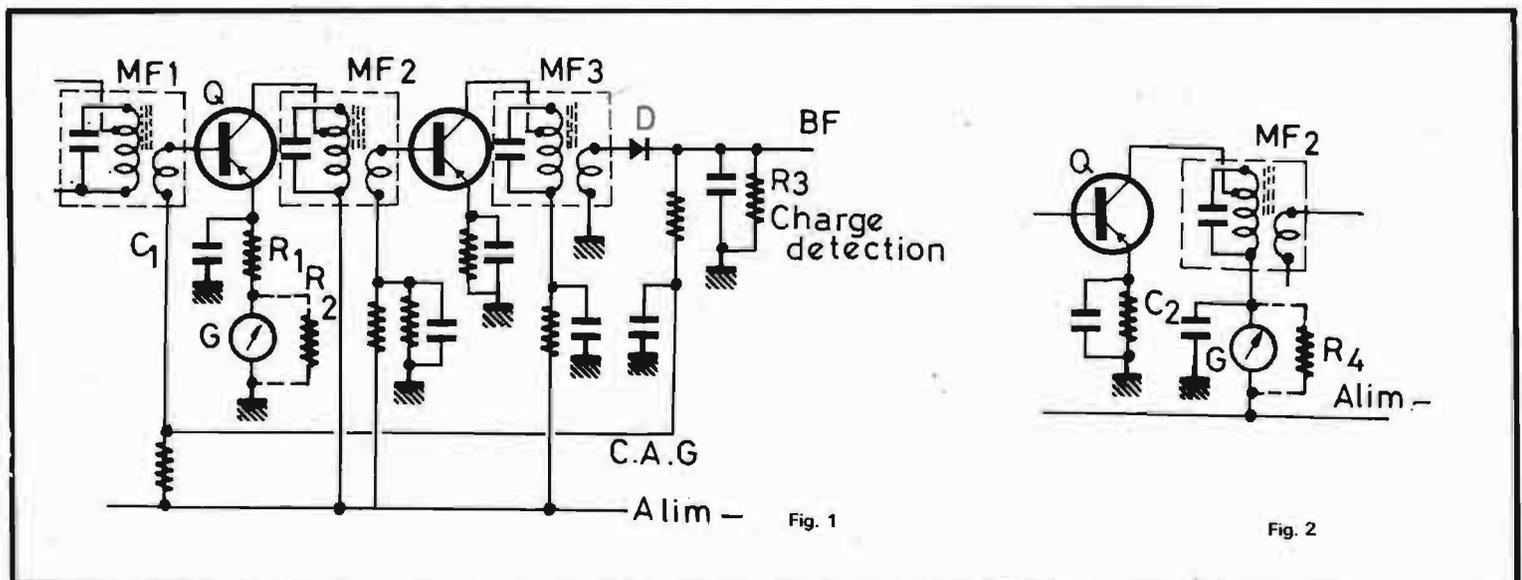
Sur la figure 2, nous représentons une solution analogue, le galvanomètre G étant monté cette fois dans l'alimentation du collecteur du transistor Q auquel est appliquée la tension de commande automatique de gain. Comme précédemment, selon l'intensité parcourant le circuit de collecteur, il est parfois nécessaire de shunter le microampèremètre par une résistance R4 montée en parallèle, afin de réduire à la valeur convenable le courant traversant l'indicateur G. Un condensateur C2 de 0,05 à 0,1 μF (s'il n'était pas déjà prévu) assure le découplage du dispositif.

Un autre montage, très simple également, consiste à intercaler le microampèremètre G directe-

ment dans le circuit de détection (fig. 3). La résistance R3 est la résistance de charge du détecteur; dans certains récepteurs, cette résistance peut être constituée directement par le potentiomètre de volume BF. Le galvanomètre se trouve donc connecté en série avec la résistance de détection, côté « froid » (c'est-à-dire, côté le plus souvent relié à la masse). Notons que dans ce cas, l'accord optimum est obtenu pour la déviation **maximale** du microampèremètre.

Examinons maintenant le montage d'un tel indicateur sur un récepteur AM et FM. Il va sans dire que cette installation sera ici un peu plus complexe, car on voudra à juste titre que le galvanomètre fournisse des indications d'accord aussi bien pour les émissions modulées en amplitude que pour les émissions modulées en fréquence, et ce, sans commutation de l'appareil.

Le montage à réaliser est représenté sur la figure 4. Pour les



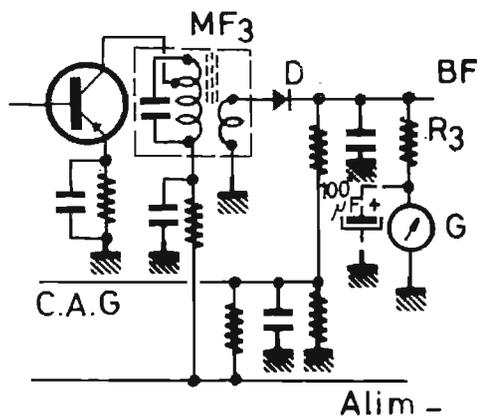


Fig. 3

émissions modulées en amplitude (AM), l'indicateur G se trouve relié en série avec la résistance de charge R1 du détecteur. Un condensateur de 100 µF/6 V shunte le galvanomètre afin que celui-ci ne « réagisse » pas aux fréquences basses de modulation; ce petit perfectionnement peut d'ailleurs être adjoint, comme il est indiqué en pointillés, au montage de la figure 3.

Lors des réceptions d'ondes modulées en fréquence, le microampèremètre est attaqué par l'intermédiaire de la résistance R3. Cette résistance R3 peut être considérée comme étant en série avec la résistance r du galvanomètre, ce groupement-série étant à son tour relié en parallèle sur la résistance R2. Il faut donc que la résistance résultante de ce groupement série-parallèle soit égale à R4, ceci dans le but d'assurer un fonctionnement symétrique correct du détecteur de rapport (en FM).

Autrement dit, nous devons avoir :

$$R_4 = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3 + r}}$$

Il est d'ailleurs possible d'agir sur les valeurs de ces trois résistances pour modifier éventuellement la sensibilité de l'indicateur en FM (pourtant que l'égalité citée plus haut soit satisfaite).

Enfin, dans le cas d'un récepteur (ou tuner) uniquement pour FM, la figure 5 montre les deux possibilités (du moins, les plus répandues) de montage d'un galvanomètre indicateur d'accord :

a) Microampèremètre ordinaire (accord correct pour le maximum de déviation) connecté comme il est représenté en (A).

b) Microampèremètre du type à zéro central (accord correct lorsque l'aiguille est sur le zéro central) connecté comme il est représenté en (B).

La valeur de la résistance R en série est à déterminer selon la

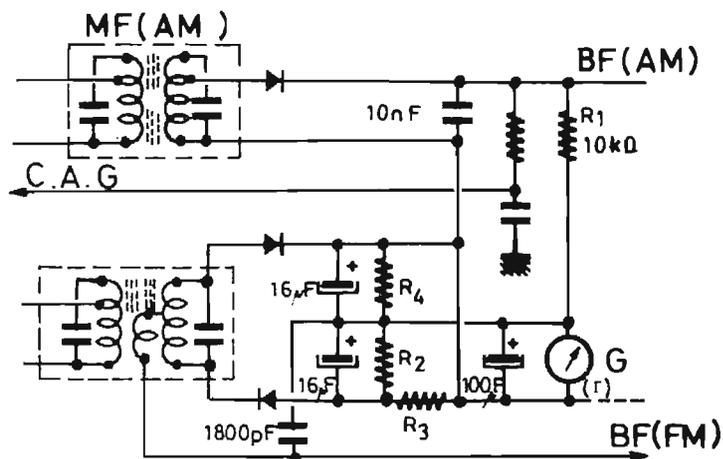


Fig. 4

sensibilité du galvanomètre employé ou selon la sensibilité que l'on souhaite pour l'indication d'accord (valeur moyenne du champ reçu). Pour plus de commodité, on peut employer une résistance ajustable que l'on règle une fois pour toutes. Les microampèremètres sont du type 200 µA.

Les schémas que nous avons publiés ne l'ont été qu'à titre indicatif, comme principe, comme « guide » si l'on préfère. Il existe tellement de variantes de sché-

mas pour les récepteurs que nous ne pouvons évidemment pas examiner chaque cas particulier.

Pour terminer, rappelons que ces indicateurs particulièrement sensibles permettent à l'utilisateur de trouver, non seulement le meilleur accord possible, mais aussi l'orientation optimum du collecteur d'ondes (cadre ferrite en AM, ou antenne intérieure en FM).

Roger A. RAFFIN

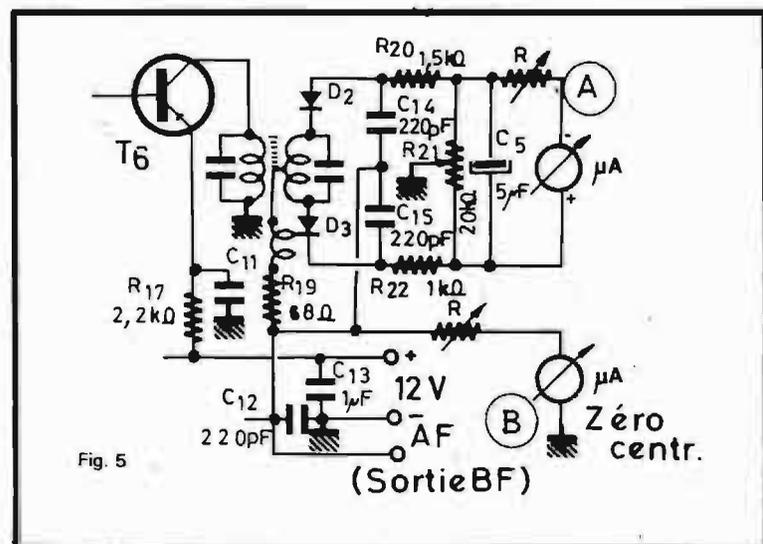


Fig. 5

vous pouvez travailler de cette façon... et perdre votre temps...

mais aussi comme cela et en gagner !!

en utilisant les produits **KONTAKT**

pour désoxyder, dégripper, lubrifier, nettoyer et protéger les contacts électriques, réduire les résistances de passage et supprimer les chutes de tension. documentation - notices techniques gratuites sur demande

slora - sari - BP 91 - 57602 FORBACH

NOUVEAUTÉS

LE RADIO COMPACT FERGUSON 3463



Tuner PO : 522 à 1639 KHz. **GO :** 148 à 268 KHz. **FM :** 87 à 104 MHz. Ferrite incorporée pour PO et GO. Prise antenne FM. Décodeur stéréo.

Ampli 2 x 11 Watts Music, 2 x 8 Watts Sinus. Réglage séparé des graves et des aigus. Balance.

Cassette intégrée : Lecteur-enregistreur de cassette intégré C60, C90, C120. Compatible avec les bandes au Bioxyde de chrome CRO₂. Pause. Compteur. Vu-mètre.

Platine BSR automatique, 3 vitesses : 33 1/2, 45, 78 tours/minute. Lève-bras. Cartouche céramique.

Enceintes : 2 enceintes closes de 11 Watts sont fournies avec cet appareil comprenant chacune un H.-P. de 16,5 cm Goodmans.

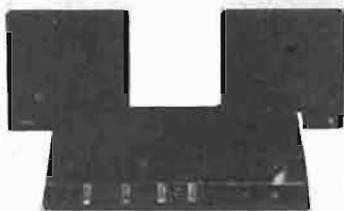
Présentation : Unité centrale et enceintes acoustiques en palissandre, teck ou blanc. Couvercle amovible en plexi fumé et tableau de contrôle en aluminium extrudé à bande satinée. Cadran teinté.

Prises casque stéréo en facade. Micro. 2 H.-P. Antenne FM.

Alimentation : 120/220/240 V commutable 50 Hz.

Dimensions : 655/450/200 mm. Livré avec micro stéréo de table, changeur automatique, cassette CRO₂, couvercle plexi fumé.

LE COMPACT STEREO RB 740 PHILIPS



Ampli tuner stéréo 2 x 5 W efficaces. Tuner 4 gammes d'onde (GO-PO-OC-FM) avec décodeur stéréo. Livré avec deux enceintes.

L'ENSEMBLE HIFI COMPACT FERGUSON 3488 F-4D AMBIOPHONIE



Tuner GO-FM conforme aux spécifications DIN 45-500 — GO 150 à 265 KHz — FM 87,5 à 108 KHz — indicateur d'accord par extinction de voyant lumineux — vu mètre pour réglage fin de l'accord — indicateur d'émission stéréo par voyant lumineux — AFC commutable — sensibilité AM 50 microvolts à 20 db de rapport signal bruit — FM 1 microvolt sur 75 ohms — 2 microvolts sur 240 ohms — présélections par touches — décodeur stéréo — Ferrite incorporée.

Ampli 2 x 60 Watts Music — 2 x 45 Watts Sinus — taux de distorsion 0,08 % à puissance nominale — réglage graves et aigus — volume — séparés par potentiomètres à glissière.

Bande passante 25 à 30 000 Hz à 0 — 3 dB — Basse ± 12 dB à 40 Hz. Aigus ± 12 dB à 12 KHz. Filtre Scratch — 15 dB à 16 KHz. Filtre Rumble — 15 dB à 20 Hz. Contour : + 13 dB à 50 Hz, γ 6 dB à 12 KHz. Diaphonie : — 45 dB. Rapport signal/bruit. Entrée : magnétophone — 75 dB. Magnétique — 60 dB, Auxiliaire — 60 dB.

Platine Type Garrard 86 SB à moteur synchro. Vitesse 33 1/3 - 45 tours/minute.

Alimentation 125/130 V - 220/230 V commutable — 50 Hz.

Dimensions : 620 x 420 x 210 mm.

L'APLIFICATEUR HIFI FERGUSON 3490 QUADRAPHONIE

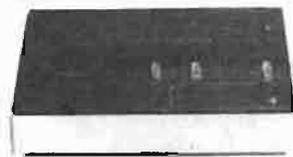


Caractéristiques : Décodage 4 canaux sur toutes les entrées stéréo. Le témoin lumineux du décodeur SQ s'allume lorsque le décodeur est en service. Vu mètre du niveau de sortie lu-

mineux. Puissance : 20 W/4 Ω et 14 W/8 Ω les 4 voies en service. Distorsion harmonique 0,1 % à puissance nominale. Alimentation secteur 117-127-220-240 — 50 ou 60 Hz. Résistance interne de sortie 0,1 ohm. Bande passante 30 Hz à 20 000 Hz + 0 dB — 3 dB.

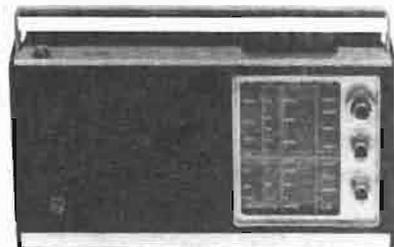
Sensibilité : Mesure à 1 000 Hz pour la sortie maxi. Platine tête magnétique : 3 mV sur 50 K ohms. Auxiliaire ou platine tête céramique 140 mV sur 660 K ohms. Tuner : 140 mV sur 660 K ohms. Magnétophone stéréo : 140 mV sur 500 K ohms. Magnétophone quadri : 110 mV sur 50 K ohms. Possibilité de surcharge : + 30 dB au-dessus du niveau en quadri. Contrôle de tonalité : basse + 9 — 11 dB à 60 Hz ; aigu ± 12 dB à 12 KHz. Filtre Rumble — 15 dB à 16 Hz. Filtre Scratch — 3dB à 6 000 Hz ; — 15 dB à 20 000 Hz. Présence à — 30 dB sur la commande du volume + 9 dB à 50 Hz ; + 5 dB à 10 KHz. Signal/bruit (mesuré en pondéré) norme DIN 45500 : — 60 dB. Diaphonie toutes entrées : 45 dB.

LE COMPACT STEREO RB 841 PHILIPS



Tuner ampli cassette 2 x 5 watts efficaces. Tuner 4 gammes d'onde (GO-PO-OC-FM) avec décodeur stéréo. Lecteur enregistreur de cassette stéréo avec régulation automatique du niveau d'enregistrement. Livré avec deux enceintes.

LE RECEPTEUR A TRANSISTORS PHILIPS 90 RL 412



Récepteur portable FM ; OC ; PO ; GO. Changement de gammes par clavier. Antenne télescopique pour OC et FM. Accord de précision en OC. Livré avec écouteur personnel. Alimentation mixte, piles ou secteur. Dimensions : 270 x 145 x 60 mm.

TÉLÉCINÉMA

POUR FILMS EN COULEURS

Le choix du principe d'analyse des images cinéma a été remis en question avec l'arrivée de la télévision en couleurs. L'analyse par tube vidicon peut être schématisée à l'aide de la figure 1A. Ce système fonctionne avec une grande sensibilité étant donné que le film est analysé à l'aide d'une optique à forte luminosité provenant d'un projecteur à lampe. Les rayons lumineux traversant le film sont concentrés à l'aide d'un objectif O vers un prisme D à faces dichroïques qui jouent le rôle d'un séparateur trichrome où la lumière bleue est dirigée vers le tube vidicon B après réflexion par le miroir M₁ et passage à travers le filtre bleu. La seconde face dichroïque dirige la lumière rouge vers le tube vidicon R après réflexion par le miroir M₂ et à travers le filtre rouge. La lumière verte n'est pas réfléchiée et traverse le filtre vert avant d'éclairer le tube vidicon V. Le générateur de synchronisation I commande le balayage des trois tubes et le système de descente du film. Pour analyser les trois composantes de couleur à l'aide des trois tubes vidicon avec des balayages simultanés, les problèmes de superposition et de taches colorées exigent un matériel de grande complexité. Les divers systèmes à descente accélérée du film en moins de 3 % de la période sont délicats du fait de la grande précision exigée.

L'analyse par une source de lumière mobile sous forme d'un spot provenant d'un tube cathodique spécial balayé selon le standard de télévision permet de remplacer les trois tubes vidicon par trois photomultiplicateurs délivrant les signaux vidéo des trois composantes bleue, verte et rou-

ge. Le système à spot volant (flying-spot) se trouve schématisé dans les figures 1, 2 et 3. L'emploi d'une trame unique élimine les problèmes de superposition et augmente la précision dans l'entrelacement d'où la qualité de l'image. Avant de décrire la partie optique du télécinéma couleur THT 2301 de la CFTHHB, nous allons faire un bref rappel du principe d'analyse par **flying-spot**.

SYSTÈME OPTIQUE POUR TÉLÉCINÉMA À FLYING-SPOT

Pour le télécinéma en couleurs, le principe d'analyse par flying-spot (spot volant) peut être retenu. La source de lumière est ici un tube cathodique spécial à haute résolution et à très faible persistance. Le spot lumineux est balayé sur l'écran du tube selon le

standard de télévision choisi. La lumière du spot n'est pas modulée. Un seul objectif est employé pour les diapositives à analyser qui sont soumises à l'éclairement du spot volant. La lumière collectée derrière la diapositive par un condenseur est ainsi modulée par les différentes plages d'opacité variable de la diapositive. La figure 1 montre que cette lumière excite un capteur d'image (photo

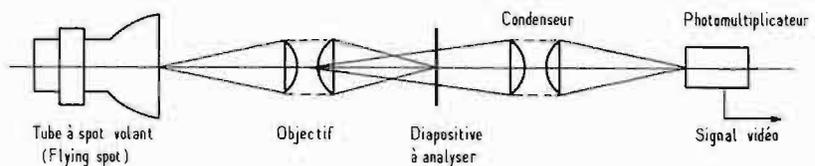


Fig. 1. - Analyse d'une diapositive noir et blanc par le procédé du Flying-Spot.

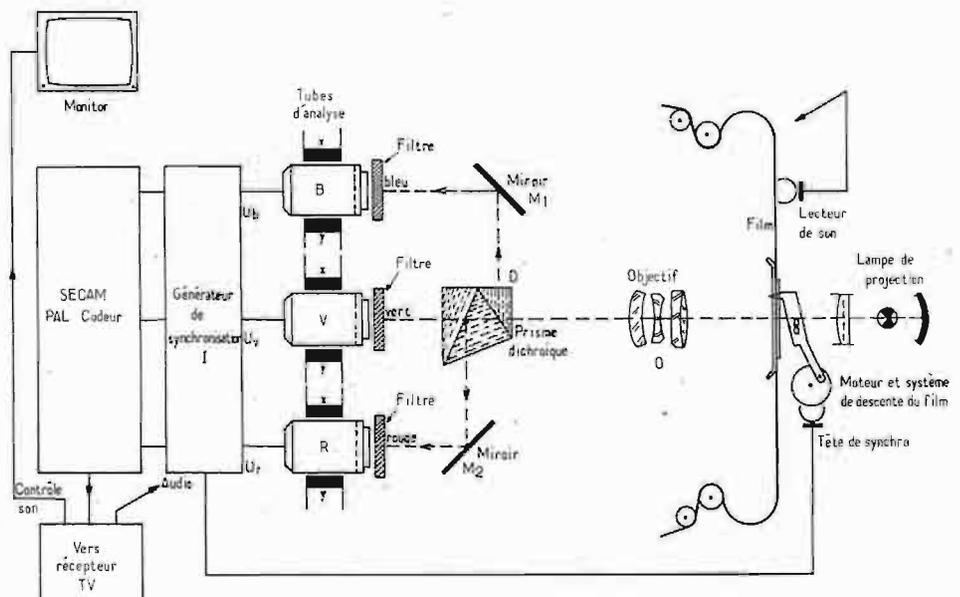


Fig. 1 a. - Schéma synoptique d'un télécinéma en couleurs pour film Super-Huit.

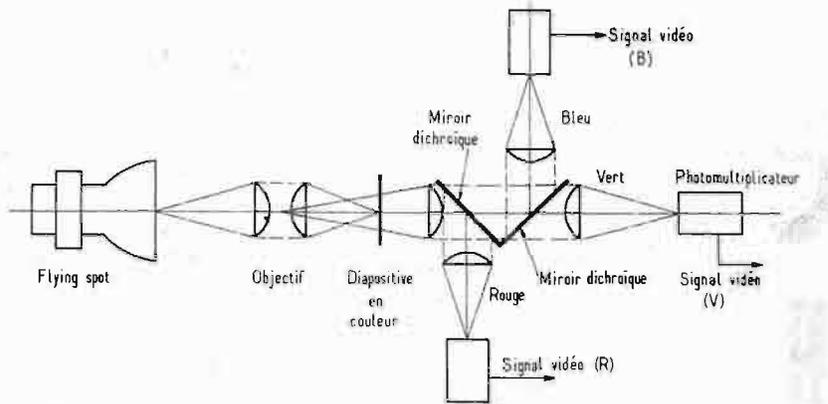


Fig. 2. - Analyse d'une diapositive en couleurs par le procédé du Flying-Spot.

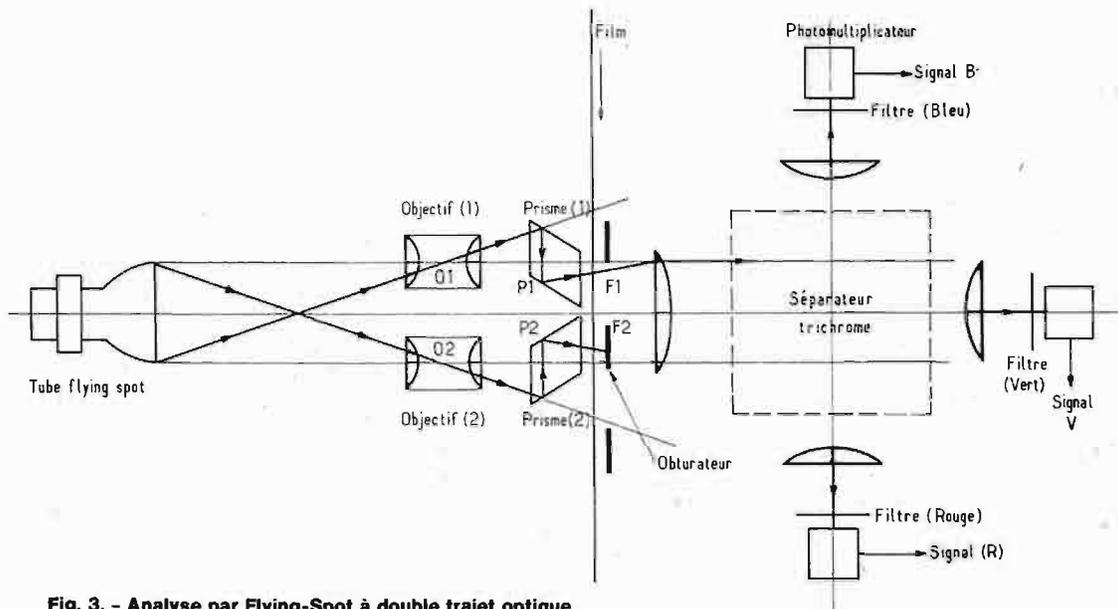


Fig. 3. - Analyse par Flying-Spot à double trajet optique

multiplicateur) qui génère le signal électrique dans le cas du noir et blanc. En télévision couleurs, le système à diapositives est complété par le séparateur optique trichrome de la figure 2 qui éclaire les trois capteurs d'image : rouge, bleu et vert.

Le principe de l'analyse par flying-spot en télécinéma couleurs nécessite l'emploi d'un projecteur spécial à double trajet optique et obturation séquentielle avec défilement continu du film.

Dans ce système de la figure 3, l'image blanche entrelacée formée sur l'écran du tube cathodique (flying-spot) d'illumination est mise au point simultanément sur les deux demi-fenêtres F₁ et F₂ superposées dans le plan du film. Cette mise au point s'effectue simultanément à l'aide des objectifs O₁ et O₂ et à l'aide des prismes P₁ et P₂. On obtient ainsi deux voies d'illumination indépendantes et identiques qui, décalées dans l'espace et obturées sé-

quentiellement à l'aide d'un obturbateur synchrone, permettent d'analyser successivement deux fois la même image du film en mouvement de manière à réaliser mécaniquement deux analyses sur le film en mouvement où la première est réservée à une trame impaire de 1/50 de seconde et la seconde à une trame paire de 1/50 seconde où les lignes sont situées entre celles de la première trame. Cet entrelacé d'ordre 2 est normalisé dans la télévision radiodiffusée. Le film défile du haut vers le bas et le spot d'analyse de gauche à droite, ligne après ligne, et du bas vers le haut. Pendant 1/50 de seconde l'obturateur cache le trajet venant de O₂ et P₂ (figure 3) et pendant la 1/50 de seconde suivante l'obturateur cache le trajet venant de O₁ et P₁. La sélection des couleurs s'effectue par le séparateur trichrome de la figure 5. Le fonctionnement des prismes optiques se trouve résumé dans la figure 4.

LA SOURCE DE LUMIÈRE

Dans l'analyse par « flying-spot » la source de lumière est un tube cathodique fonctionnant à 25.000 volts avec une grande brillance de l'écran (400 candela par m²), une haute résolution (60 traits au mm) et une très faible persistance. L'éclairement reçu par une diapositive est donné par la formule bien connue :

$$E = \frac{B \times T_0 \times d^2}{D^2} \times 0,8$$

où B est la brillance de l'écran du tube flying-spot, T₀ le coefficient de transparence de l'objectif, d l'ouverture utile de l'objectif et D la distance image à image. B est l'ordre de 400 candela par m², T₀ de l'ordre de 0,75, D = 80 mm et d = 27 mm.

Dans le cas d'une analyse de diapositive, l'éclairement reçu par celle-ci est de l'ordre de 25 lux. Pour une diapositive de format

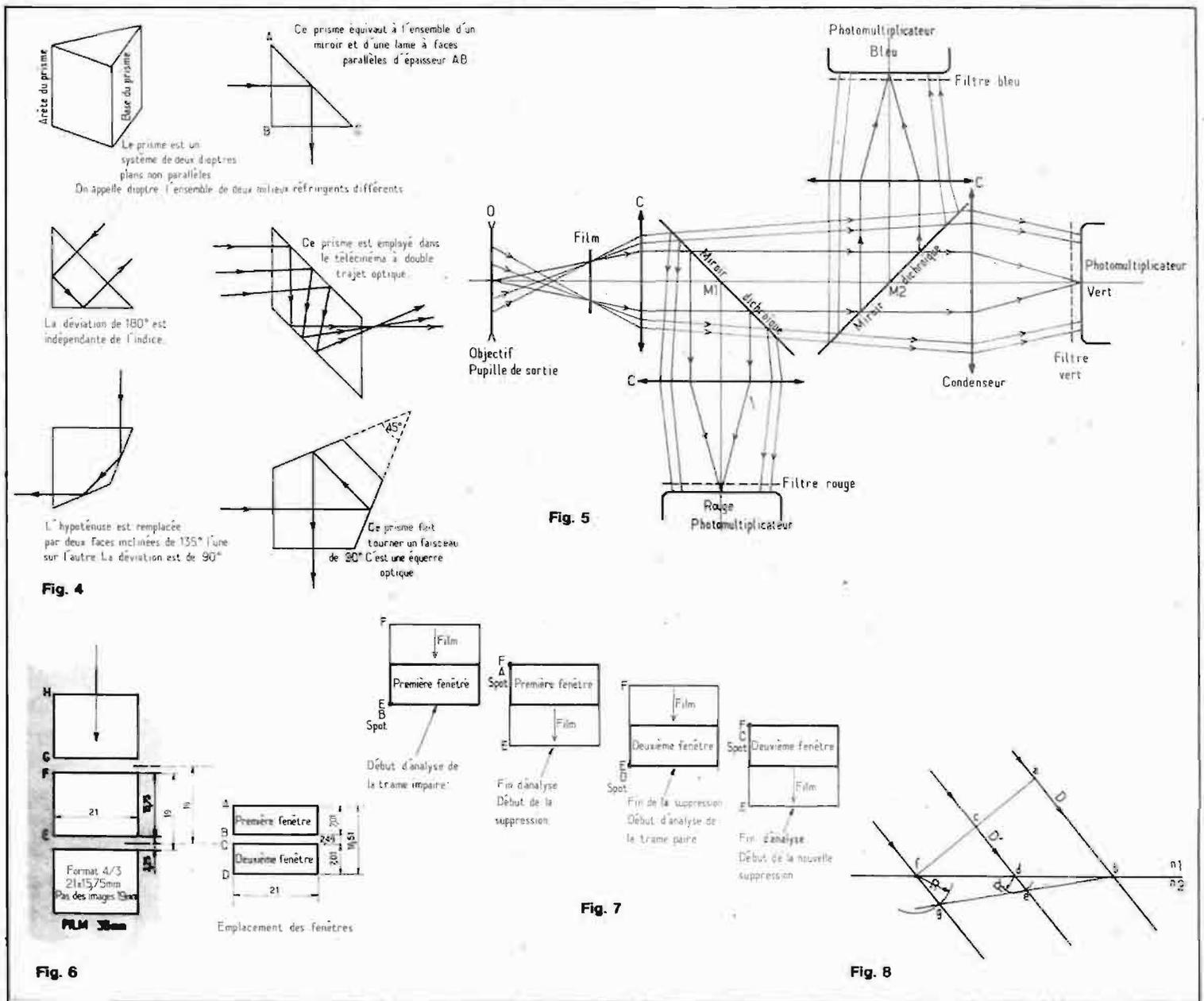
23 x 30 mm, le flux lumineux reçu est alors : 25 x 23 x 30 x 10⁻⁶ lumen (25 lux x 5 m²) donc 0,017 lumen.

En admettant un facteur d'atténuation de 10 entre la diapositive et les photomultiplicateurs, le flux reçu par les capteurs de lumière (photomultiplicateurs) est de l'ordre de 0,0017 lumen.

Il suffit de multiplier ce flux par la sensibilité du photomultiplicateur (en ampère par lumen) pour obtenir le courant à la sortie de celui-ci.

DESCRIPTION D'UN TÉLÉCINÉMA À FLYING-SPOT

Le film défile du haut vers le bas pendant que le spot qui traverse plus ou moins le film se déplace de gauche à droite dans le sens des lignes et du bas vers le haut. Dans la figure 6 nous apercevons le film de 35 mm qui défile à 25 images par seconde au pas



de 19 mm avec une vitesse de $25 \times 19 = 475 \text{ mm/s}$. Le film défille verticalement devant les deux fenêtres de la figure 6 dont l'une est masquée par l'obturateur pendant que l'autre est ouverte.

Le début d'analyse de la trame impaire est montré en figure 7 où le spot d'analyse frappe le bord inférieur E du film, traverse la première fenêtre au point B qui coïncide donc avec E. En cours d'analyse (figure 7) l'image descend pendant que le spot effectue le balayage de la trame impaire de B en A. En fin d'analyse, le bord supérieur F du film coïncide avec A. C'est la fin de l'analyse de la trame impaire et le début de la suppression. Pendant la suppression du spot le film continue à descendre. En fin de suppression le bord inférieur E du film se trouve au point D de la seconde fenêtre qui

s'ouvre pendant que la première fenêtre se ferme. L'analyse de la trame paire commence, le spot de la fenêtre supérieure étant masqué par l'obturateur et c'est le spot du second trajet optique qui se trouve maintenant au point D de la fenêtre inférieure qui coïncide avec le bord inférieur E du film. En fin d'analyse de la trame paire, le bord supérieur F du film est au point C de la fenêtre inférieure où se trouve également le spot d'analyse. Au début de la nouvelle suppression, le bord F est en C. Le film continue à descendre et en fin de suppression, le bord inférieur G de l'image suivante se trouve au point B de la fenêtre supérieure. Pendant l'analyse suivante de la trame impaire, l'obturateur ouvre la fenêtre supérieure et ferme la fenêtre inférieure.

On a pu analyser successivement deux fois la même image du film à l'aide des deux trajets optiques provenant des deux objectifs et des deux prismes et à l'aide d'un obturateur synchrone qui arrête séquentiellement l'un des points d'illumination qui frappe le film. Le film étant en mouvement, le balayage entrelacé se trouve ainsi réalisé.

VITESSE DU SPOT ET VITESSE DU FILM

Les dimensions de l'image analysée d'un film 35 mm sont : 21 mm en largeur et 15,75 mm en hauteur d'où le format 4 sur 3. Le pas des images étant de 7,01 mm (figure 6) la vitesse de défilement du film à 25 images par seconde est $19 \times 25 = 475 \text{ mm/s}$. La durée

d'une analyse de trame impaire ou paire en 625 lignes est de $1/50$ de seconde donc 20 ms avec la durée de suppression de 1,6 ms. La durée d'une analyse de trame entre les suppressions est donc : $20 \text{ ms} - 1,6 \text{ ms} = 18,4 \text{ ms}$. Si le film était immobile, la vitesse de balayage du spot dans le sens vertical serait de 15,75 mm par 18,4 ms soit $855,97 \text{ mm/s}$. Mais du fait que le film défille verticalement à la vitesse de 475 mm/s , la vitesse de balayage vertical du spot n'est que de $855,97 - 475 = 380,97 \text{ mm/s}$. La hauteur de chaque fenêtre AB ou CD est le produit de cette vitesse par le temps d'analyse, d'où $AB = CD = 380,97 \text{ mm} \times 18,4/1000 = 7,01 \text{ mm}$. L'intervalle entre les deux fenêtres dans la figure 6 est BC. La valeur de BC est la différence entre AC et AB, d'où

$BC = AC - AB$. La distance AC correspond dans la figure 6 à un demi-pas donc à $19/2 = 9,5$ mm. La valeur de l'intervalle entre les deux fenêtres est dans ces conditions $BC = 9,5 - 7,01 = 2,49$ mm.

PRINCIPE DU DOUBLE TRAJET OPTIQUE

Le double trajet optique est généralement réalisé à l'aide de deux objectifs O_1 et O_2 associés à deux prismes P_1 et P_2 qui fonctionnent comme des miroirs à réflexion totale où chaque faisceau lumineux est projeté sur une fenêtre F_1 et F_2 (figure 3). Le fonctionnement des prismes à réflexion totale peut être résumé à l'aide de la figure 4 où nous trouvons le cas particulier concernant les prismes employés en télécinéma à double trajet optique. Il sera intéressant de voir de plus près le comportement d'un faisceau lumineux qui pénètre dans un prisme optique où il peut être réfracté ou réfléchi. Pour commencer cette étude, regardons la figure 8 où le faisceau d'onde $a c f$ frappe la surface d'un morceau de verre dont l'indice de diffraction est n_2 .

D'après le principe d'Huygens, l'onde quittant l'air (n_1) au point f et pénétrant dans le verre (n_2) est une onde sphérique de rayon R . La surface $a c f$ de l'onde dans le milieu air (n_1) est un plan normal à la direction du faisceau où tous les points de cette surface ont le même état vibratoire au même instant. Le corpuscule situé en a se déplace vers b pendant le temps t . Pendant ce même temps, le corpuscule venant de c pénètre

dans le verre au point d et continue son mouvement dans le verre. Le corpuscule situé en f pénètre immédiatement dans le verre.

Si la vitesse dans l'air est V_1 et celle dans le verre V_2 , la phase des mouvements vibratoires est la même quand $D = V_1 \times t$, $R = V_2 \times t$ et

$$R' = V_2 \left(t - \frac{D'}{V_1} \right)$$

La propagation de l'onde dans le verre ne s'effectue donc pas suivant les trajectoires de la figure 8 étant donné que le nouveau front d'onde $g e b$ ne correspond pas aux amplitudes maximum en phase. La remise en phase des corpuscules s'effectue suivant le nouveau front d'onde $g' e' b$. La figure 9 montre l'angle i que fait l'onde incidente, et l'angle γ de l'onde réfractée, avec l'axe perpendiculaire à la surface de séparation des deux milieux. On peut donc admettre que :

$$\frac{\sin i}{\sin \gamma} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

où n_1 et n_2 sont les indices absolus des milieux 1 et 2 avec $n_1 = 1$ pour l'air et $n_2 = 1,5$ pour le verre. Voyons maintenant le trajet des rayons à la sortie du prisme ; on a : $\sin \gamma \times n_2 = \sin i' \times n_1$ dans le cas de la figure 9. Si $i' = 90^\circ$ on trouve $\gamma' = 42^\circ$. Si $\gamma' > 42^\circ$, il ne peut plus y avoir d'onde réfractée se propageant dans l'air. **Toute la lumière se trouve réfléchie** et la surface zy du prisme se comporte comme un miroir opaque. Il ne faut pas oublier que la réflexion dépend de l'indice, c'est-à-dire de la longueur d'onde ; aussi utilise-t-on fréquemment des prismes dans lesquels la lumière se réflé-

chit, totalement ou non, sur une ou plusieurs faces du prisme. La déviation est alors indépendante de la longueur d'onde comme le montre la figure 4 et la figure 10.

La différence entre une onde sphérique et une onde plane se trouve résumée à l'aide de l'optique de la figure 10 bis, qui s'applique aussi bien pour les ondes sonores que pour les ondes monochromatiques. Dans l'analyse par flying-spot en télécinéma, l'image blanche formée par le spot non modulé sur l'écran du tube spécial à grande luminosité, haute résolution et très faible persistance est mise au point simultanément sur les deux fenêtres superposées dans le plan du film. L'entrelacement de cette image blanche doit garder toute sa précision sur les fenêtres ce qui exige une géométrie identique sur les deux voies optiques et un défilement parfaitement régulier du film. Le rôle de l'obturateur est de masquer l'image du spot sur l'une des deux fenêtres correspondant à la trame non analysée. Le pas des images étant de 19 mm (figure 6) et le nombre d'images par seconde étant de 25, la vitesse linéaire de l'obturateur se déplaçant de bas en haut serait de $19 \times 25 = 475$ mm/s dans le cas théorique où l'obturateur serait constitué de pales parallèles se déplaçant dans un plan. La surface balayée par le spot d'analyse pour le film de 35 mm est 21 mm x 6,915 mm. Nous devons obtenir l'occultation du spot de la trame non analysée sans déborder sur la trame analysée ce qui est réalisable avec des pales dont la figure 11 montre le système d'obturation en fonction du temps. La largeur des pales peut être choisie entre

3,25 mm et 17 mm d'après la figure 12. Au début d'une trame de 1/50 de seconde (20 ms) les spots se trouvent au point A et au point A' où A est situé sur la fenêtre supérieure et A' sur la fenêtre inférieure. Le premier spot (A) n'est pas masqué par l'obturateur contrairement au second spot (A') qui se trouve masqué par les pales. La figure 12 nous montre que le spot traverse la fenêtre supérieure lorsqu'il se trouve vers le milieu de la trame au point B et vers la fin de la trame, au point C. Le second spot de la fenêtre inférieure se trouve alors en B' et C' où il est arrêté par les pales de l'obturateur. Pendant toute la trame de 0 à 18,4 ms, la fenêtre supérieure est ouverte et la fenêtre inférieure fermée.

Au début de la seconde trame, les spots se trouvent en D et D'. Le spot D est masqué par l'obturateur pendant que le spot D' est libre et traverse plus ou moins le film. Le spot supérieur reste obturé pendant toute la seconde trame D E F et le spot inférieur se trouve non masqué pendant cette seconde trame entrelacée D' E' F'. La fenêtre supérieure est fermée et la fenêtre inférieure est ouverte pendant l'intervalle allant de 20 ms à 38,4 ms. L'obturation est maintenue avec des pales de 17 mm pendant la durée de suppression où les spots se déplacent de C à D et de C' à D'.

SÉPARATEUR TRICHROME

La séparation trichrome s'effectue le plus souvent par miroirs dichroïques suivant le schéma de la figure 5 où l'ensemble de séparation se trouve placé dans un

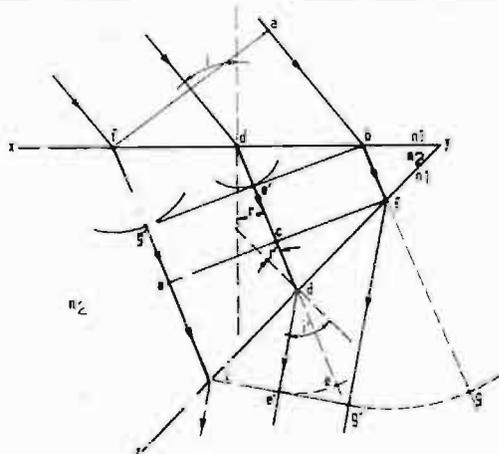


Fig. 9. - Diffraction des rayons lumineux

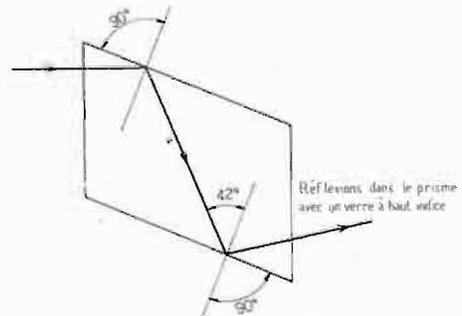


Fig. 10

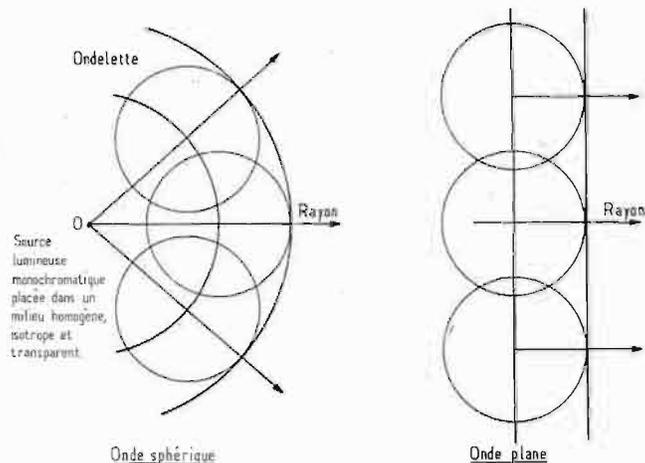


Fig. 10 bis. - Tout autour de la source O se propagent de proche en proche des vibrations qui reproduisent les vibrations émises par O, avec un certain retard dû à la propagation. La vibration initiale se trouve donc au bout du temps t transportée sur la surface d'une sphère de rayon $V \cdot t$. Les rayons lumineux sont les rayons de la sphère de centre O ; ils sont normaux à l'onde. Si O est très loin, il ne nous arrive qu'une très petite portion de la sphère d'onde qui peut être confondue avec le plan tangent. La lumière se propage alors par ondes planes où l'amplitude de la vibration reste constante contrairement à l'amplitude d'une onde sphérique où l'énergie se répartit sur une surface $(4\pi r^2)$ de plus en plus grande.

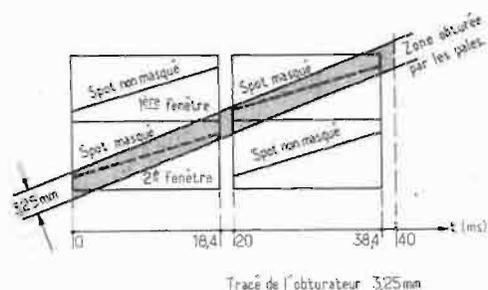


Fig. 11

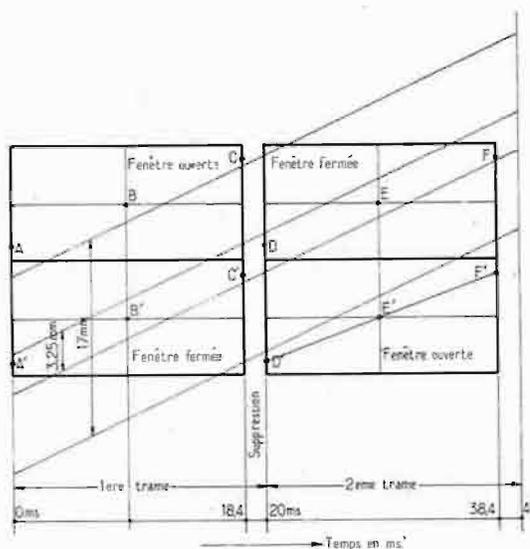


Fig. 12. - L'obturation avec des pales de 3,25 mm et 17 mm

plan horizontal. Comme les miroirs dichroïques sont largement dimensionnés, on peut obtenir deux flux lumineux identiques malgré qu'ils soient décalés verticalement. On doit obtenir le même flux pour chaque trame qu'elle soit paire ou impaire étant donné que le scintillement est principalement dû à des asymétries des systèmes de séparation trichrome et à leurs occultations.

Il faut que la pupille de l'objectif à grande ouverture soit suffisamment éloignée du séparateur trichrome en vue de réduire l'angle apparent. Il faut également prendre en considération les phénomènes de taches dans les miroirs dichroïques dont les effets perturbateurs augmentent avec l'accroissement des ouvertures. Si les miroirs dichroïques ne présentent pas une symétrie de révolution autour de l'axe optique, il y a apparition de certaines dissymé-

tries dans le flux lumineux correspondant.

La figure 5 nous montre l'utilisation de filtres complémentaires afin d'accroître la sélectivité des voies. On utilise généralement des photomultiplicateurs standard à couche S11 pour les voies vertes et bleues et un photomultiplicateur S20 pour la voie rouge. Celui-ci est plus sensible que le S11 et permet de compenser le manque de rouge dans le spectre d'émission du phosphore du tube flying-spot.

Le filtre bleu produit 100 % à la sortie du photomultiplicateur quand sa longueur d'onde est de 459 millimicrons. Le filtre vert a sa longueur d'onde sur 527 millimicrons (100 %) et le filtre rouge sur 600 millimicrons pour 100 % également.

Sur la figure 3 nous nous apercevons que le séparateur trichrome se trouve placé dans la partie

centrale du condenseur où les rayons présentent le meilleur parallélisme et où les variations d'angle d'incidence sont les plus faibles.

Dans les dérouleurs à défilement continu et à double trajet optique, toute variation de position du film dans la fenêtre se traduit par une variation des dimensions géométriques de l'image. On a pu réduire ce défaut en remplaçant le couloir droit par un couloir courbe.

Le trajet des rayons lumineux dans le séparateur trichrome est montré en figure 5 où le miroir M_1 renvoie les rayons rouges vers le filtre rouge du photomultiplicateur délivrant le signal « rouge ». Le miroir M_1 est transparent pour les rayons verts et bleus. Les bleus se trouvent déviés par le miroir M_2 qui les dirige vers le filtre bleu du photomultiplicateur produisant le signal « bleu ». Les

rayons verts ne sont pas déviés par M_1 et M_2 et frappent le filtre vert du photomultiplicateur, générateur du signal « vert ». Les rayons rouges, bleus et verts sont concentrés vers les capteurs à l'aide des condenseurs C.

Les miroirs doivent présenter le maximum de réflexion dans un spectre sélectif. Comme la lentille d'entrée du condenseur a un diamètre relativement grand, les variations angulaires des rayons traversant les miroirs se trouvent réduites et leur sélectivité est considérablement augmentée en ce qui concerne le spectre de réflexion.

ASSERVISSEMENT DU MOUVEMENT ET DES BALAYAGES

L'analyse est liée directement au mouvement du film que l'on doit asservir à la fréquence de tra-

me du générateur de synchronisation piloté par quartz avec une fréquence trame très précise. On peut utiliser pour l'asservissement des moteurs à vitesse variable fonctionnant dans une boucle de contre-réaction avec un comparateur de phase. On peut également produire un courant à partir de l'impulsion trame dont la fréquence n'est pas forcément égale à celle du secteur afin d'éviter tout risque de pompage inhérent à tous les systèmes d'asservissement. Cette solution permet d'employer des moteurs synchrones avec une bonne stabilité de phase.

Les signaux de base du générateur de synchronisation commandent directement l'amplificateur de balayage trame et indirectement l'amplificateur de balayage ligne grâce à l'intervention d'un comparateur de phase. Ces signaux sont mélangés à l'amplificateur vidéo pour former et calibrer les signaux vidéo délivrés par l'analyseur. Un système de sécurité coupe le courant de faisceau du tube flying-spot et le courant du générateur de la THT. Le blocage des retours du spot est indispensable en ligne et en trame.

CONCLUSION

L'analyse par tube vidicon était valable pour la télévision en noir et blanc où l'emploi d'un seul tube élimine les problèmes de superposition dans l'exploration de l'image. La télévision en couleurs complique sérieusement l'emploi de trois tubes pour analyser simultanément les trois composantes de couleur rouge, verte et bleue. L'analyse par flying-spot est alors plus intéressante à cause de l'emploi d'une trame unique et du dé-

filement à vitesse constante du film. Ce système exige deux voies d'illumination indépendantes, parfaitement symétriques et identiques. La source de lumière étant plus faible que celle du système à vidicons muni d'un projecteur, des études nouvelles s'imposaient dans l'accroissement de la luminosité des optiques en commençant par l'utilisation d'objectifs et de prismes spécialement étudiés pour l'uniformité d'éclairage et la géométrie.

Grâce à l'emploi de nouveaux verres à haut indice ($n_2 > 1,5$) on peut maintenant obtenir une ouverture relative de chaque objectif de 1,8 avec une ouverture de travail au grandissement 4 à 21 et une atténuation de luminosité sur les bords du champ inférieure à 10 %. Le taux de modulation sur toute la surface du champ est supérieure à 80 % pour un signal de modulation de 5 MHz en 625 lignes.

Le rapport signal à bruit dépend de la qualité des photomultiplicateurs et de leur mode de fonctionnement. Avec 100 % de modulation à 5 MHz, ce rapport est de l'ordre de 40 dB pour la voie verte en signal crête à crête sur valeur efficace du bruit.

L'analyse par tube flying-spot, pour la télévision en couleurs, s'est imposée à cause de ces performances.

R. ASCHEN

Bibliographie :

« Analyseur de diapositives THT 2100 et télécinéma THT 2300 et THT 2301 pour la télévision en couleur » par M. Favreau, L'Onde Électrique N° 486.

Documentation technique Loe-we Opta 1974.

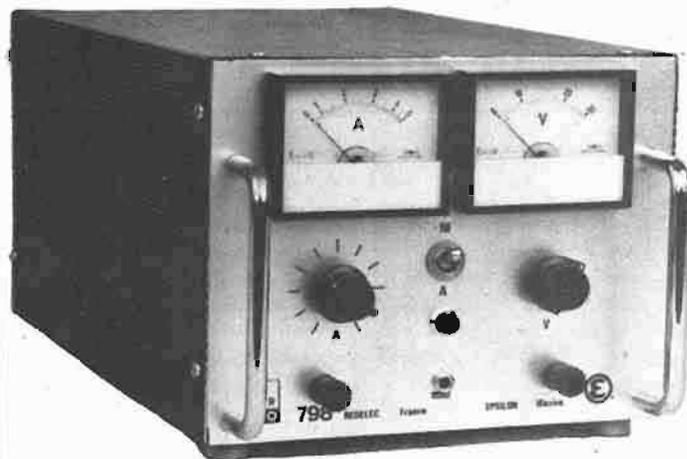
Cours de télévision en couleur ENREA par R. Aschen.

**LORSQUE VOUS VOUS
ADRESSEZ
A NOS ANNONCEURS
RECOMMANDEZ-VOUS
DE NOTRE REVUE
VOUS N'EN SEREZ
QUE MIEUX SERVIS**

REDELEC

FIABILITE
PERFORMANCES
PRIX
COMPETITIFS

ALIMENTATION STABILISEE OR 798



- Régulation linéaire sans parasites haute fréquence.
- Tension de sortie : 3 à 30 V.
- Débit maximum : 5 A.
- Protection électronique au court-circuit.
- Marche en courant constant.
- Affichage de la tension et de l'intensité par deux galvanomètres (précision : $\pm 2,5\%$).
- Température ambiante admise : -10°C à $+50^\circ\text{C}$.
- Masse du boîtier sortie sur douille de 4.
- Mise en série possible.
- Dimensions : H 150 mm ; L 200 mm ; P 300 mm.
- Poids : 5 kg.



REDELEC

OSCILLOSCOPES
FABRICATIONS ELECTRONIQUES

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

Visite au STÉRÉO-CLUB CIBOT

C'EST au 136 du boulevard Diderot que la Société Cibot a ouvert dernièrement son Stéréo-Club qui comprend trois vastes auditoriums dont deux sont entièrement consacrés aux appareils stéréophoniques, le troisième étant réservé à la quadriphonie.

Dans les deux premiers auditoriums sont présentés de très nombreux appareils reliés à un dispatching qui permet les combinaisons successives de 8 platines tourne-disques, 8 sources haut-niveau, 24 amplificateurs ou tuners-amplificateurs et de 24 paires d'enceintes acoustiques. Les ap-

pareils ne sont pas classés par catégorie de prix et les différentes combinaisons réalisées au dispatching permettent à l'auditeur de faire lui-même, au fur et à mesure des écoutes, son rapport qualité/prix.

Les magnétophones et platines de magnétophones aussi bien à

bandes qu'à cassettes sont également présentées dans ces deux auditoriums ; reliés au dispatching on peut les écouter avec la chaîne de son choix.

Parmi les marques présentées nous avons noté : pour les platines tourne-disques : Barthe, Lenco, Pioneer, Thorens ; pour les amplificateurs, tuners et tuners-amplificateurs : Braun, Esart, Luxman, Marantz, Pioneer et Scott ; pour les enceintes acoustiques : J.B. Lansing, Celestion, Kef, Martin, MRC, B et W, 3 A et Acoustic Research ; pour les magnétophones et platines de magnétophones : Akai, Revox et Sony.

L'auditorium quadri avec les enceintes placées dans les quatre angles réalise les conditions idéales d'écoute des systèmes SQ et CD4 présentés ici. De plus, pour que l'acheteur éventuel puisse prendre conscience des apports de ces systèmes de reproduction, le dispatching a été étudié de façon à permettre le passage de la reproduction quadriphonique à la position stéréophonique à cet effet il offre en plus des appareils quadri présentés la possibilité de mettre en service 16 amplificateurs ou tuners-amplificateurs quadriphoniques.

Parmi les marques présentes, citons pour le système SQ : Marantz, Braun et Sony, et pour le





L'un des auditoriums STÉRÉO

système CD4 : Kenwood, sans oublier la chaîne quadri Servo Sound qui est également en démonstration dans cet auditorium de même, les magnétophones quadri Akai.

Au point de vue enceintes acoustiques, nous avons plus particulièrement remarqué les enceintes Quad et les Continental de BW.

Pour tous ses auditoriums, la société Cibot a su s'attacher les services d'un excellent Hi-Fiste en la personne de M. Rome, et les « découpeurs de dB » obtiendront de lui tous les renseignements techniques qu'ils désirent sur tous les appareils présentés.

En dehors de ces trois auditoriums, la société Cibot a également prévu un dispatching permettant l'écoute comparative de tous les casques qu'elle propose à ses clients, et un rayon d'accessoires pour chaînes Hi-Fi dont un impressionnant rayon de cellules de lecture, sans oublier le matériel d'entretien des disques.

Si la Hi-Fi occupe une part importante de la surface de vente du 136 boulevard Diderot, les autres appareils électroniques n'ont pas pour autant été oubliés et les appareils de sonorisation occupent une place non négligeable avec toute la gamme Power, les tables de mixage Rodec et Uher, la régie de discothèque Bouyer et, en démonstration en ce moment : l'équaliseur Soundcraftmen.

Au rayon « Kit », nous avons pu voir les différentes réalisations Cibot avec notamment les amplificateurs CR215, CR225 et CR2000 (bien connus de nos lec-

teurs) et le nouveau tuner-amplificateur RTC en modules pré-câblés. Le nombre important de modèles d'enceintes acoustiques en Kit a même nécessité la mise en service d'un dispatching spécial pour faciliter le choix des amateurs.

Pour les débutants dans la Hi-Fi et les jeunes dont le budget ne permet pas l'achat d'une véritable chaîne une importante gamme de petites chaînes et d'électrophones leur est présentée.

Au rayon télévision, nous avons pu voir de nombreux téléviseurs noir et blanc de toutes dimensions et en télévision couleur nous avons relevé les marques Grundig, Radiola, Schneider, le petit Sony à tube trinitron, et Téléfunken.

A signaler enfin le très grand choix de récepteurs radio de toutes catégories, auto-radios combinés radio-cassettes aussi bien portables que pour voiture et enfin la musique électronique avec les orgues Farfisa.

La société Cibot assure elle-même le service après-vente de tous ces appareils et a, à cet effet, équipé remarquablement son laboratoire, gage, en cas de panne, d'une remise en état rapide et durable.

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

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

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

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

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

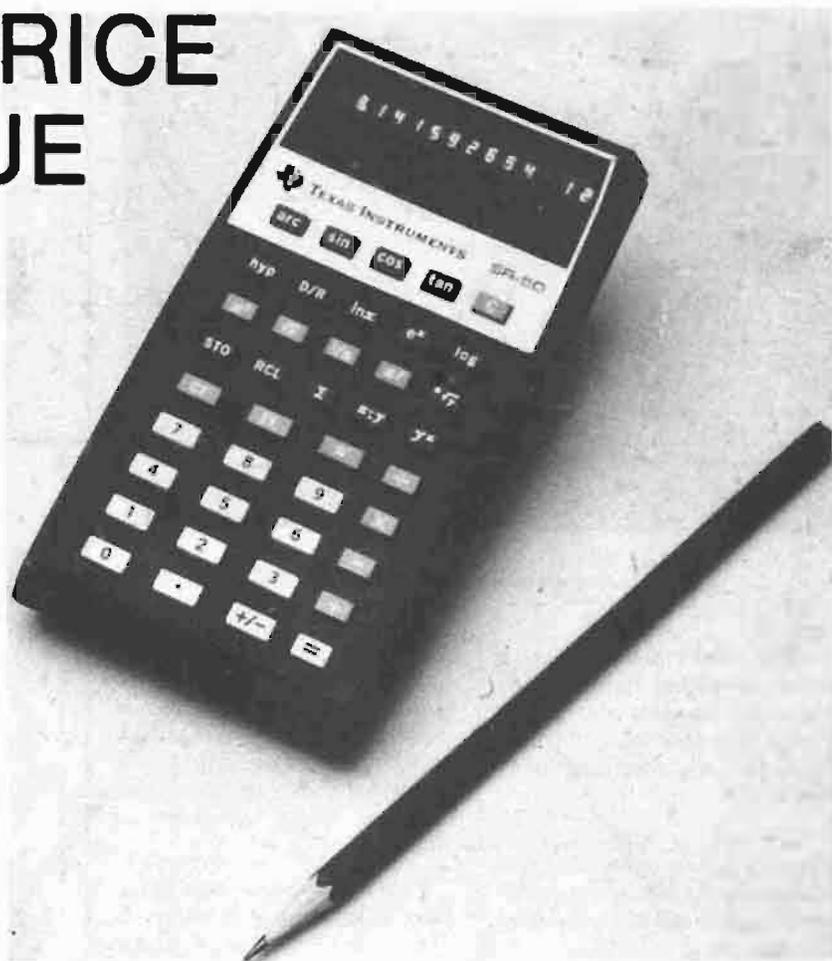
Et la gamme des piles VARTA est si étendue que vous trouverez toujours celles dont vous avez besoin.

VARTA

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

LA CALCULATRICE ÉLECTRONIQUE

TEXAS SR 50



LA calculatrice Texas SR50 est une super règle à calcul électronique, présentée dans un coffret anthracite de 78 x 145 mm, qui ne pèse que 250 g. La lecture du résultat des opérations se fait en lecture directe avec 13 chiffres significatifs. Les réponses sont obtenues en moins de une seconde.

La SR50 est livrée avec des accumulateurs à recharge rapide. Dans des conditions d'utilisation normale, ils assurent 4 à 6 heures de fonctionnement sans recharge — 3 heures environ suffisent pour les recharger complètement.

CARACTERISTIQUES

En plus des opérations usuelles :

Fonctions :

- Log décimal, Log népérien
- Trigo (ARC, SIN, COS, TG)
- Hyperboliques (ARC, SH, CH, TH)
- Conversion degrés/radians
- Commutateur degrés/radians
- $Y^x e^x$
- X^2
- \sqrt{x}
- $x \sqrt{y}$
- $1/X$
- X^1

- Echange X, Y
- Enregistrement et rappel mémoire
- Accumulation en mémoire
- Notation scientifique : mantisse 10 chiffres, exposant 2 chiffres
- Temps d'exécution typique (COS 30°) : 0,5 sec
- Arrondi à 10 chiffres
- Logique algébrique (somme de produits)
- Commutateur degrés/radians
- Mémoire
- Nombre de touches : 40

FONCTION DES DIFFERENTES TOUCHES

— **Point décimal (●)** : Supposé être automatiquement à droite de tout nombre entré à moins qu'il ne soit positionné sur un autre rang avec la touche. Quand on entre les nombres, le point décimal apparaît après qu'on ait appuyé sur la touche.

— **Pi (π)** : Entre la valeur de pi (π) avec 13 chiffres significatifs dans un calcul. L'affichage indique la valeur du chiffre arrondi à 10 chiffres significatifs.

— **Touche d'entrée de l'exposant (EE)** : Informe la calculatrice

que le nombre qui va suivre doit être entré comme exposant de 10. Pour entrer un nombre en notation scientifique, entrer d'abord la mantisse, appuyer sur la touche EE et entrer l'exposant désiré de 10.

Une fois qu'on a appuyé sur la touche EE, la calculatrice mettra à l'affichage tous les résultats successifs en notation scientifique jusqu'à ce qu'on appuie sur la touche C.

— **Touche d'effacement (C)** : Efface les données qui sont dans la calculatrice, affiche zéro et reporte la calculatrice à zéro pour le départ d'un nouveau problème. Pour effacer la mémoire, il faut entrer un zéro à la place des données mémorisées.

— **Touche de changement de signe (+/-)** : Ordonne à la calculatrice de changer le signe de la mantisse ou de l'exposant apparaissant à l'affichage. Pour entrer un nombre négatif, entrer tout d'abord le nombre, puis appuyer sur la touche +/- . Lorsqu'on utilise cette touche avant d'utiliser la touche EE, on change le signe de la mantisse. Lorsqu'on appuie sur la touche +/- après avoir utilisé la touche EE, on change le signe de l'exposant.

— **Touche de correction d'écriture (CE)** : Efface la dernière donnée entrée au clavier. π est entré comme valeur calculée et n'est pas effacé par cette touche. Si l'on appuie par inadvertance sur la touche π on peut l'annuler en entrant simplement le nombre qui doit être calculé.

— **Touche du carré (X^2)** : Ordonne à la calculatrice de calculer le carré d'un nombre indiqué à l'affichage.

— **Touche de la racine carrée (\sqrt{x})** : Ordonne à la calculatrice de calculer la racine carrée d'un nombre indiqué à l'affichage.

— **Touche de l'inverse (1/x)** : Ordonne à la calculatrice de calculer l'inverse du nombre indiqué à l'affichage.

— **Touche factorielle (x!)** : Ordonne à la calculatrice de calculer la factorielle d'un nombre indiqué à l'affichage. La calculatrice SR50 peut aller, sans dépassement de la capacité de calcul jusqu'à 69!

— **Touche sinus (SIN)** : Ordonne à la calculatrice de déterminer le sinus de l'angle indiqué à l'affichage.

— **Touche cosinus (COS)** : Ordonne à la calculatrice de déterminer le cosinus de l'angle indiqué à l'affichage.

— **Touche tangente (TAN)** : Ordonne à la calculatrice de déterminer la tangente de l'angle indiqué à l'affichage.

— **Touche trigonométrique inverse (ARC)** : Ordonne à la calculatrice de déterminer l'angle d'une fonction trigonométrique donnée, dont la valeur est une quantité indiquée à l'affichage, en appuyant sur les touches sin, cos ou tan.

— **Touche de fonction hyperbolique (HYP)** : Ordonne à la calculatrice de déterminer la fonction trigonométrique hyperbolique de l'angle indiqué à l'affichage en appuyant sur les touches sin, cos ou tan.

— **Commutateur degrés/radians (R-D)** : Placé sur la partie plus élevée de la calculatrice, du côté gauche. La calculatrice interprète en degrés la valeur affichée d'un angle, si l'interrupteur est tourné vers la droite (D), et en ra-

dians lorsqu'il est tourné vers la gauche (R).

— **Touche de changement d'angle (D/R)** : Si l'interrupteur Deg Rad est placé sur la position degrés, on ordonne à la calculatrice, en appuyant sur cette touche de convertir la valeur de l'angle affiché de degrés en radians. Si l'interrupteur est placé sur la position radians, on ordonne à la calculatrice, en appuyant sur cette touche, de convertir en radians la valeur de l'angle affiché en degrés.

— **Touche de logarithme (LOG)** : Ordonne à la calculatrice de déterminer le logarithme base 10 du nombre affiché.

— **Touche de logarithme népérien (LNx)** : Ordonne à la calculatrice de déterminer le logarithme base e du nombre affiché.

— **Touche e à la puissance x (E^x)** : Ordonne à la calculatrice d'élever la valeur de e à la puissance affichée.

— **Touche y à la puissance x (Y^x)** : Ordonne à la calculatrice d'élever y, la première quantité entrée, à la puissance x, la seconde quantité entrée.

— **Touche racine x^e d'un nombre y (x√y)** : Ordonne à la calculatrice de calculer la racine x^e de y, première quantité entrée. La valeur x est la seconde quantité entrée.

— **Touche d'échange (X ↔ Y)** : Ordonne à la calculatrice d'échanger x et y dans y^x et x√y avant de calculer la fonction. Les opérateurs x et y peuvent également être échangés par l'utilisation de cette touche.

— **Touche de mise en mémoire (STO)** : Ordonne à la calculatrice de mettre en mémoire la quantité affichée.

— **Touche de rappel (RCL)** : Ordonne à la calculatrice de reprendre les données enregistrées dans la mémoire. La touche RCL ne reporte pas la mémoire à zéro.

— **Touche somme et mise en mémoire (Σ)** : Ordonne à la calculatrice d'additionner algébriquement un nombre affiché au nombre contenu dans la mémoire et de mettre la somme en mémoire. L'utilisation de cette touche n'a d'effet ni sur la quantité affichée, ni sur les données traitées précédemment.

Indication de dépassement de la capacité par excès ou par défaut : Le plus grand nombre pouvant être entré dans la calculatrice est $9.999999999 \times 10^{99}$ sans dépassement de la capacité de calcul par excès. Lorsqu'un résultat de calcul est plus élevé que ce nombre, l'affichage de la calculatrice émet en clignotant l'indication $+ 9.999999999 99$ ou $-----$. Lorsque le résultat d'un calcul est plus petit que $\pm 1 \times 10^{-99}$, la calculatrice émet en clignotant l'indication $1.-99$ ou 1.99 .

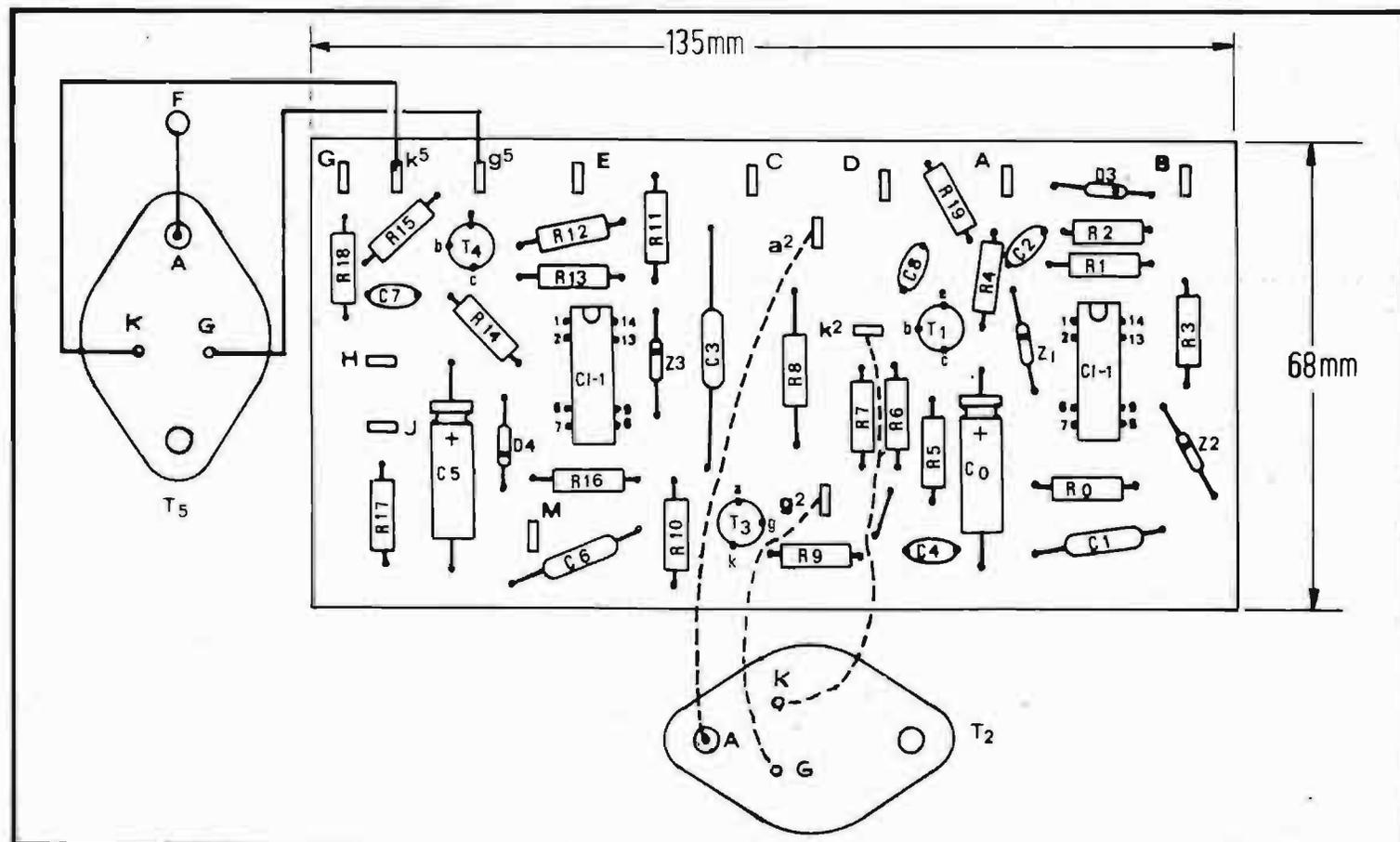
CENTRALE CLIGNOTANTE ET TEMPORISATION D'ESSUIE-GLACES (RECTIFICATIF à notre N° 1473)

Une erreur malencontreuse s'étant glissée dans la présentation des figures 7 et 9 (pages 199 et 200), nos lecteurs n'auront pas été sans remarquer quelques anomalies dans les figures en question : en effet, le texte et la

légende des figures 7 et 9 indiquaient que ces dernières étaient vues de l'arrière, côté cuivre, le stratifié étant supposé non opaque pour permettre de voir les éléments par transparence. Mal-

heureusement il n'en était rien et les dessins représentaient les circuits imprimés vus côté composants, c'est-à-dire côté opposé au cuivre. De plus, sur la figure 9, les branchements des thy-

ristors T2 et T5 sont erronés. Pour éviter toute équivoque, nous reproduisons ci-dessous la figure 9 vue côté composants mais avec le brochage correct des transistors T2 et T5.





Le « Cascade 3000 » clignotant chenillard à 3 voies

S'IL n'est guère utile de rappeler ce qu'est un clignoteur, il semble utile de préciser, lorsqu'il devient « chenillard », de quel instrument il s'agit. Pour cela, il suffit de penser à toutes les lumières publicitaires visibles un peu partout, et en particulier à celles qui clignotent d'une manière complexe, donnant l'impression de défiler. Ces vagues lumineuses, ressemblant parfois à des cascades véritables, sont tout simplement obtenues grâce à la mise en œuvre de « chenillards ». Autrement dit, un chenillard est un clignoteur à plusieurs voies, dont les mises sous tension se font les unes après les autres.

LES ANCETRES

Les chenillards n'ont pas toujours été électroniques. Cela est évident, puisque depuis des dizaines d'années, on voit des lumières clignotantes qui défilent. Les dispositifs électroniques permettant de telles réalisations, d'une manière commode, n'existent pas depuis si longtemps. Auparavant, la plupart des systèmes à clignotements enchainés furent réalisés soit avec des relais, soit avec un dispositif mécanique comportant un arbre ou un tambour, muni de « cames » sur leur périphérie. Les saillies ainsi obtenues, judicieusement disposées, action-

naient de simples contacts à lames, au fur et à mesure que tournait le tambour. En vérité, ce dispositif, ressemblant à une boîte à musique, est, sans aucun doute, encore beaucoup employé. Néanmoins, les inconvénients majeurs de ces techniques anciennes (encombrement, bruit de fonctionnement, manque de souplesse dans l'utilisation, fiabilité parfois moyenne) leur font céder progressivement la place aux dispositifs électroniques tels que le Cascade 3000.

LE CASCADE 3000

L'appareil que nous décrivons

ci-dessous fait partie de la gamme des jeux de lumière Tec'sound, produit par la firme Ereyd. Il s'agit d'un appareil clignoteur à trois voies, pouvant créer les effets de défilement que nous venons d'évoquer ci-dessus. Il est muni d'un réglage de sa vitesse de fonctionnement, ce qui permet, en réalité, de définir non pas un, mais une infinité d'effets de clignotements, allant du simple changement de décor cyclique, au plus complexe « light-show ».

Cet appareil est présenté en trois versions qui sont :

- le kit complet (à construire soi-même) ;
- l'appareil en ordre de marche ;
- le module câblé, baptisé, en la

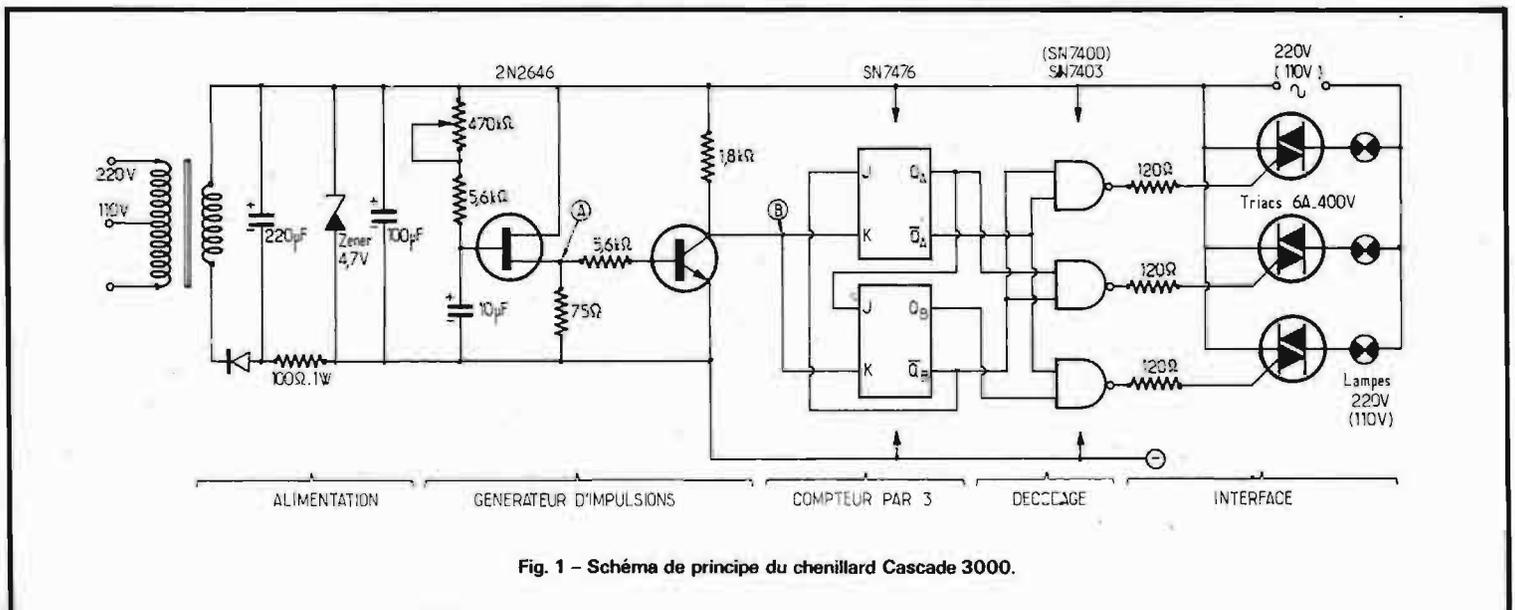


Fig. 1 - Schéma de principe du chenillard Cascade 3000.

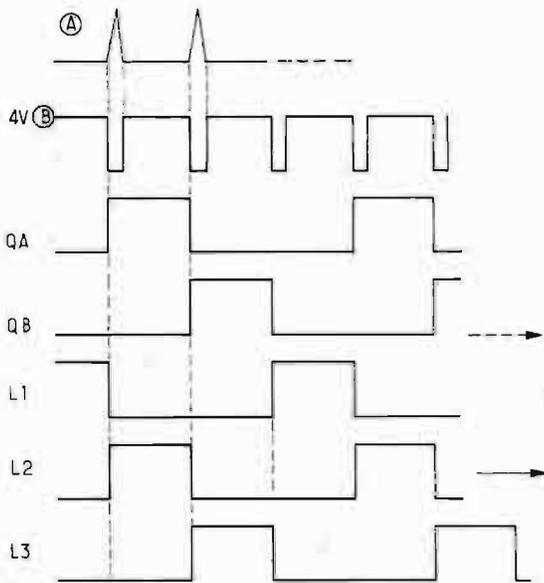


Fig. 2 - Signaux recueillis sur un Cascade 3000 tels qu'on pourrait les observer sur un oscilloscope. En haut, les « pics » que l'on relève en base 2 de l'unijonction. En dessous, les créneaux produits par le 2N 1711. Nous voyons enfin les états de sortie du compteur, et les situations d'allumage des lampes en fonction du décodage.

Points sur le compteur :				
	Q _A	Q _B	Q _A	Q _B
Phase 1	1	0	0	1
Phase 2	0	1	1	0
Phase 3	0	0	1	1

Fig. 3 - Table de vérité du compteur.

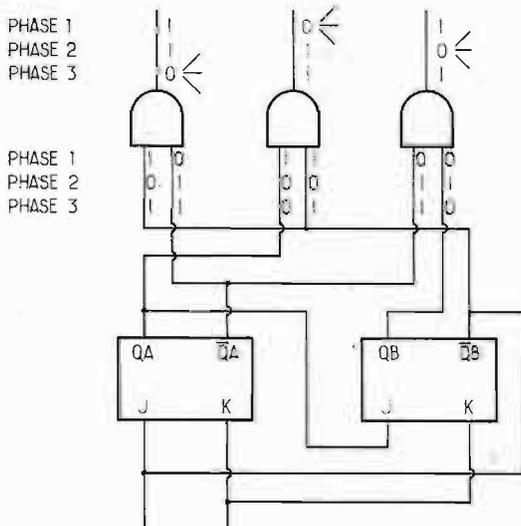


Fig. 4 - Grâce aux enseignements de la figure 2, nous savons que le compteur donne trois situations possibles. Ces trois situations confrontées aux portes du décodeur nous amènent à avoir l'allumage ou l'extinction des lampes reliées en sortie. Pour qu'une lampe s'allume, il faut que les points S, S 1, et S 2 soient, chacun à leur tour en situation « 0 ». (ce « 0 » conventionnel indique en fait une tension de - 4 volts puisqu'un triac se déclenche en fait à partir d'une tension négative). Pour obtenir en un point « S » un « 0 », il faut avoir une situation « 1 » à chacune des deux portes d'entrée. On peut donc confronter la table de vérité et les phases d'allumage pour vérifier que tout se passe bien ainsi qu'indiqué.

circonstance, module « Cas 3000 ».

Signalons qu'il existe aussi, dans une présentation identique, et reprenant la même base technique, commune aux trois autres versions, un modèle plus puissant, le « Cascade 6000 », capable d'alimenter 6 kW de lumière sous 220 volts.

La particularité technique du Cascade 3000 est d'être constitué par un circuit de base extrêmement simplifié, grâce à l'utilisation de circuits intégrés. Cette utilisation présente d'ailleurs des aspects hardis, dont la fiabilité est néanmoins prouvée. Il en résulte une immense simplicité de montage pour ceux qui désirent acquérir le kit, qui est, de plus, fort complet. Cette réalisation peut parfaitement être entreprise par un débutant, ce qui est assez rare pour des appareils d'une certaine importance, comme c'est ici le cas, avec une certitude absolue de succès.

ETUDE TECHNIQUE

Notre étude technique portera essentiellement sur la version « kit ». Elle nous permettra de découvrir tous les aspects de cette réalisation, le kit « terminé » correspondant exactement à l'appareil en ordre de marche.

La dissection de cet appareil comporte tout d'abord l'examen détaillé du schéma de principe, que nous trouvons en figure 1. Ce schéma est, pour une meilleure compréhension, divisé en étages. Le premier d'entre eux est l'alimentation. Un transformateur abaisseur permet un raccordement au secteur en 110 ou en 220 volts. Au secondaire, apparaît une tension alternative de 8 volts. Un redressement mono-alternance est opéré par une diode, suivi d'un filtrage par condensateur chimique de 220 μ F. Un ensemble composé d'une résistance de 100 ohms et d'une diode zener de 4,7 volts, permet de stabiliser la tension d'alimentation. Un filtrage complémentaire est obtenu par le jeu d'un second condensateur chimique, de 100 μ F, ce dernier se trouvant donc en parallèle sur la « sortie » de l'alimentation.

La basse tension continue alimente un générateur d'impulsions, lequel constitue le second étage. Ce générateur d'impulsions est équipé d'un transistor unijonction 2N2646 ou 2N2647) et d'un transistor 2N1711. L'uni-

jonction permet d'obtenir des crêtes ou « pics », dont on peut voir la configuration graphique en figure 2. Ces pics sont recueillis sur la base 2 de l'unijonction. Un potentiomètre de 470 k Ω , placé dans le circuit de constante de temps, fait varier, au gré de l'utilisateur, la fréquence des impulsions, et de cette façon, le rythme de clignotement du chenillard. Le transistor 2N1711, transforme chaque pic reçu à sa base en créneau que l'on recueille au collecteur. Ce créneau fera changer d'état les bascules du premier circuit intégré (un SN 7476 ou équivalent). On obtient ainsi un compteur par 3, dont la table de vérité (fig. 3) nous permet de contrôler les états successifs. Le décodage est assuré par un second circuit intégré, de type SN 7400 ou équivalent. Le principe de ce décodage est expliqué en figure 4.

Nous arrivons enfin à la dernière partie de ce schéma, qui est l'étage « interface », et que l'on pourrait aussi nommer « circuit de puissance ». On constate que les triacs qui distribuent le courant électrique aux lampes sont directement commandés par les circuits intégrés, ce qui constitue une méthode tout à fait osée, vis-à-vis de ces micro-structures, en théorie mal adaptés à ce genre de travail « de force ». Néanmoins, il faut tout d'abord remarquer qu'un seul triac est commandé à la fois, et que d'autre part, ils sont choisis dans des types ayant une sensibilité de gachette suffisante.

Les triacs adoptés sont des 10 ampères 400 volts, et on notera que le fabricant donne une marge de sécurité plus grande sur la version « ordre de marche » et sur le kit, que sur la version module. Cela s'explique de la façon suivante : l'utilisateur du module est en principe plus à même de disposer des éléments de refroidissement, s'il utilise les 1 500 watts par voie annoncés. De toutes façons, et dans les trois versions, ces marges de sécurité sont gigantesques, puisqu'elles voisinent les 45 % dans le module, et les 60 % dans les kit et « ordre de marche ».

MONTAGE

Les circuits intégrés qui constituent l'essentiel de ce qui est à câbler sur le circuit imprimé, étant de pièces délicates à souder, le fabricant a préféré livrer ce circuit imprimé tout câblé.

RÉGLAGE VITESSE

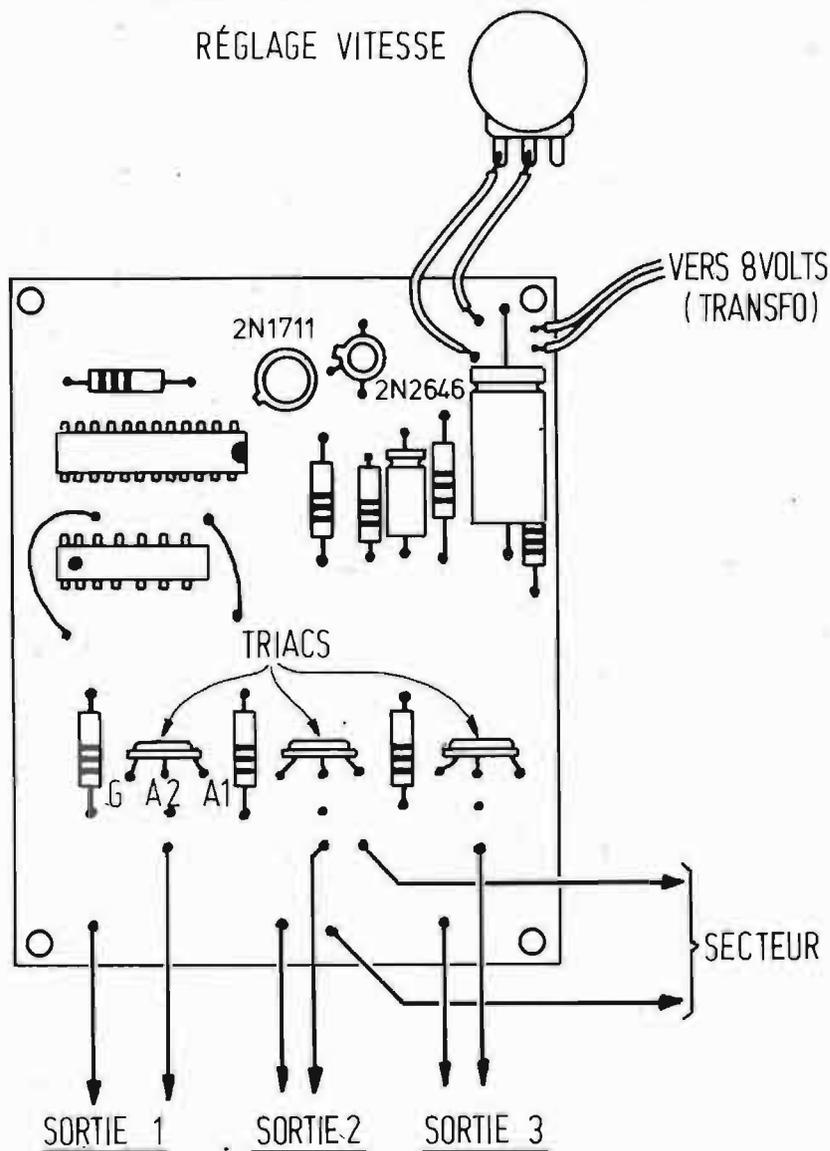


Fig. 5 - Câblage du module Cascade.

L'acquéreur d'un kit « Cascade » doit donc, pour commencer, effectuer le montage mécanique. Sur le coffret, fourni peint et percé, on place : les voyants (un par voie), le potentiomètre, l'interrupteur arrêt/marche, les énormes bornes 15 ampères, à l'arrière du coffret. Ces dernières sont d'un type qui possède plusieurs avantages : elles répondent aux normes électriques destinées à assurer la sécurité des utilisateurs, et elles admettent soit le branchement conventionnel à prise secteur standard, soit le branchement du type « tableau électrique ». Le circuit imprimé doit se fixer au fond du coffret, ainsi que le transformateur d'alimentation. Nous conseillons cependant de procéder à la soudure des fils de connexions avec les éléments périphériques avant de fixer la plaque, pour des raisons évidentes de commodité d'accès. Peu de

précautions particulières sont à observer, mises à part celles relevant du soin et de l'application qui sont les fondements mêmes de toute réussite en électronique.

Nous voyons en figure 5 un « résumé » des liaisons à effectuer tant sur le module que dans les kits.

PIECES FOURNIES DANS LES DIFFÉRENTES VERSIONS :

Afin d'être précis, il semble utile de rappeler ce qui est fourni exactement, dans chacune des versions, en donnant également une indication de ce qui peut rester à acheter.

L'appareil en ordre de marche est évidemment absolument complet. Il ne reste qu'à le relier

au secteur, et le mettre en fonction.

Le kit comprend absolument tous les éléments de l'appareil en ordre de marche. Rien n'est omis pas même la soudure, et le mode de montage et d'emploi multicolore. L'outillage nécessaire se compose d'un fer à souder et de la panoplie du bricoleur moyen.

Le module comprend seulement le circuit imprimé complètement câblé, et testé, ainsi que le potentiomètre. Le transformateur d'alimentation est en plus (donc non compris dans le prix du module). Il faut donc se procurer le coffret, les entrées, sorties, bouton, interrupteur, etc. Ce module s'adresse donc bien à ceux qui désirent l'incorporer à une réalisation déjà existante.

Chaque version est donc bien complète par elle-même, répondant parfaitement à sa destination utilitaire.

UTILISATION DU CASCADE 3000 :

Il reste à donner un aperçu des possibilités du Cascade, puisque nous avons indiqué, en début de description, qu'il procure à son acquéreur la faculté d'utiliser une infinité d'effets lumineux attractifs.

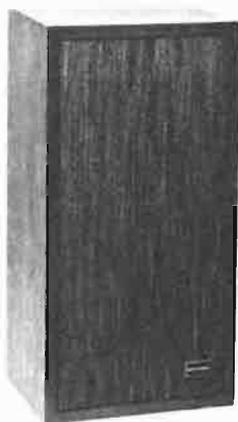
Accouplé à des lampes électriques conventionnelles, (spots ordinaires ou floods) il sera possible de créer des changements de décor cycliques. Dans le cas d'une vitrine, par exemple, on reliera à la première sortie des lampes rouges, à la seconde des lampes bleues, à la troisième des lampes jaunes. Réglé sur un rythme très lent, le Cascade 3000 illuminera cette vitrine successivement dans les trois couleurs, restant quelques secondes sur chacune d'entre elles. L'accélération du même dispositif créera une animation plus saisissante. Si les lampes sont disposées les unes à côté des autres, et reliées aux trois canaux dans un ordre successif (1,2,3-1,2,3) on obtiendra un défilement de la lumière fort attrayant.

Mais, il existe aussi la possibilité de relier n'importe quelle charge électrique sur les sorties du Cascade. On pourra donc parfaitement imaginer : des spots sur la voie 1, un stroboscope sur la voie 2, un tube de lumière noire sur la voie 3. On saisit bien, ici, l'immensité des possibilités offertes par cet appareil d'animation lumineuse.

RÉSUMÉ DES CARACTÉRISTIQUES :

- Dimensions : 20 x 13 x 6 cm.
 - Dimensions du circuit imprimé (ou module) : 68 x 90 mm.
 - Alimentation : 110 et 220 volts.
 - Puissance lumineuse disponible : 1 000 watts par voie et 1 500 watts par voie pour le module.
 - Réglage de la vitesse de clignotement.
 - Compatible avec toutes charges électriques en sortie. (même inductives).
 - Version ordre de marche garantie pièces et main-d'œuvre.
- En conclusion, nous dirons que le Cascade 3000 est un jeu de lumière complet, qui rendra de nombreux services aux usagers professionnels et amateurs qui en feront l'acquisition.

SÉLECTION DE CHAINES HIFI



CHAINES HARMAN-KARDON 75+

CHAINE A

Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Harman-Kardon 75+, une platine Sansui 3060, deux enceintes JB Lansing L 26.

— **Le tuner-amplificateur Harman Kardon 75+ :**
Partie tuner : Sensibilité FM : $2 \mu\text{V}$ - Réjection image : -50 dB - Séparation multiplex : 35 dB - Distorsion harmonique : $0,6 \%$ mono, $0,7 \%$ stéréo - Réjection AM : -50 dB - Sensibilité AM : $200 \mu\text{V/m}$ - Sélectivité : $> 34 \text{ dB}$.

Partie amplificateur : Puissance : $2 \times 45 \text{ W}/8 \Omega$ - en quadri : $4 \times 18 \text{ W}$ - Bande passante : $10 \text{ à } 40\,000 \text{ Hz}$ - Distorsion harmonique totale : $< 0,5 \%$ - Distorsion d'intermodulation : $< 0,15 \%$ - Rapport signal/bruit : $> 85 \text{ dB}$ - Contrôle de tonalité : $\pm 12 \text{ dB}$ à 50 Hz ; $\pm 12 \text{ dB}$ à 10 kHz .

— **La platine Sansui 3060 :**
 Platine tourne-disques deux vitesses : 33 et 45 tours/minute -

Moteur synchrone à 4 pôles - Rapport signal/bruit $> 47 \text{ dB}$ - Plateau de 300 mm de diamètre - Poids : $1,4 \text{ kg}$ - Bras de 220 mm - Alimentation $110/220 \text{ V}$ - Dimensions : $464 \times 352 \times 195 \text{ mm}$ - Poids $9,5 \text{ kg}$.

— **L'enceinte acoustique JB Lansing L 26 :**

Puissance : 35 W - Impédance nominale : 8Ω - H.P. basses, diamètre : 25 cm - H.P. aigus, diamètre : $3,6 \text{ cm}$ - Coffret noyer couleur de la façade : orange, bleu, blanc ou brun. Dimensions : $32 \times 61 \times 34 \text{ cm}$ - Poids : 19 kg .

CHAINE B

Cette chaîne comprend : un tuner amplificateur Harman Kardon 75+, une platine Thorens TD 160, deux enceintes Martin Supermax.

— **Le tuner amplificateur Harman Kardon 75+ :** (voir chaîne précédente).

— **La platine Thorens TD 160 :**

Système d'entraînement : moteur 16 pôles synchrone biphasé, entraînement du plateau par courroie caoutchouc - Vitesses : $33 \frac{1}{3}$ et 45 tr/mn - Plateau : alliage non magnétique - Diamètre : 30 cm - Poids : $3,2 \text{ kg}$ - Régularité de vitesse : $0,6 \%$ selon DIN 45507, pondéré - Niveau de bruit (rumble) : non pondéré - 43 dB , pondéré - 65 dB , selon DIN 45539.

— **L'enceinte Martin Supermax :**

Haut-Parleurs : 1 Broomer de 25 cm de diamètre à suspension pneumatique ; 1 Tweeter à chambre de compression - Puissance max. : 50 W RMS - Bande passante : $36 \text{ Hz à } 18\,000 \text{ Hz}$ - Impédance : 8Ω - Potentiomètre de réglage pour l'aigu - Dimensions : $540 \times 310 \times 250 \text{ mm}$ - Poids : 12 kg .

CHAINE C

Cette chaîne comprend un tu-

ner-amplificateur Harman Kardon 75+, une platine Garrard 86SB, deux enceintes acoustiques Scott S11.

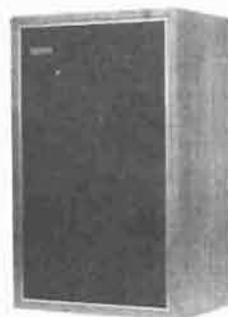
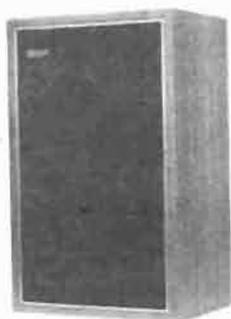
— **Le tuner-amplificateur Harman Kardon 75+ :** (voir chaîne précédente).

— **La platine Garrard 86 SB :**

Table de lecture équipée d'un plateau de 292 mm de diamètre et d'un moteur synchrone - 2 vitesses : 33 tours $\frac{1}{3}$ et 45 tours/minute - Rapport signal/bruit : -63 dB - Fluctuations totales : $0,12 \%$ - Dimensions : $454 \times 405 \times 181 \text{ mm}$.

— **L'enceinte acoustique Scott S11 :**

Système 3 voies 60 W - 3 haut-parleurs : Boomer : 250 mm , suspension à air ; Médium à cône souple 87 mm ; Tweeter à membrane traitée 75 mm - Filtre LC 12 dB par octave avec réglage des aigus - Coupure à 900 et $3\,500 \text{ Hz}$ - Bande passante $35 \text{ à } 2\,000 \text{ Hz}$ - Poids : 18 kg - Dimensions $600 \times 294 \times 362 \text{ mm}$ - Impédance : 8Ω .



CHAINES TEAC AG 6500

CHAINE A

Cette chaîne comprend un tuner-amplificateur TEAC AG6500, une platine Thorens TD160, deux enceintes acoustiques 3 A Allegretto.

— **Le tuner-amplificateur TEAC AG6500 :**

Partie tuner : Sensibilité : $1,8 \mu\text{V}$ — Gamme de fréquences : 88 à 108 mHz — Réjection image : $> 85 \text{ dB}$ — Sélectivité $> 60 \text{ dB}$ — Rapport signal/bruit $> 65 \text{ dB}$ — Distorsion harmonique : $< 0,7 \%$ — Séparation stéréo FM : $> 37 \text{ dB}$ — **AM :** Gamme de fréquence : 535 à 1 605 Hz — Sensibilité : $200 \mu\text{V/m}$ — Réjection image : $> 60 \text{ dB}$ — Sélectivité : $> 27 \text{ dB}$.

Partie amplificateur : 2 x 50 W/8 Ω — Distorsion harmonique : $< 0,5 \%$ — Bande passante : 10 à 40 000 Hz — Impédance : 4 à 16 Ω — Entrées : phono : 2 mV ; aux. : 150 mV ; magnéto : 150 mV — Sorties : magnéto 150 mV ; Din. : 30 mV — Rapport signal/bruit : phono $> 65 \text{ dB}$; aux. : $> 75 \text{ dB}$ — Séparation des canaux : phono : 50 dB ; aux. : 55 dB — Contrôle de tonalité :

$\pm 10 \text{ dB}$ à 100 Hz ; $\pm 10 \text{ dB}$ à 10 000 Hz — Dimensions : 470 x 400 x 160 mm — Poids : 14 kg.

— **La platine Thorens TD160 :** Système d'entraînement : moteur 16 pôles synchrone biphasé, entraînement du plateau par courroie caoutchouc — Vitesses : 33 tours 1/3 et 45 tours/minute — Plateau en alliage non magnétique de 30 cm de diamètre et pesant 3,2 kg — Régularité de vitesse : 0,6 % selon Din 45 507 pondéré — Niveau de bruit (rumble) : non pondéré — 43 dB ; pondéré — 65 dB selon Din 45 539.

— **L'enceinte acoustique 3A Allegretto :**

Bande passante : 40 Hz à 20 000 Hz — Distorsion inférieure à 1,5 % de 50 à 20 000 Hz — Réglage séparé du registre médium par commutateur étalonné — Puissance nominale permanente 40 W eff — Réponse aux impulsions extrêmement rapide.

CHAINE B

Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur TEAC

AG6500, une platine Garrard zéro/100 SB, deux enceintes acoustiques JB Lansing L26.

— **Le tuner-amplificateur TEAC AG6500** (voir chaîne précédente).

— **La platine Garrard zéro/100 SB :**

Plateau : diamètre : 292 mm — Type de moteur : synchrone sans régulation électronique — Vitesses nominales de rotation : 33 1/3 et 45 tours — Réglage additionnel de vitesse : fluctuations totales : 0,12 % — Rapport signal/ronnement : (en valeur pondérée) — 63 dB — Dimensions : 45,4 x 40,5 x 18,1 mm.

— **L'enceinte acoustique JB Lansing L26 :**

Puissance 35 W — Impédance nominale 8 Ω — H.-P. basses de 25 cm de diamètre — H.-P. aigus de 3,6 cm de diamètre — Coffret noyer, couleur de la façade : orange, bleu, blanc ou brun — Dimensions : 32 x 61 x 34 cm — Poids : 19 kg.

CHAINE C

Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur TEAC

AG6500, une platine Bang et Olufsen 1203, deux enceintes Scott S11.

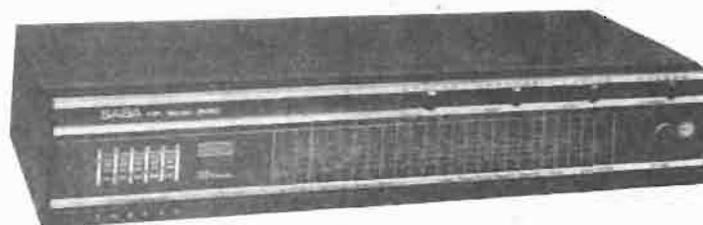
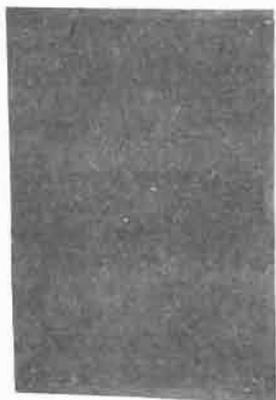
— **Le tuner-amplificateur TEAC AG6500** (voir chaîne précédente).

— **La platine Bang et Olufsen 1203 :**

Table de lecture équipée d'un plateau de 295 mm de diamètre — Poids : 1,4 kg — Moteur asynchrone — Deux vitesses : 33 et 45 tours/minute, réglage de vitesse : $\pm 6 \%$ par stroboscope incorporé — Fluctuations totales : $< 0,075 \%$ — Rapport signal/bruit : $> 37 \text{ dB}$ — Dimensions : 120 x 440 x 330 mm.

— **L'enceinte acoustique Scott S11 :**

Système 3 voies 60 W — 3 haut-parleurs : Boomer 250 mm, suspension à air ; Médium à cône souple 87 mm ; Tweeter à membrane traitée 75 mm — Filtre LV 12 dB par octave avec réglage des aigus — Coupure à 900 et 3 500 Hz — Bande passante 35 à 2 000 Hz — Poids : 18 kg — Dimensions : 600 x 294 x 362 mm — Impédance : 8 Ω .



CHAINES SABA

a) CHAÎNE SABA 8060

Cette chaîne comprend : le tuner-amplificateur SABA 8060, une platine Garrard MK IV, deux enceintes Scientelec Eole 150.

— **Le tuner-amplificateur SABA 8060 :**

Partie tuner : 4 gammes d'ondes : FM, OC, PO, GO - Sensibilité FM : $1,4 \mu\text{V}$ - Distorsion FM : $< 0,5 \%$ - Séparation des canaux : 38 dB. **Partie amplificateur :** Puissance : $2 \times 22 \text{ W}$ - Distorsion : $< 0,1 \%$ - Bande passante : 20 Hz à 20 000 Hz $\pm 1 \text{ dB}$ - Sensibilité des entrées : PU magnétique : $2,3 \text{ mV}/47 \text{ k}\Omega$; PU céramique : $55 \text{ mV}/100 \text{ k}\Omega$; magnétophone : $160 \text{ mV}/100 \text{ k}\Omega$ - Réglages de tonalité : $\pm 16 \text{ dB}$ à 40 Hz ; $\pm 16 \text{ dB}$ à 15 kHz - Présentation : noyer naturel mat, blanc mat ou métallique - Dimensions : 660 x 140 x 300 mm.

— **La platine Garrard SP25 MKIV :**

Tourne-disques 3 vitesses : 33, 45 et 78 tours - Diamètre du plateau : 26,7 cm - Moteur asynchrone tripolaire - Pose automatique du bras - Réglage de la force d'application - Correcteur de Poussée latérale - Dimensions : 383 x 317 mm.

— **L'enceinte acoustique Scientelec Eole 150 :**

Système à 2 voies (2 H.P.) - 1 haut-parleur 21 cm, fréquence de résonance 35 Hz (champ dans l'entrefer 10 000 G) - 1 Tweeter

(23 kHz + 3 dB) - Bande passante : 30 Hz à 20 kHz. Recommandée pour ampli de 10 à 30 W par canal - Impédance $4-8 \Omega$ - Dimensions 423 x 293 x 240 mm - Volume interne 19 litres - Poids : 10 kg.

b) CHAÎNE SABA 8100

Cette chaîne comprend le tuner-amplificateur SABA 8100. Une platine Pioneer PL12E, deux enceintes acoustiques Scott S17.

— **Le tuner-amplificateur SABA 8100 :**

Partie tuner : 4 gammes d'ondes : FM, PO, GO, OC - Sensibilité FM : $1,1 \mu\text{V}$ - Distorsion : $< 0,5 \%$ - Rapport signal/bruit (FM stéréo) : 67 dB - Séparation des canaux : 38 dB. **Partie amplificateur :** Puissance : $2 \times 30 \text{ W}/4 \Omega$ - Distorsion : $< 0,1 \%$ - Intermodulation : $< 0,3 \%$ - Bande de fréquence : 20 Hz à 20 kHz $\pm 1 \text{ dB}$ - Sensibilité des entrées : PU magn. : $2 \text{ mV}/47 \text{ k}\Omega$ - PU cer. : $45 \text{ mV}/100 \text{ k}\Omega$ - Magnéto : $200 \text{ mV}/100 \text{ k}\Omega$ - Monitor : $200 \text{ mV}/100 \text{ k}\Omega$ - Réglages de tonalité : $\pm 16 \text{ dB}$ à 40 Hz ; $\pm 16 \text{ dB}$ à 15 kHz - Rapport signal/bruit : magnéto : 82 dB - PU : 66 dB - Sortie : impédance 4 à 16Ω - Séparation des canaux : $> 60 \text{ dB}$ - Dimensions : 660 x 140 x 300 mm.

— **La platine Pioneer PL12E :**
Tourne-disques 2 vitesses : 33 tours 1/3 et 45 tours, moteur syn-

chrone à 4 pôles - Diamètre du plateau : 30 cm - Rapport signal/bruit : $\geq 45 \text{ dB}$ - Fluctuations : $\leq 0,12 \%$ - Alimentation : 110/220 V, 50 ou 60 Hz - Consommation : 12 W - Dimensions : 431 x 153 x 341 mm - Poids : 6 kg.

— **L'enceinte acoustique Scott S17 :**

Puissance 35 W. Enceinte fermée - 2 haut-parleurs : 1 x (High Compliance Woofer) - Diamètre : 200 mm 1 x (Soft Cone Tweeter) diamètre : 75 mm - Impédance : 8Ω - Système à 2 voies - Réponse : 40-20 000 Hz - Puissance : 35 W - Puissance minimale amplificateur : 6 W - Dimensions : 267 x 457 x 216 - Poids : 7,5 kg - Présentation noyer ou laqué blanc.

c) CHAÎNE SABA 8061

Cette chaîne comprend un tuner-amplificateur SABA 8061, une platine Thorens TD 165, deux enceintes acoustiques Siare C3X.

— **Le tuner-amplificateur SABA 8061 :**

Partie tuner : 4 gammes d'ondes : FM, PO, GO, OC - Sensibilité FM : $1,4 \mu\text{V}$ - Distorsion FM : $< 0,5 \%$ - Rapport signal/bruit : 65 dB (FM stéréo) - Séparation des canaux : 38 dB. **Partie amplificateur :** Puissance : $2 \times 22 \text{ W}/4 \Omega$ - Distorsion : $0,1 \%$ - Intermodulation :

$< 0,3 \%$ - Bande de fréquence : 20 Hz à 20 kHz $\pm 1 \text{ dB}$ - Bande passante : 20 Hz à 20 kHz $\pm 1 \text{ dB}$ - Sensibilité des entrées : PU magnétique : $2,3 \text{ mV}/47 \text{ k}\Omega$ - PU cristal : $55 \text{ mV}/100 \text{ k}\Omega$ - Magnéto : $160 \text{ mV}/100 \text{ k}\Omega$ - Réglages de tonalité : $\pm 16 \text{ dB}$ à 40 Hz ; $\pm 16 \text{ dB}$ à 15 kHz - Rapport signal/bruit : magnéto : 80 dB - PU magnétique : 63 dB - Impédance H.P. : 4 à 16Ω - Séparation des canaux : 60 dB à 1 kHz - Dimensions : 660 x 140 x 300 mm.

— **La platine Thorens TD 165 :**

Moteur 16 pôles synchrone, entraînement du plateau par courroie caoutchouc - Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/minute - Plateau en alliage de zinc, diamètre : 30 cm - Régularité de vitesse : 0,06 % selon Din 45507, pondéré niveau de bruit (rumble) non pondéré - 43 dB, pondéré - 65 dB - Alimentation : 110/220 V - Poids : 8 kg - Dimensions : 440 x 340 x 140 mm - Cette platine est équipée d'un bras TP 11 de 230 mm.

— **L'enceinte acoustique Siare C3X :**

Puissance nominale : 35 W - Puissance crête : 45 W - Impédance : 4 à 8Ω - Bande passante : 30 à 22 000 Hz - Equipement : 3 haut-parleurs - H.P. grave : diamètre 21 cm à membrane spéciale - H.P. médium : diamètre 21 cm - 15 000 gauss. - Tweeter : diamètre : 8 cm ; 13 000 gauss. - Dimensions : 540 x 300 x 240 mm - Poids : 9 kg - Présentation : noyer d'Amérique.

LES MODULES AUDIO AIDS

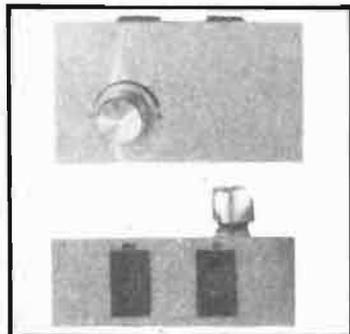
LES modules permettent d'assurer toutes les fonctions que l'on ne trouve pas sur les amplificateurs. Ils peuvent être combinés entre eux, autorisant des possibilités très nombreuses.

Sauf spécifications contraires, les puissances d'utilisation sont de l'ordre de 15 watts musicaux pour les modules enceintes lorsqu'ils sont équipés de potentiomètre. Cette puissance est largement suffisante dans la plupart des cas (à titre indicatif, un poste de radio fournit 1 ou 2 watts lorsque son volume est à fond).

Les boîtiers réalisés en aluminium anodisé existent en deux dimensions définies ci-dessous selon les types :

L : 120 — l : 65 — H : 42
L : 200 — l : 75 — H : 42

— **Le module AA 201 : réglage enceinte 40 W crête mono (Photo 1)**

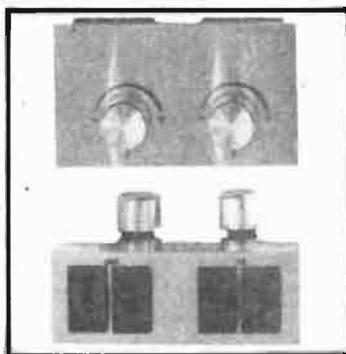


Permet de régler le volume sur une enceinte (puissance maximale d'utilisation 40 watts)

Entrée : par fiche DIN H.P. femelle
Sortie : par fiche DIN H.P. femelle

Utilisation : brancher la fiche d'entrée sur la sortie ou une des sorties H.P. de l'amplificateur, et la fiche de sortie sur l'enceinte.

— **Le module AA 202 : réglage enceinte 40 W crête stéréo (Photo 2)**

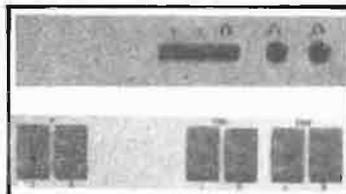


Permet de régler le volume sur deux enceintes (puissance maximale d'utilisation 40 watts) pour ajuster ou équilibrer le son dans une pièce.

Entrée : par 2 fiches DIN H.P. femelles
Sortie : par 2 fiches DIN H.P. femelles

Utilisation : brancher les fiches d'entrée sur les sorties de l'amplificateur stéréo ou des amplificateurs mono, et les fiches de sortie sur les enceintes.

— **Le module AA 203 : dispatching H.P. et casque sans volume (Photo 3)**

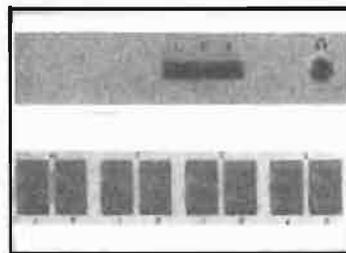


Permet de brancher sur un amplificateur deux paires d'enceintes et deux casques stéréo. Toutes les commutations peuvent être réalisées ensemble ou séparément

Entrée : par 2 prises DIN H.P. (G. et D.) à l'arrière
Sortie : par 2 jeux de 2 prises DIN H.P. à l'arrière + 2 jacks stéréo à l'avant et réglables par l'amplificateur.

Utilisation : brancher les fiches DIN H.P. d'entrée sur un amplificateur. Relier un ou les deux jeux de prise DIN de sortie à une ou deux paires d'enceintes. Brancher les casques, effectuer les commutations désirées.

— **Le module AA 204 : dispatching H.P. (Photo 4)**



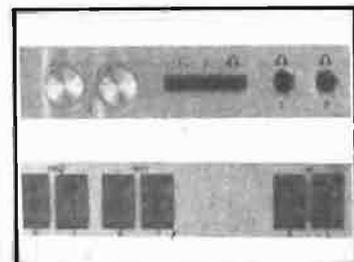
Permet de brancher sur un amplificateur trois paires d'enceintes en les sélectionnant et un casque branché en permanence.

Entrée : par 2 prises DIN H.P. à l'arrière

Sortie : par 2 jeux de 2 prises DIN H.P. à l'arrière + 1 jack stéréo à l'avant.

Utilisation : brancher les fiches DIN H.P. d'entrée sur une sortie d'amplificateur. Relier un, deux ou trois jeux de fiches DIN de sortie à un, deux ou trois paires d'enceintes. Brancher le casque. Effectuer les sélections désirées.

— **Le module AA 205 : dispatching H.P. et casque avec volume sur casque (Photo 5)**



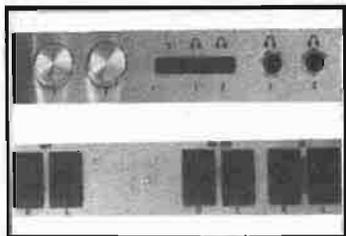
Permet de brancher sur un amplificateur une paire d'enceintes et deux casques stéréo, avec possibilité de sélection : casques — H.P. : casques + H.P., et réglage de volume séparé pour les casques

Entrée : par 2 prises DIN H.P. (gauche et droite) à l'arrière
Sortie : par 2 prises DIN H.P. (gauche et droite) à l'arrière + 2 jacks stéréo à l'avant.

Utilisation : brancher les fiches DIN H.P. d'entrée sur un amplificateur. Relier les fiches DIN H.P. de sortie à une paire d'enceintes. Brancher les casques. Ef-

fectuer les commutations désirées. Régler le volume sur les casques 1 et 2.

— **Le module AA 206 : dispatching H.P. et casque avec volume sur un de chaque (Photo 6)**



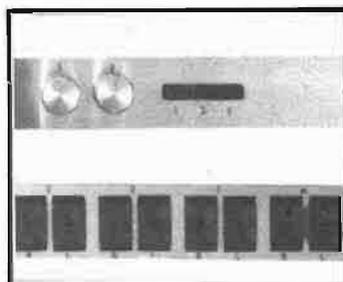
Permet de brancher sur un amplificateur deux paires d'enceintes et deux casques stéréo. Le volume de la paire d'enceinte N° 2 et du casque N° 2 est réglable (droite et gauche séparées).

Entrée : par 2 prises DIN H.P. à l'arrière

Sortie : par 2 jeux de 2 prises DIN H.P. à l'arrière et 2 jacks stéréo à l'avant.

Utilisation : brancher les fiches DIN d'entrée sur un amplificateur. Relier un ou les deux jeux de fiches DIN de sortie à une ou deux paires d'enceintes. Brancher les casques. Effectuer les commutations désirées. Régler le niveau des enceintes et du casque N° 1 sur l'amplificateur, et celui des appareils N° 2 sur le module.

— **Le module AA 207 : dispatching H.P. avec volume séparé (Photo 7)**

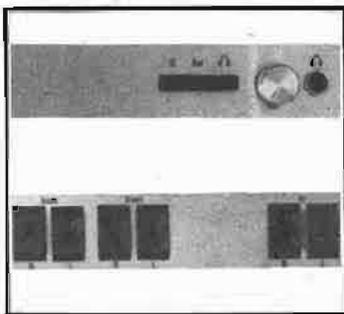


Permet de brancher sur un amplificateur trois paires d'enceintes : la paire N° 1 en direct, les paires N° 2 et 3 comportant leur propre réglage de volume.

Entrée : par 2 prises DIN H.P.
Sortie : par 3 jeux de 2 prises DIN H.P.

Utilisation : brancher les fiches DIN d'entrée sur un amplificateur. Relier une, deux ou trois paires d'enceintes aux sorties 1, 2 ou 3. Opérer les sélections désirées. Régler les niveaux.

— **Le module AA 208 : module pour adaptation pseudo-quadriphonique (Photo 8)**



Permet de brancher sur un amplificateur une paire d'enceinte principale et une paire d'enceintes secondaire avec équilibrage de cette dernière faite, assurant ainsi un effet ambiophonique.

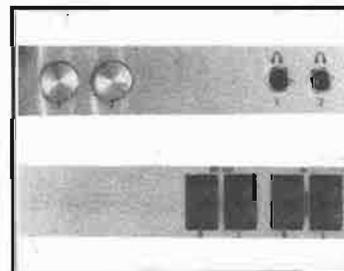
Entrée : par 2 prises DIN H.P. à l'arrière

Sortie : par 2 jeux de prises DIN H.P. à l'arrière + 1 jack stéréo à l'avant.

Utilisation : brancher les fiches DIN H.P. d'entrée sur une sortie d'amplificateur. Relier les fiches DIN de sortie principales et secondaires aux enceintes avant et arrière.

Pour régler le module, enfoncer les touches balance et quadri. Mettre l'amplificateur en mono. Régler la balance de ce dernier pour équilibrer les enceintes qui doivent avoir toutes la même impédance. Faire ressortir la touche balance et régler le volume arrière.

— **Le module AA 209 : module adaptateur pour deux casques stéréo (Photo 9)**



Permet de brancher sur un amplificateur deux casques stéréo et d'en régler le volume séparément. Les modules peuvent être mis en série pour deux, quatre, six casques.

Entrée : par 2 prises DIN H.P. à l'arrière

Sortie : vers un autre module par 2 prises DIN H.P. à l'arrière.

Casques par deux jacks stéréo à l'avant.

Utilisation : brancher les deux haut-parleurs d'entrée sur la sortie d'un amplificateur. Brancher les deux casques. Régler leur volume individuellement. Au cas où l'on désire plus de deux casques, brancher les deux prises DIN H.P. sortie sur l'entrée d'un second module.

— **Le module AA 301 : préamplificateur stéréo - pick-up magnétique stéréo**

Permet de brancher une platine pick-up magnétique, d'en régler le volume et d'attaquer une prise auxiliaire d'un amplificateur.

Entrée : par prise DIN femelle 5 broches câblée entre 3 et 5, masse en 2.

Sensibilité 3 mV/47.000 ohms, prise DIN 5 broches câblée en 3 et 5, masse en 2.

Utilisation : brancher la platine sur l'entrée. Relier la sortie à l'entrée auxiliaire de l'amplificateur. Brancher la prise secteur.

— **Le module AA 302 : préamplificateur pour deux micros mono ou un stéréo**

Permet de brancher deux micros asymétriques mono - 200 ohms - d'en régler le volume et d'attaquer un amplificateur sur la prise auxiliaire par exemple.

Entrée : par prise DIN 5 broches : micro 1 entre 3 et 2 (masse), micro 2 entre 5 et 2 (masse).

Sensibilité : 1 mV/600 ohms (micro 1 en 3, micro 2 en 5)

Sortie : par prise DIN 5 broches câblée en 3 et 5, masse en 2, niveau 150 mV/500 ohms.

Utilisation : brancher le micro ou les micros sur l'entrée (cordon spécial). Relier la sortie à la prise auxiliaire de l'amplificateur. Brancher la prise secteur. Régler les niveaux.

— **Le module AA 401 : réglage de niveau entre deux magnétophones mono ou stéréo**

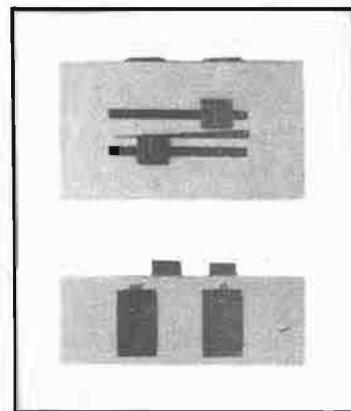
Permet d'adapter deux magnétophones dont les niveaux sont différents entre eux, ou de régler les niveaux entre deux appareils quelconques.

Entrée : un magnétophone en lecture sur prise DIN femelle 5 broches câblée en 3 et 5, masse en 2.

Sortie : un magnétophone en enregistrement sur prise DIN femelle 5 broches câblée en 3 et 5, masse en 2.

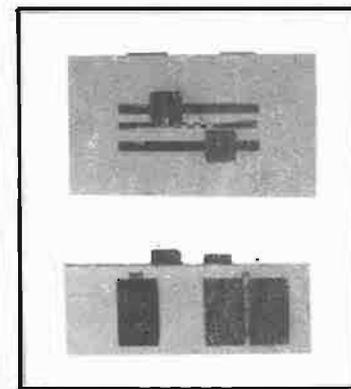
Utilisation : brancher les magnétophones comme indiqué. Ajuster le niveau par le potentiomètre rotatif.

— **Le module AA 402 : réglage de niveau entre deux magnétophones mono ou stéréo (Photo 10)**



Même modèle que le AA 401, mais réglage par potentiomètre linéaire.

— **Le module AA 403 : mixage entre deux platines ou deux sources stéréo de même type (Photo 11)**



Permet de brancher deux sources stéréo et de passer de l'une à l'autre ou de les mélanger.

Entrée : source 1 : par DIN femelle 5 broches - 3 - 5, masse en 2

source 2 : par DIN femelle 5 broches - 3, - 5, masse en 2

Utilisation : brancher deux sources d'un même type sur les entrées. Relier la sortie à l'entrée équivalente d'un amplificateur (pick-up ou auxiliaire). Régler les niveaux par les deux potentiomètres linéaires.

Notre Courrier Technique



Par R.A. RAFFIN

RR - 8.48. — M. Henri MÉNARD, 62-Lens.

A propos du récepteur « Cheerio 73 », nous avons eu l'occasion de décrire un préamplificateur HF à transistors FET à la page 152 du H.P. N° 1322, montage auquel nous vous prions de vous reporter.

Mais il est bien entendu qu'un tel montage doit être **accordé**, et non pas aperiodique comme vous le souhaitez.

En aperiodique, aucune amélioration ne serait à espérer...

RR - 8.49. — M. Robert LAMBOY, 72-Le Mans.

1) Il n'y a pas de **limites** parfaitement définies en ce qui concerne les terminologies « haute impédance » et « basse impédance » se rapportant aux transformateurs lignes et THT, transformateurs de sortie trame et déflecteurs en télévision.

Le principal est que les trois organes cités soient conçus pour être utilisés **ensemble**. Visuellement, en examinant un déflecteur, par exemple, les types « basse impédance » comportent peu de tours en fil assez gros ; les types « haute impédance » comportent davantage de tours en fil plus fin.

Naturellement, en laboratoire, on peut toujours **mesurer** exactement l'impédance présentée à la **fréquence considérée**.

2) L'oscilloscope **BF** décrit à la page 188 du N° 1330 ne convient absolument pas pour des réglages en **télévision** ; il s'agit d'un appareil pour **basse fréquence**.

RR - 8.50. — M. Roger OLLIVIER, 42-Charlieu.

1) La question de la détection des signaux de radio ou des parasites par un amplificateur BF a été développée de nombreuses fois déjà dans notre rubrique « Courrier Technique ». En résumé, il faut : blinder efficacement les étages d'entrée, les divers fils de liaison aboutissant aux différentes entrées, tous blindages reliés à la masse de l'amplificateur ; mettre des condensateurs de 0,1 μ F entre chaque fil du secteur et de la masse ; relier la masse générale à une prise de terre ; placer un petit condensateur de faible valeur entre chaque entrée et masse ; utiliser un coffret métallique pour l'ensemble de l'appareil, etc.

2) D'après vos explications, le souffle ou bruit de fond semble provenir uniquement des modules d'entrée CR 215. C'est donc dans ces éléments que doivent porter vos recherches ; nous pensons à des transistors ou des résistances défectueux (qui « soufflent ») Mais, à **distance**, nous ne pouvons malheureusement pas être plus précis...

3) Le réducteur de bruit de fond du N° 1370 est valable par exemple pour du bruit de fond apparaissant sur les pianissimi des disques un peu usagés ; mais il ne convient pas pour le souffle généré par l'amplificateur proprement dit (pour lequel il importe de s'attaquer à la source, à la cause).

RR - 8.51. — M. Jules MORSIER, 01-Belley.

Les modifications que vous envisagez sur votre magnétophone sont théoriquement possibles, mais **pratiquement** non réalisables...

En effet, on ne peut pas espérer modifier dans de telles proportions un montage réalisé sur circuits imprimés.

Le défaut que vous constatez à l'enregistrement n'est pas normal et nous pensons que votre appareil nécessite une mise au point ou une révision. Si cela n'est pas de votre compétence, vous devriez alors consulter votre fournisseur.

RR - 8.52. — M. Georges DESPONDY, 90-Belfort.

Il n'est précisément pas du tout question de réaliser un récepteur **simplifié** pour des longueurs d'onde de l'ordre de 3,2 à 3,5 cm ! Bien au contraire, en effet, sur ces longueurs d'onde, les récepteurs sont extrêmement complexes et, en principe, leur réalisation est loin d'être du domaine de l'amateur, tant du point de vue pratique que du point de vue composants spéciaux à utiliser.

RR - 8.53. — M. Yvon LOZACH, 03-Bellerive.

Voici les renseignements demandés concernant l'analyseur d'allumage automobile décrit dans le N° 1042 :

1) La résistance de filtre (anode 1V2) est de 100 k Ω .

2) Pour le secondaire 1500 V du transformateur, quelques milliampères suffisent (alimentation du 5 BP 1 uniquement) ; les transformateurs de ce genre vendus dans le commerce pour oscilloscopes conviennent parfaitement.

3) Pour Pot. 3, vous pouvez utiliser un potentiomètre linéaire de 4,7 M Ω .

4) Nous ne disposons pas de plan de câblage ou d'implantation pour cet appareil.

5) Cet appareil a été monté dans un coffret aux dimensions suivantes : largeur 25 cm ; hauteur 20 cm ; longueur 40 cm.

6) Tous les condensateurs (seuf mention spéciale) sont d'une tension de service de 500 V, tension d'essai 1500 V.

RR - 8.54. — M. Raymond LANGLOIS, 54-Nancy.

En ce qui concerne le convertisseur d'alimentation décrit à la page 252 du N° 1379, et pour son fonctionnement à partir d'une batterie de 24 V, il suffit de doubler les nombres de tours indiqués pour les enroulements D et E. Rien n'est à modifier par ailleurs.

Normalement, les transistors ASZ 16 ou 17 peuvent encore convenir ; une plus grande marge de sécurité serait obtenue avec des ASZ 18.

RR - 8.55. — M. André MENOLT, 71-Le Creusot.

Vous pouvez fort bien connecter un amplificateur à entrée 800 mV/20 k Ω à la sortie du préamplificateur à sortie 800 mV/600 Ω décrit à la page 188 du N° 1374, et cela sans disposition spéciale.

En effet, comme nous l'avons déjà dit à maintes reprises dans nos colonnes, en BF on peut **toujours** connecter une source d'im-

pédance donnée sur une charge d'impédance **supérieure** (alors que l'inverse n'est pas vrai).

RR - 8.56. — M. Roger-André MARTIN, 28-Dreux.

1) Le déparasitage des systèmes à triac a été exposé dans les numéros 1343 et 1392 de notre revue.

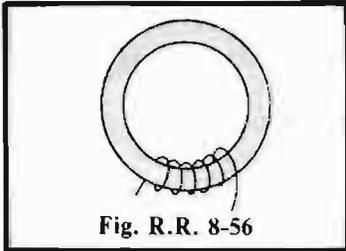


Fig. R.R. 8-56

2) Pour les bobines antiparasites pour gradateurs de lumière et autres dispositifs à triacs, il est recommandé d'utiliser un noyau toroïdal ou une bague de ferrite ; sur ce matériau, vous pouvez bobiner une trentaine de tours pour 100 μ H et une quarantaine de tours pour 200 μ H. Pour une intensité de 1 ampère, du fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm suffit.

RR - 9.01 — Suite à une précédente demande, nous avons reçu de M. Jean RASQUINET à Kaln (Belgique) un intéressant « tuyau » à mettre en œuvre lorsque le cadran (en verre) d'un récepteur de radio est brisé.

Il est possible de se dépanner comme suit :

1) Placer sur la table d'un agrandisseur-photo :

a) une pellicule-film transparent Gevalith ;

b) la glace brisée portant indication des stations.

2) Développer.

3) Refaire un nouveau « contact » de la pellicule ainsi obtenue.

4) Développer...

5) Coller la pellicule du (3) sur une glace ou la glisser entre deux glaces plus minces.

Evidemment, toutes les indications sont en noir, la présentation ne vaut pas celle d'origine, mais les stations sont bien indiquées là où elles doivent l'être.

Nous remercions notre correspondant pour son aimable communication.

RR - 9.02 — M. Dominique BOULARD, 45 Orléans.

La diode OY SO 64 G ne figure pas dans nos documentations, du moins sous cette immatriculation.

RR - 9.03 — M. Mohamed GARIDI, Kouba-Alger.

1) En fait, l'usure des têtes d'un magnétophone se traduit souvent par un accroissement du bruit de fond et une atténuation des aiguës ; vous pourriez donc essayer de faire changer la tête enregistrement-lecture par un technicien local, car c'est là un travail de spécialiste notamment pour les réglages géométriques et mécaniques qui doivent ensuite intervenir.

2) Les petits appareils (radio-cassette ou autres), du fait de leur fabrication sur circuit imprimé, ne sont **pratiquement** pas modifiables. Le cas échéant, vous pouvez essayer de monter un petit amplificateur **séparé** ; voyez, par exemple, le montage décrit récemment dans « Radio-Plans », numéro 322, page 32.

3) On ne peut pas augmenter indéfiniment le gain d'un préamplificateur d'antenne TV : souffle, auto-oscillation, etc.

4) Nous n'établissons pas de plan de câblage à titre individuel.

RR - 9.04 — M. B. EVEN, Paris (16e).

Nous avons publié la description de l'émetteur-récepteur BC 620 (BC 659-SCR 509-510) dans notre numéro 1 247 (page 162). Voyez également un article sur sa mise en service et son dépannage publié dans le numéro 1 366 (page 148).

RR - 9.05-F — Suite à une demande formulée précédemment, M. Pierre GOVIGNON, 94-Champigny, nous communique les caractéristiques et le brochage du transistor D 29.A4 ; nous remercions vivement notre correspondant pour ces renseignements.

D 29 A 4 ; PNP Silicium Planar Epitaxial ; 340 MHz ; 200 mW ; V cbo = 25 V ; V ceo = 25 V ; V ebo = 4 V ; I cbo = 10 μ A. Boîtier

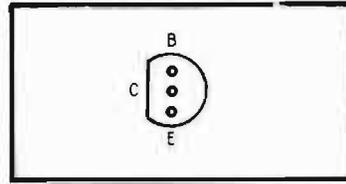


Fig. R.R. 9-05

TO 98 ; brochage, voir figure RR-9.05. Pas de correspondance connue.

RR - 9.06 — M. Roger LE-GOUAS, 44-Nantes.

Ce que vous souhaitez réaliser n'est pas très commode, ni « élégant »... Certes, on peut associer une tête FM alimentée avec (+) à la masse avec une platine FI alimentée avec le (-) à la masse. Les deux masses sont évidemment reliées ensemble ; mais il est absolument indispensable de prévoir deux alimentations rigoureusement distinctes, l'une pour la tête FM, l'autre pour la platine FI. C'est précisément en cela qu'une telle association n'est pas « heureuse »...

RR - 9.07 — M. Jean-Maurice POCCOUD, 73-Aimé, nous demande les « identités » (?) des tubes 6H8, 6E8, 6K7, 25Z6, 25L6.

1) Qu'appellez-vous « identité » ? Peut-être s'agit-il des correspondances ? Dans ce cas, nous vous répondrons que les tubes cités n'ont pas de correspondance, qu'ils ne sont plus fabriqués depuis bien longtemps et qu'il vous sera certainement bien difficile de vous les procurer présentement.

2) Nous n'avons pas le schéma du récepteur de radio Ariane type PC 45. Ce récepteur est très ancien et nous ne pensons pas qu'il soit rentable de le remettre en état.

RR - 9.08 — M. Didier TIQUET, 62-Boulogne.

Les triacs, même les plus récents, ont toujours trois électrodes... La gâchette n'a pas disparu !

En fait, le type que vous nous citez, à savoir le BYX 49, n'est pas un triac, mais une simple diode redresseuse. C'est la raison pour laquelle il n'y a pas de gâchette !

RR - 9.09 — M. Victor GUISSY, 62-Loos - en - Gohelle.

1) Concernant votre platine TV, veuillez écrire à : Orega Circuits, Division Circuits Imprimés, 106, rue La Jarry, 94300-Vincennes.

2) Adresse de Sonolor : 23, av. Gambetta, 92120 Montrouge.

RR - 9.10 — M. AUBOURG, 76-Le Havre.

Nous n'avons pas trouvé les correspondances du circuit intégré que vous recherchez. Mais s'il s'agit d'un circuit intégré fabriqué par Motorola, il peut vous être fourni par la S.C.A.I.B. Motorola 15 et 17, avenue de Ségur, 75007 Paris.

RR - 9.11 — M. Jean-Marc ROUBAULT, 91-Yerres.

Effectivement, pour 200 V eff., on peut obtenir 290 volts (exactement 282,8 V) après redressement aux bornes du premier condensateur de filtrage (lequel se charge à la tension de crête). Mais cela n'est possible qu'en l'absence de consommation sur la ligne + HT.

Or, c'est précisément ce qui se passe dans votre montage (absence de consommation) puisque vous nous dites que, par ailleurs, la tension est la même avant et après la résistance de 1,5 k Ω intercalée dans la ligne + HT.

Il vous faut donc trouver pourquoi l'amplificateur BF ne consomme pas normalement l'alimentation HT qui lui est fournie (raison que nous ne pouvons pas deviner à distance), et tout rentre-ra automatiquement dans l'ordre.

RR - 9.12 — M. Pierre DORLEANS, 04-Forcalquier.

Personnellement, nous n'avons pas les schémas correspondant aux matériels ou appareils que vous avez achetés.

Si, contrairement à ce que vous a dit votre vendeur, ces schémas ne figurent pas dans la « Schématique » des Editions Radio, nous ne voyons pas où vous pourriez vous les procurer. Veuillez consulter de nouveau votre vendeur.

RR - 9.13 - M. Gaston FAVEEUW, 67-Strasbourg.

Nous ne pouvons pas savoir quels sont les types et modèles des rotacteurs qui vous ont été vendus. C'est à votre fournisseur qu'il convient de demander les schémas de branchement.

Petit conseil en passant : lorsqu'on achète des matériels anciens ou disparates, une précaution essentielle mais élémentaire, consiste à s'assurer qu'ils sont bien livrés avec leurs schémas, correspondance des cosses de branchement, etc.

RR - 9.14 - M. DAGBERT, 60-Crillon, nous demandons les fonctions des tubes 18 FX 6, 18 FW 6 et 18 FY 6.

Le tube 18 FX 6 est une heptode généralement employée comme changeuse de fréquence ou mélangeuse.

Le tube 18 FW 6 est une pentode amplificatrice HF ou MF à pente variable.

Le tube 18 FY 6 est une triode amplificatrice BF comportant également deux diodes (détection et C.A.G.).

Ces tubes sont à chauffage sous 18 volts 0,1 ampère et ils n'existent pratiquement plus sur le marché. Il est donc totalement déconseillé de les utiliser dans un quelconque montage... Vous ne pourriez pas les remplacer.

RR - 9.15 - M. G. BIGUET, 95-Fosses.

Nous regrettons de ne pouvoir vous être agréables, mais les montages logiques de comptage (et autres) dont vous nous entretenez ne peuvent pas être conçus et élaborés valablement, et encore bien moins être mis au point, uniquement avec crayon et papier. La réalisation simultanée d'un prototype d'essais est indispensable... ce que nous ne pouvons pas faire à votre place.

RR - 9.16 - M. D. GROGLIER, 44-Nantes.

Nous ne pensons pas que les défauts de fonctionnement que vous observez sur votre alimentation stabilisée soient dus à l'utilisation de composants légèrement

différents de ceux proposés ; il aurait été sage de nous dire d'où provient le schéma.

Certes, l'emploi d'un transformateur délivrant 17 V eff, n'est pas très heureux... car, à notre avis, 18 V eff. constituent déjà un minimum. En effet, il faut tenir compte de la chute de tension inévitable et nécessaire dans le système de régulation ; sans quoi, ce circuit risque de ne rien stabiliser du tout.

De toutes façons, le défaut ne devrait pas se manifester sur les gammes inférieures de 6 à 9 V et de 9 à 13 V ; cela n'est pas précisé dans votre lettre.

Le cas échéant, pour que nous puissions vous aider, il faudrait nous indiquer les tensions mesurées (avec précision) aux différents points du circuit pour les divers réglages des gammes des tensions de sortie et pour diverses intensités de consommation.

RR - 9.17 - M. Jean-Paul GUILBERT, 08-Charleville-Mézières.

1) Il est bien évident que dans le cas d'une moto à 3 cylindres, comportant 3 bobines et 3 rupteurs, il faudrait réaliser TROIS allumeurs électroniques... Le projet est sans intérêt.

2) Le transistor BD 140 et la diode 1 N 914 sont fabriqués par la R.T.C.

Pour votre région : Ets Hohl-Danner Z.I. de Strasbourg-Mundolsheim B.P. 11, 67450-Mundolsheim.

3) La diode 1 N 4004 est une redresseuse ; tension inverse de crête = 400 V ; intensité redressée max. = 1 A. Elle peut se remplacer par la diode type BY 126 (R.T.C.) ; même fournisseur que ci-dessus indiqué.

4) Il est exact que les diodes Zener n'existent pas en 230 ou 280 V. D'après nos catalogues, la tension maximale relevée est de 75 volts ; mais on peut toujours monter plusieurs diodes Zener en série pour atteindre des valeurs de tensions plus importantes.

Néanmoins, que voulez-vous stabiliser en 230 ou 280 volts ? Nous supposons qu'il ne s'agit pas du secteur ! Car, des diodes Zener ne conviennent pas dans cette fonction.

RR - 9.18 - M. Yves DAVID, 35-Mordelles.

La diode 10 D 1 présente une tension inverse de crête de 100 volts et admet une intensité redressée maximale de 1 ampère.

Vous pouvez la remplacer par une BYX 36/150, voire par une BY 126 peut-être plus courante commercialement (R.T.C.).

RR - 9.20 - M. P.N. 9.19 93-Gagny.

A notre connaissance, les photographies prises par les satellites d'observation sont, transmises aux installations terrestres par voie hertzienne désormais classique. Chaque photo est analysée ligne par ligne, comme dans un monoscope de télévision ; un balayage lent et plus rudimentaire peut d'ailleurs convenir. Les signaux ainsi recueillis sont acheminés vers la Terre par voie hertzienne, comme des signaux de radio ou des signaux de télévision.

RR - 9.21 - M. Antoine 9.20 34-Pézenas.

1) Toute construction d'émetteur, sur quelque fréquence que ce soit, est soumise à une déclaration à l'Administration... et à plus forte raison, son utilisation.

2) La « Citizen Band », c'est-à-dire de 26,960 à 27,280 MHz, est dite « libre » ; cela veut dire notamment qu'un examen préalable n'est pas nécessaire pour trafiquer dans cette bande. Néanmoins, nous vous rappelons que la puissance ne doit alors pas dépasser 50 mW.

3) Pour supprimer le souffle en réception 27 MHz, on utilise parfois un circuit « squelch » qui étouffe le récepteur en l'absence de signaux, mais qui le débloque automatiquement dès que des signaux sont reçus.

4) Antenne extérieure 27 MHz. Voir notre numéro 1103, page 121.

RR - 9.21 - M. Joseph GRAZZINI, Nouméa (Nouvelle-Calédonie).

Nous comprenons assez mal votre question, en ce sens qu'un générateur HF-VHF n'est pas



Vient de paraître :

Dans la collection scientifique contemporaine

LES OSCILLATEURS GÉNÉRATEURS et CONFORMATEURS de SIGNAUX

par DAMAYE
Ingénieur à la Direction des Études et Recherches de l'E.D.F.

Ce livre traite de l'un des éléments les plus importants, nécessaires dans les montages électroniques ; il expose tous les montages actuels, y compris les plus modernes connus à ce jour. Ses exposés sont à la fois pratiques et théoriques, permettant au lecteur, non seulement de connaître le fonctionnement des montages décrits, mais aussi de posséder tous les renseignements pratiques nécessaires pour leur expérimentation. Très abondamment illustré, cet ouvrage rendra les plus grands services à tous les techniciens et ingénieurs, depuis les étudiants jusqu'aux ingénieurs les plus confirmés.

Extrait du sommaire :

Principe général des oscillateurs à réaction - Oscillateurs L.C à réaction - Oscillateurs à résonateurs mécaniques : quartz et diapasons - Oscillateurs à diapasons - Oscillateurs à résistance négative (temploi des diodes tunnel) - Circuits générateurs de signaux rectangulaires et carrés : Triggers, bascule bistables, monostables, multivibrateurs - Générateurs de rampes, de signaux en marches d'escalier et de triangles - Conformateurs de signaux - Oscillateurs bloqués et convertisseurs

Un ouvrage broché, de 262 pages - Format 15 x 21 - Prix : 35 F.

En vente à la :

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS
Tél. : 878-09-94/96 C.C.P. 4949-29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande - Tous nos envois sont en port recommandé.)

très utile « pour trouver les pan-nes » en télévision... Par contre, il peut être employé pour le réglage des circuits F.I. son et vision notamment (réglage des circuits accordés, trappes, réjecteurs, etc.), encore que cela ne dispense pas de l'examen global ultérieur de la courbe (bande passante « vision »), examen qui nécessite un wobulateur et un oscilloscope (ou un wobuloscope combiné).

RR - 9.22 — M. Joël 9.22-F 33-Mérignac.

1) Temporisateur, page 225, N° 1370.

a) Le câblage du potentiomètre R8 représenté sur la figure 2 est correct ; ce potentiomètre est utilisé en résistance variable.

b) Il est évidemment possible de remplacer R1 et R2 par deux contacteurs qui commuteraient des résistances fixes (pour l'obtention de temps fixés) ; ces résistances doivent alors être déterminées par étalonnage avec un chronomètre, sur le montage réalisé.

2) Métronome, page 153, N° 1370.

a) La résistance R4 peut être remplacée par un potentiomètre de même valeur (470 k Ω linéaire) connecté en résistance variable.

b) Ce métronome peut être commandé par le montage de temporisateur (objet de votre première question). Il suffit de remplacer le « timbre » par un relais 12 V 300 Ω qui fermera le circuit d'alimentation du métronome. L'alimentation de ce dernier peut être prélevée sur le temporisateur à partir du point commun R11-Z2 ; prévoir une résistance chutrice de 100 ohms découplés à la masse par un condensateur de 100 μ F environ pour l'alimentation à 4,5 V du métronome. Voir figure RR-9.22.

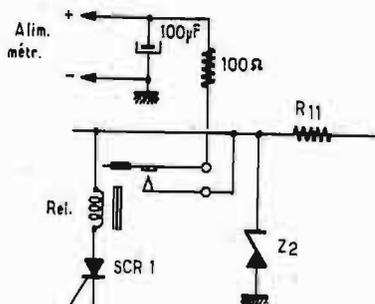


Fig. RR 9-22

RR - 9.23 — M. Fabrice HAMMER, 09-Mercenac.

1) Le gain β d'un transistor n'est pas une caractéristique fixe. Il dépend notamment de l'intensité de collecteur à laquelle est faite la mesure ; cette intensité devrait toujours être précisée. Certaines documentations indiquent même β pour $I_c = \dots$ et $V_{ce} = \dots$.

Lorsque deux valeurs de β sont données, on peut les considérer comme délimitant la plage de variation possible du gain entre les limites normalement admises pour Ic.

Dans d'autres cas, les deux valeurs de β peuvent indiquer les limites des gains susceptibles d'être rencontrés avec des transistors non sélectionnés dans le type considéré.

Enfin, le β peut être donné pour sa valeur minimale ; le nombre est alors précédé du signe \geq , ce qui signifie que la valeur de β peut être plus grande ou égale à la valeur indiquée.

2) Nous vous suggérons la lecture de l'ouvrage « Cours élémentaire de radio-technique » (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque 75010 Paris).

3) Montage régulateur, figure 5, page 124, N° 1437 : la tension de sortie est fonction de R1, de R2 et de la tension redressée appliquée à l'entrée Vi (issue du redresseur) ; voir texte page 124, 1^{re} colonne.

Même réponse pour le schéma de la figure 16.

4) Adresse de Ducretet-Thomson : SDRM, 87, quai P.-Doumer 92400-Courbevoie.

RR - 9.24 — M. Michel MARTIN, Peruweltz (Belgique).

En ce qui concerne les composants nécessaires à la construction

de l'horloge digitale Amtron (type UK 820) décrite dans le numéro 1454, il faut vous adresser, en Belgique, au distributeur agréé, à savoir : Neutron, 37, rue de Florence 1050-Bruxelles.

RR - 9.25 — M. Roger DUPERRAY, 69006-Lyon.

1) Le transceiver FT-DX-505 est très probablement le meilleur appareil pour ondes décimétriques présent sur le marché actuel (pour station fixe).

2) S'il s'agit d'une station fixe et mobile (alimentation sur secteur ou sur batterie 12 V), le transceiver TS 288 A est à remarquer.

3) Pour la gamme 144 MHz, le transceiver TS 700 est, en effet, excellent.

4) Il s'agit d'avis personnels (publicité non payée... HI).

5) La prochaine édition de « L'émission et la réception d'amateur » doit sortir des presses très prochainement.

RR - 9.26 F — Suite à 9.26-F faites précédemment :

1) Nous remercions M. Jean MARCHAL, 68-Saint-Louis, pour son aimable communication. Nous vous avons répondu directement, mais la lettre nous a été retournée avec la mention « N'habite pas à l'adresse indiquée ».

2) M. Jean DHEE, 62-Bully-les-Mines, nous précise que le transistor AF 1 correspond au type OC 70 et que le transistor AF 2 correspond au type OC 71, et donc, l'un comme l'autre, au type actuel AC 125.

3) M. Bernard CUISSET à Echternach (G.D. Luxembourg) nous communique les caractéristiques du transistor à effet de champ E 300 : FET canal N ; P = 350 mW ; tension drain-source (à $I_d = 0$) = 6 V ; $V_{ds} = 10$ V ; $BV_{gss} = 25$ V ; $I_g \text{ max} = 10$ mA ; brochage, voir figure RR-9.26.

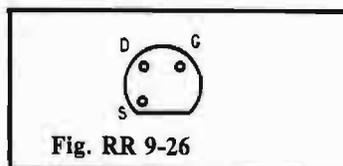


Fig. RR 9-26

Que tous nos aimables correspondants veuillent bien trouver ici l'expression de nos remerciements amicaux.

RR - 9.27 — M. Gérard LAURENT, Nouméa (Nouvelle-Calédonie).

Nous vous avons répondu directement en date du 9 juillet. Notre lettre vient de nous être retournée (!) avec la mention « N'habite plus à l'adresse indiquée ».

A toutes fins utiles, nous vous reproduisons cependant ci-dessous l'essentiel de notre réponse :

En ce qui concerne le fil sous forte gaine plastique (non blindé), nous vous suggérons d'écrire à : Diela S.A. 116, avenue Daumesnil 75012 Paris.

Quant aux tubes limiteurs à gaz, nous pensons que vous pourriez vous adresser directement à : R.T.C. La Radiotechnique-Compelec, 130, avenue Ledru-Rollin 75540 Paris Cedex 11.

RR - 9.28-F — M. Yves LIGNARD, 35-Rennes.

1) Sur la figure RR-9.28, nous vous avons représenté le schéma d'un préamplificateur adaptateur à faible impédance d'entrée pour

MAITRISE DE L'ÉLECTRONIQUE



COURS PROGRESSIFS PAR CORRESPONDANCE

L'INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE

24, rue Jean Mermoz - Paris (8^e)
École privée d'enseignement à distance

FORME **l'élite** DES RADIO-ÉLECTRONICIENS

MONTEUR • CHEF MONTEUR
SOUS-INGÉNIEUR • INGÉNIEUR
TRAVAUX PRATIQUES

PRÉPARATION AUX EXAMENS DE L'ÉTAT

(FORMATION THÉORIQUE)
PLACEMENT

Documentation **HRB**
sur demande

BON à découper et à renvoyer. Veuillez m'adresser **HRB23** sans engagement la documentation gratuite (inclus le timbre pour frais d'envoi).

Degré cherché : _____
NOM : _____
ADRESSE : _____

LITRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Radio, Industriel, Aviation, Automobile

microphone dynamique 200 Ω , préamplificateur adaptable à l'avant de l'amplificateur dont vous nous avez fait parvenir le schéma. Le transistor Q est du type BC 109, 149, 409 ou 549.

2) Un potentiomètre de 1 M Ω avec prise intermédiaire à 500 k Ω n'est pas un mouton à 5 pattes... C'est tout de même un organe courant dans le commerce. Le cas échéant, vous pouvez évidemment utiliser un potentiomètre ordinaire (sans prise fixe intermédiaire) et supprimer les éléments R1, C1 et C2 de votre schéma.

3) La thermistance (CTN) diminue sa valeur ohmique en s'échauffant.

4) Vous pouvez pratiquement condenser davantage l'implantation des composants du montage ; il n'y a pas de risque.

5) Dans un push-pull BF de transistors, toutes les classes de fonctionnement sont permises (A, AB, B). On utilise cependant le plus souvent la classe B qui correspond à un très faible courant de repos, donc à une économie de consommation en l'absence de modulation. Sur le schéma de votre amplificateur, il s'agit bien d'un étage de sortie avec transistors complémentaires.

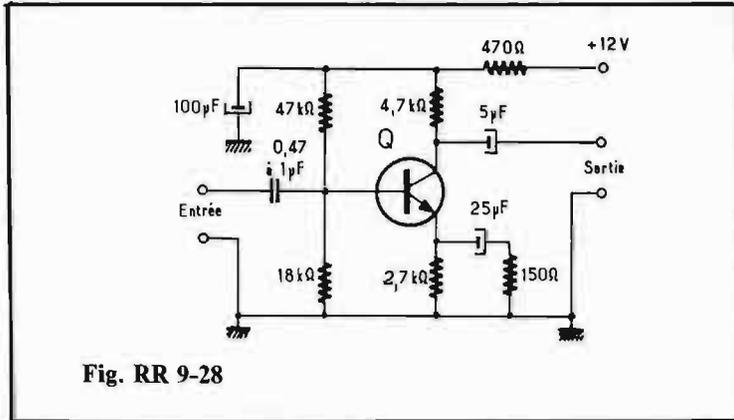


Fig. RR 9-28

POUR LES MODELISTES PERCEUSE MINIATURE DE PRÉCISION



indispensable pour tous travaux délicats sur BOIS, MÉTAUX, PLASTIQUES
Fonctionne avec 2 piles de 4,5 V ou transformateur 9/12 V. Livrée en coffret avec jeu de 11 outils permettant d'effectuer tous les travaux usuels de précision : percer, poncer, fraiser, affûter, polir, scier, etc., et 1 coupleur pour 2 piles

de 4,5 V (franco 92,00) **85,00**

Autre modèle, plus puissant avec 1 jeu de 30 outils. **128,00**

(franco 135,00)

Facultatif pour ces deux modèles :

Support permettant l'utilisation en perceuse

sensible (position verticale) et touret miniature (position horizontale) (franco 40,00) **35,00**

flexible avec mandrin (franco 40,00) **35,00**

Notice contre enveloppe timbrée

EXCEPTIONNEL : Moteur FUJI, 0,8 cc. (Valeur 65 F) pour **34,90 F**

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^o Sentier et Réaumur-Sébastopol
Tél. : 236-70-37 et 231-31-03

Ouvert du lundi au samedi de 9 à 19 h

RR - 9.29 — M. Frédéric CYTRONA, 52-Saint-Dizier.

Nous ne pouvons pas vous conseiller de donner suite à votre projet avec le matériel dont vous disposez. En effet, votre transistor de puissance est prévu pour l'amplification BF ; nous ne pensons donc pas qu'il soit valable de l'utiliser en amplificateur 27 MHz, le rendement serait certainement très faible.

Voyez plutôt le montage que nous avons décrit dans le numéro 1374, page 321.

Nous vous rappelons que toute augmentation de puissance d'un émetteur-récepteur 27 MHz (par emploi d'un amplificateur linéaire, par exemple) suppose l'accord préalable des Services radioélectriques des P.T.T.

RR - 9.30 — M. Emmanuel THOMAS, 90-Giromagny.

1) Sur l'amplificateur BF dont vous nous soumettez le schéma, vous pouvez utiliser le montage de préamplificateur microphonique dont nous avons précisément

donné le schéma précédemment (voir figure RR-9.28). Votre appareil ayant le (+) à la masse, il vous suffira d'utiliser un transistor Q de type PNP, à savoir un BC 179 par exemple. Quant à la résistance chutrice d'alimentation (470 Ω sur le schéma), elle sera portée à 2,2 k Ω dans votre cas.

2) Adaptateur pour casque stéréo de sortie : veuillez vous reporter à notre numéro 1274, page 157, par exemple.

RR - 9.31 — M. Léandre GENU, 72-Le Mans.

1) Le circuit intégré TBA 720 A est un oscillateur de lignes (télévision) éventuellement commutable 625/819 lignes ; un condensateur et une résistance extérieurs fixent la fréquence. Il comprend un oscillateur en dents de scie suivi d'un circuit de mise en forme. $V_{al} = 12 V$; $V_e = 2,4$ à $5,3 V$; $V_s = + 8 V$; largeur de l'impulsion de sortie = 40 % du cycle.

Il s'utilise à la suite du TBA 890/900 qui est un circuit de traitement du signal vidéo-fréquence. Fabricant : RTC La Radio-technique-Compelec.

2) Les autres circuits intégrés cités dans votre lettre ne figurent pas dans notre documentation (datant du Salon des Composants de cette année).

RR - 9.32 — M. Marcel HUOT, 59-Hornaing.

Dans le dédale de votre lettre, nous ne sommes pas parvenus à comprendre ce que vous désiriez savoir... Nous le regrettons.

Le moins que l'on puisse en dire est que votre récepteur a dû passer de bien mauvais moments à travers tant et tant de bricolages !

La puissance indiquée par le constructeur pour un haut-parleur donné correspond à la puissance maximale qu'il peut supporter, et non à la puissance qu'il fournira obligatoirement. En fait, la puissance sonore, par exemple, reste celle qui est délivrée par l'amplificateur BF, quelle que soit la puissance maximale du haut-parleur.

Pourquoi avoir bricolé ces deux canaux, l'un grave, l'autre aigu ? Cela ne se fait plus ; c'est maintenant une technique désuète et dépassée.

Pourquoi avoir monté un haut-parleur de 60 Ω à la place de celui de 25 Ω , alors qu'effectivement il faut bien 25 Ω ? Il y a fatalement une désadaptation d'impédance et une charge insuffisante...

Nous lisons aussi : Piles touchées à 7,4 V et + 12 décibels (2,5 V à l'ouputmètre). Cela veut dire quoi ?

Enfin, en ce qui concerne la pseudo enceinte acoustique, elle doit certainement avoir un son de « tonneau » très prononcé.

RR - 9.33 — M. Jacques PAUTARD, 69-Saint-Priest.

Dispositif anti-vol N° 1252, page 162.

1) Figure 4, page 163 :
a) Le transistor T3 est un TIS 43 (et non 34) comme T1 ;

b) Dans la liaison entre R9 et la base de T5, il faut intercaler un condensateur de l'ordre de 27 nF.

2) Le thyristor 2 SF 656 peut se remplacer par un BT 109/500 R de la R.T.C.

Le transistor BC 140 (T8) peut se remplacer par : 2 N 2218 (RTC) ou BC 144.

POUR TOUS VOS TRAVAUX MINUTIEUX

- MONTAGE
- SOUDURE
- BOBINAGE
- CONTRÔLE A L'ATELIER
- AU LABORATOIRE

LOUPE UNIVERSA



Condensateur rectangulaire de première qualité. Dimensions : 100 x 130 mm. Lentille orientable, donnant la mise au point, la profondeur de champ, la luminosité.

Dispositif d'éclairage orientable fixé sur le cadre de la lentille.

4 gammes de grossissement (à préciser à la commande). Montage sur rotule à force réglable raccordée sur flexible renforcé.

Fixation sur n'importe quel plan horizontal ou vertical par étau à vis avec prolongateur rapide
CONSTRUCTION ROBUSTE
Documentation sur demande

ETUDES SPECIALES sur DEMANDE
JOUVEL OPTIQUE, LOUPES DE PRÉCISION
BUREAU, EXPOSITION et VENTE

89, rue Cardinet

75017 PARIS

Téléphone : CAR. 27-56

USINE : 42, av. du Général-Leclerc

(91) BALLANCOURT

Téléphone : 498-21-42

Le transistor UJT type TIS 43 est de Texas Instruments : La Boursidière - Bloc A - RN 186 - 92350 Le Plessis-Robinson.

Comme UJT, on peut également employer des 2 N 2646, 2 N 2647, 2 N 4871.

RR - 9.34-F — M. Philippe RIQUET, Paris (17e).

1) Concernant le correcteur de timbre décrit dans le numéro 1343, page 144, vous pouvez adopter :

- Pour 300 mV d'entrée, $R = 470 \text{ k}\Omega$ et $R' = 100 \text{ k}\Omega$.
- Pour 700 mV d'entrée, $R = 560 \text{ k}\Omega$ et $R' = 47 \text{ k}\Omega$.

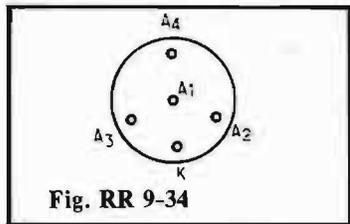


Fig. RR 9-34

2) Le tube STV 280/40 est un stabilisateur de tension à gaz (4 tensions) :

$V_{a4} = 285 \text{ V}$; $V_{a3} = 214 \text{ V}$; $V_{a2} = 142 \text{ V}$; $V_{a1} = 71 \text{ V}$; $I_{\text{max}} = 40 \text{ mA}$. Brochage, voir figure RR-9.34.

RR - 9.35 — M. Jean-Marie CHANTRAINE, 52-Vieville.

Le phénomène que vous nous signalez est bien connu : en principe, les compte-tours électroniques sont assez allergiques aux allumeurs également électroniques... Cela tient au fait que les impulsions qui commandent le compte-tours sont prélevées sur le rupteur ; or, après le montage de l'allumeur électronique, ces

impulsions n'ont plus, ni la même amplitude, ni la même durée. Et le compte-tours retarde anormalement.

La solution ne consiste pas à agir sur l'allumeur, c'est bien évident, mais sur le compte-tours. En général, il convient de modifier les valeurs (R et C) du circuit d'entrée (intégration et limitation) du compte-tours (à examiner selon le schéma de celui-ci). Ces modifications dépendent donc de la conception du compte-tours et sont à effectuer en tenant compte de l'étalonnage existant (par comparaison).

RR - 9.36 — M. P. DUMONTIER, 68-Mulhouse.

1) La question des auditions perturbatrices de radio dans les amplificateurs BF de grande sensibilité a déjà été traitée à maintes reprises dans cette rubrique. C'est évidemment le transistor d'entrée qui détecte, et nous vous rappelons les précautions à prendre et les remèdes éventuels :

a) Blindage parfait de toute la section préamplificatrice (à relier à la masse générale de l'amplificateur).

b) Découplage efficace (RC) de la ligne d'alimentation aboutissant au préamplificateur (voire blindage des fils d'alimentation).

c) Blindage efficace des fils provenant de la cellule de lecture (trop souvent, ce blindage est assez fantaisiste et illusoire).

d) Intercaler une petite bobine d'arrêt HF dans la connexion d'entrée (à l'intérieur du boîtier du préamplificateur) ; monter un condensateur de faible valeur (100 à 200 pF) entre la douille d'entrée et la masse.

2) Dans l'amplificateur HP 2 x 30 W que nous avons décrit récemment, on peut facilement prévoir son emploi en monophonie (droite et gauche) à l'aide d'un petit interrupteur à glissière par exemple, soit avant, soit après circuits de tonalité, ou bien encore à l'entrée des amplificateurs proprement dits.

RR - 9.37 — M. Roger MEHU, 69002-Lyon.

Concernant l'horloge digitale Amtron type UK 820 décrite dans le numéro 1454, page 306, nous pensons (jusqu'à plus ample informé!) qu'il s'agit de transistors type BFS 99 (et non pas BSF).

Le cas échéant, vous pourriez vous procurer ces transistors chez S.G.S. - ATES.

En France : 58, rue du Dessous-des-Berges, 75013 Paris.

RR - 9.38 — Suite à une précédente demande, M. Van PLOEG de Bruxelles nous confirme que les transistors E 300 et E 302 sont des FET canal N ; notre lecteur nous précise en outre que le correspondant en série courante est le type 2 N 3819.

Nous vous remercions de votre aimable communication.

RR - 9.39 — M. Jean Maurice GOBET, 94-Saint-Maur.

Dans le numéro 1022, page 75, nous avons décrit un récepteur à 5 lampes avec ECH 81, EBF 80,

EBC 81, EL 84 et EZ 80. Cela semble donc bien correspondre au genre de schéma que vous recherchez.

RR - 9.40-F — M. J. DRUARD, 80-Fort-Nohon, nous demande les caractéristiques et le brochage des tubes EY 86 et DY 86.

EY 86 : Redresseur THT pour téléviseurs. Chauffage = 6,3 V 90 mA ; $V_a = 18 \text{ kV}$; $I_r = 150 \text{ mA}$ (800 mA max.).

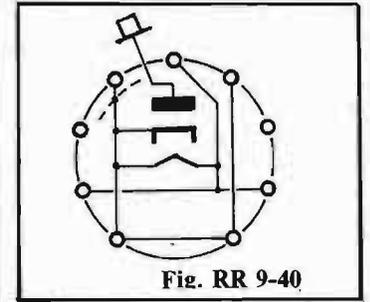


Fig. RR 9-40

DY 86 : Mêmes caractéristiques, mais avec chauffage 1,4 V 550 mA ; même brochage.

Brochage = Voir figure RR-9.40.

RR - 9.41 — M. Dominique SIMON, 68-Munster.

1) Il peut y avoir une foule de causes susceptibles d'entraîner l'absence d'image ou de lumière sur l'écran d'un téléviseur... mais faute de pouvoir examiner votre appareil, d'y procéder à des mesures, il nous est donc impossible de vous préciser le circuit en défaut.

Nous ne pouvons que vous suggérer de vérifier les étages suivants : base de temps « lignes », transformateur « lignes » et THT, déflecteur, redresseur

La G 101 P/MKII vient de sortir...



... encore plus précise et plus robuste...

toujours aussi compacte et harmonieuse

- Moteur synchrone 16 pôles à grand couple de démarrage.
- Transmission par courroie.
- Lève-bras abaisse-bras hydraulique, réglable.
- Bras à 2 contrepoids - coquille enfichable (appui de 0 à 5 g).
- Correcteur de force centripète original.
- Rumble - 60 dB.
- Wow et Flutter : mieux que 0,15 %.

G 101 P LIGNE BASSE - PERFECTION TECHNIQUE - RÉUSSITE ESTHÉTIQUE signées ...

Goldring

Chez votre spécialiste HI-FI ou GOLDRING-France
Mathe électronique, 72, rue Rodier, PARIS-9°
(Doc. sur demande)

THT, circuit et diode de récupération, circuits d'effacement, etc.

Pour plus de détails, veuillez vous reporter à l'ouvrage « Dépannage, mise au point, amélioration des téléviseurs », et notamment de la page 38 à la page 90 (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

2) Pour obtenir le schéma de votre téléviseur, il vous faut le demander à votre fournisseur, dépositaire de la marque.

RR - 9.42 — M. Thierry DAGEAUD, 44-Saint-Nazaire.

Vous ne nous parlez pas des caractéristiques de sortie du mélangeur BF.

Mais, a priori, il n'y a aucune possibilité de connexion valable entre mélangeur, magnétophone et amplificateur.

On ne branche pas un mélangeur sur une sortie pour haut-parleur.

Pour l'utilisation rationnelle de vos trois appareils et leur interconnexion, des modifications sont nécessaires, et pour que nous

puissions vous indiquer ce qu'il convient de faire, il faudrait nous communiquer leur schéma respectif.

RR - 9.43 — M. Jean SZTANDERA, 78-Conflans-Sainte-Honorine.

Il est probablement possible d'utiliser votre casque B.S.T. à la sortie 2 x 8 ohms de votre amplificateur BF ; vous n'oubliez qu'une chose... c'est de nous communiquer les caractéristiques de ce casque !

Vous voulez exclure tout dispositif adaptateur de casque... Pourtant, il est bien rare que l'on puisse s'en passer !

D'autre part, ne vendant aucun matériel, nous ne pourrions pas vous dire à combien se montera le coût de l'adaptation.

RR - 9.44 — M. Richard LAIS, 88-Habeaurupt.

1) Le tube 931 A est un ancien tube photomultiplicateur (de la R.C.A.) comportant 9 étages (ou 9 dynodes).

Il n'y a donc aucune mesure de comparaison possible (techniquement) avec un tube vidicon.

2) Vous pourriez contacter un revendeur de la marque Sony (voir nos pages publicitaires) en lui demandant le ou les appareils qui vous intéressent ; s'il ne les possède pas en dépôt, il pourra vous les commander.

RR - 9.45 — M. Patrick BEAULIEU, 18-Saint-Satur.

Sur votre montage de jeu de lumière dont vous nous soumettez le schéma, les transistors AC 128 ne conviennent absolument pas... et de très loin ! Il faut utiliser des transistors type BD 136, dans l'émetteur desquels vous intercalerez une résistance de 10 ohms.

Veuillez d'ailleurs vous reporter au schéma (fig. 5) de la page 64 de notre numéro 1407 (Spécial Sonorisation) du 31 mai 1973.

RR - 9.46-F — M. Frédéric HENTZ, 57-Metz.

Selon votre demande, veuillez prendre connaissance, sur la figure RR-9.46, des brochages (vus de dessous) des transistors 2 N 706,

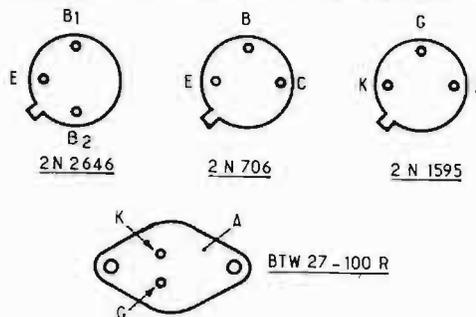


Fig. RR 9-46

2 N 2646, et des thyristors 2 N 1595, BTW 27-100 R.

En ce qui concerne les deux thyristors, l'anode est reliée au boîtier.

RR - 10.01 — M. Roger PYATHUREE, 69009 Lyon.

Sur un téléviseur, l'ondulation de l'image qui se déplace lentement verticalement (parfois) est un phénomène connu : il est dû à une légère différence entre la fréquence de trame de l'image à l'émission et la fréquence du secteur d'alimentation du téléviseur.

A priori, on ne peut donc rien faire contre ce défaut...

Il convient cependant de signaler que si l'alimentation en courant continu du téléviseur est rigoureusement filtrée, l'image n'est pas ondulée. En conséquence, lorsque le mouvement vertical signalé se produit, mouvement dû à la différence de fréquences comme indiqué plus haut, il passe pratiquement inaperçu (précisément parce que l'image n'est pas affectée d'ondulation).

RR - 10.02 — A l'attention de M. G. HISCHNIALS, 57 Marange Silvange.

M. Patrick OURSEL, 5, rue du Pont Bellet 76210 Bolbec nous fait savoir qu'il pourrait mettre à votre disposition un exemplaire de chaque lampe UF 41, UY 42, etc... que vous recherchez.

RR - 10.03 — M. F. MEUNIER, 41 Saint-Aignan sur Cher.

1) Puisque vous êtes un très ancien lecteur de notre revue (et nous vous remercions de votre fidélité remontant aux années

30...), il vous sera facile de rechercher dans votre collection.

En conséquence, nous vous prions de vous reporter à la page 33 du N° 811 où vous trouverez précisément le schéma d'un récepteur de radio équipé des lampes 6 E 8, 6 K 7, 6 Q 7, 25 L 6 et 25 Z 6.

2) L'unité de capacité appelée « centimètre » n'est plus utilisée. Les relations sont les suivantes : 900 cm = 1 000 pF (ou 1 nF) ; 1 111 pF (ou 1,111 nF) = 1 000 cm.

RR - 10.04 — M. Marcel BUNLE, 24 Bourdeilles.

Si nos calculs sont bons, une puissance de 3 CV correspond à 2 208 W ; sous 24 V, cela fait une intensité de 92 ampères... Avec la marge de sécurité qu'il convient de se réserver, il faut donc compter avec une bonne centaine d'ampères.

En conséquence, nous ne disposons d'aucun schéma de variateur électronique à semiconducteurs convenant à une telle intensité.

RR - 10.05 — M. Jean CLADIÈRE, 92 Vanves.

Au risque de vous faire de la peine, nous allons être francs... En effet, si vous recevez aisément le son de la TV avec votre récepteur FM, il n'y a pas de quoi paivoiser, car ce n'est pas un signe de grande qualité du matériel !

En fait, cela veut dire :

- que l'oscillateur est trop riche en harmoniques ;
- que l'étage limiteur est sans action (ou peut-être même inexistant) ;
- que l'étage démodulateur FM fonctionne mal puisqu'il détecte aussi bien la modulation d'amplitude que la modulation de fréquence.

DERNIERE HEURE

Dans la publicité de TELE RADIO SEBASTOPOL parue en pages 86 et 87 de ce numéro les prix GRUNDIG et DUAL de la page 87 sont erronés. Veuillez nous excuser.

Consultez-nous.

TELE RADIO SEBASTOPOL

100, bd Sébastopol

75003 PARIS

Tél. : 887-91-50 et 887-98-70

le JOURNAL des "OM"

Le transceiver 144 MHz

HEATHKIT

HW 202



SIL n'existe pas encore un encombrement aussi intense sur 144 MHz que sur les bandes décamétriques, le QRM y règne tout de même, et l'une des solutions pour s'en affranchir consiste à trafiquer en NBFM. Outre son insensibilité aux parasites ce type de modulation permet en quelque sorte de s'isoler entre pratiquants de cette formule, ce qui n'est pas très conforme à l'esprit OM, mais permet de travailler sérieusement sur l'accord d'une antenne ou le rendement d'un PA, voire les qualités comparées de divers types de microphones.

Le HW 202 correspond à cette

formule, il est intégralement transistorisé et autorise le trafic sur six canaux, ce qui revient à dire qu'il est piloté par quartz. Il est possible de disposer ces canaux sur la bande 144 MHz, la couverture s'étendant de 143,9 à 148,3 MHz, avec une puissance de 10 W HF. En outre, divers compléments peuvent être installés, tel le bloc alimentation secteur HWA 202 pour l'emploi en station fixe, le codeur décodeur avertissant lorsque le récepteur reçoit un appel, analogue aux dispositifs employés sur radiotéléphones, ou encore l'amplificateur de puissance portant celle-ci à 40 W HF à l'entrée de l'antenne.

CARACTÉRISTIQUES

Tranceiver 2 m, 143,9-148,3 MHz.

Récepteur : sensibilité 12 dB SINAD* pour un signal antenne $\leq 0,5 \mu\text{V}$.

Seuil de sensibilité du squelch : $\leq 0,3 \mu\text{V}$.

Réjection image : - 60 dB.

Réjection FI : - 80 dB.

Réjection des parasites : - 60 dB.

Changements de fréquence : 10,7 MHz - 455 kHz.

Bande passante globale : 22 kHz.

Désaccentuation : - 6 dB par octave autour de 300-3 000 Hz.

Excursion du signal : $\geq 7,5$ kHz.

Stabilité : $\leq 0,0015$ %.

Puissance de sortie : 3 W_{eff} avec moins de 10 % de distorsion harmonique.

Impédance HP : 4 Ω .

Emetteur : puissance de sortie : 10 W_{HF} minimum.

Impédance de sortie : 50 Ω .

Stabilité : $\leq 0,0015$ %.

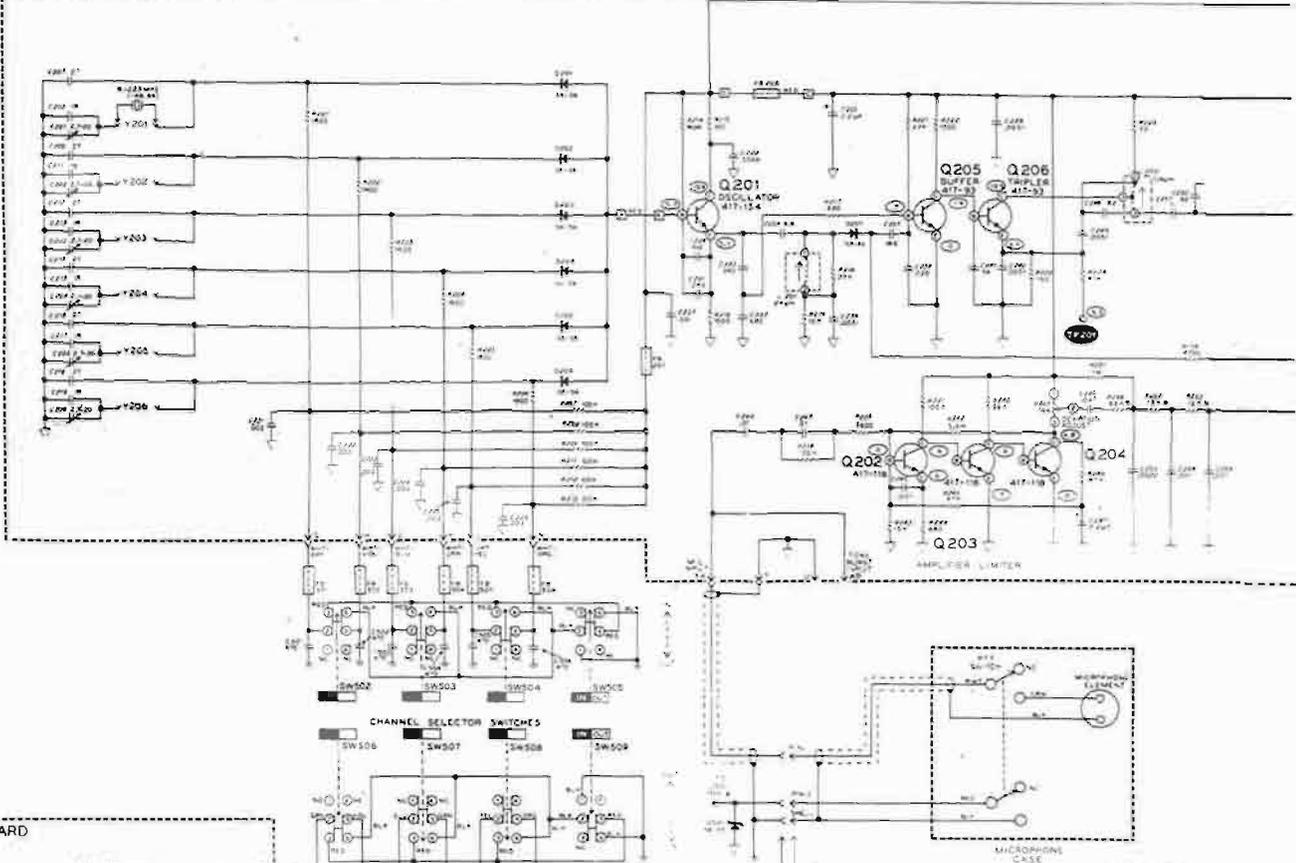
Rayonnement parasite : ≤ -45 dB.

Fréquence de l'oscillateur : autour de 6 MHz.

Multiplication de fréquence : par 24.

Modulation : de phase, 0-7,5 kHz ajustable, avec limitation automatique instantanée.

TRANSMITTER CIRCUIT BOARD



RECEIVER CIRCUIT BOARD

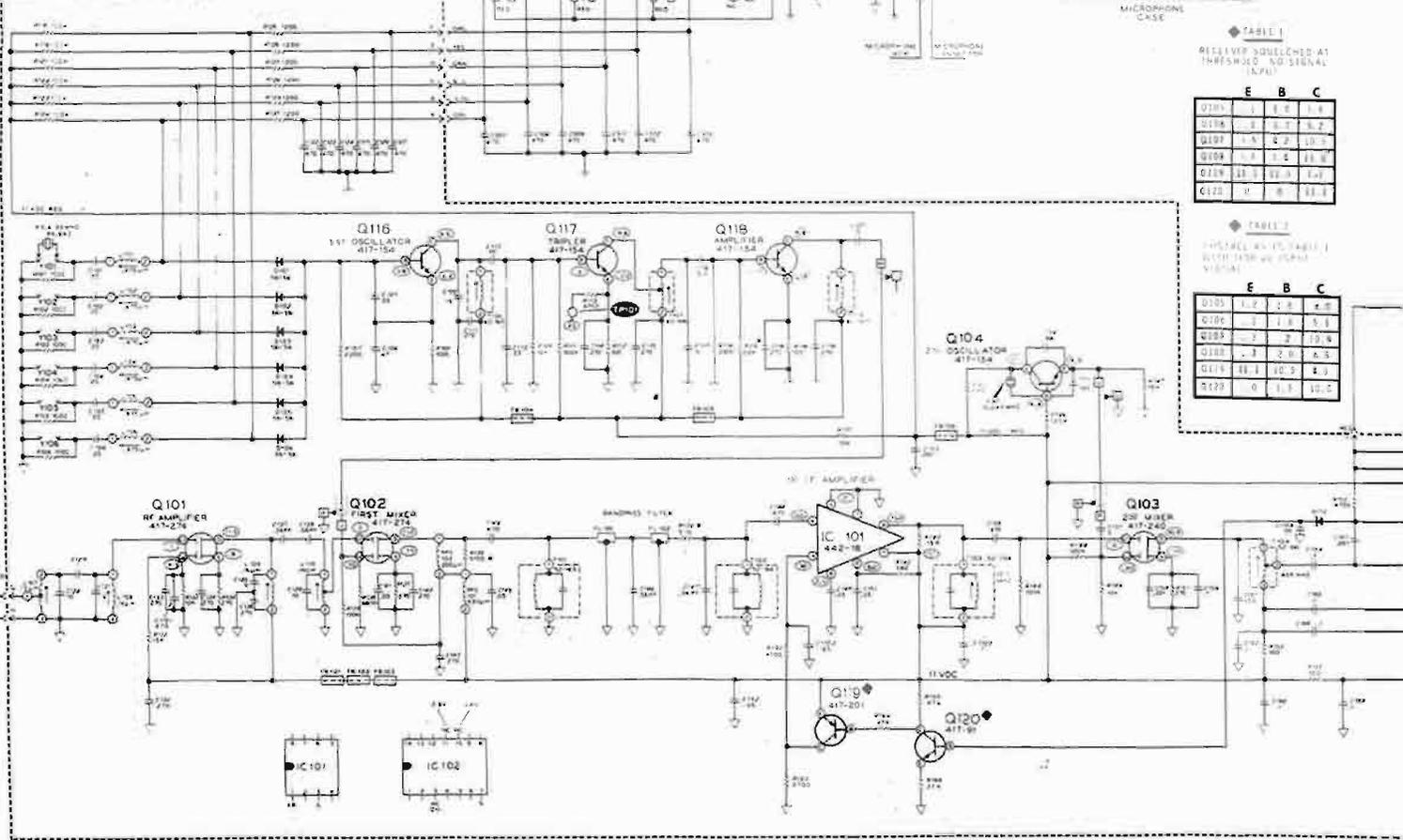
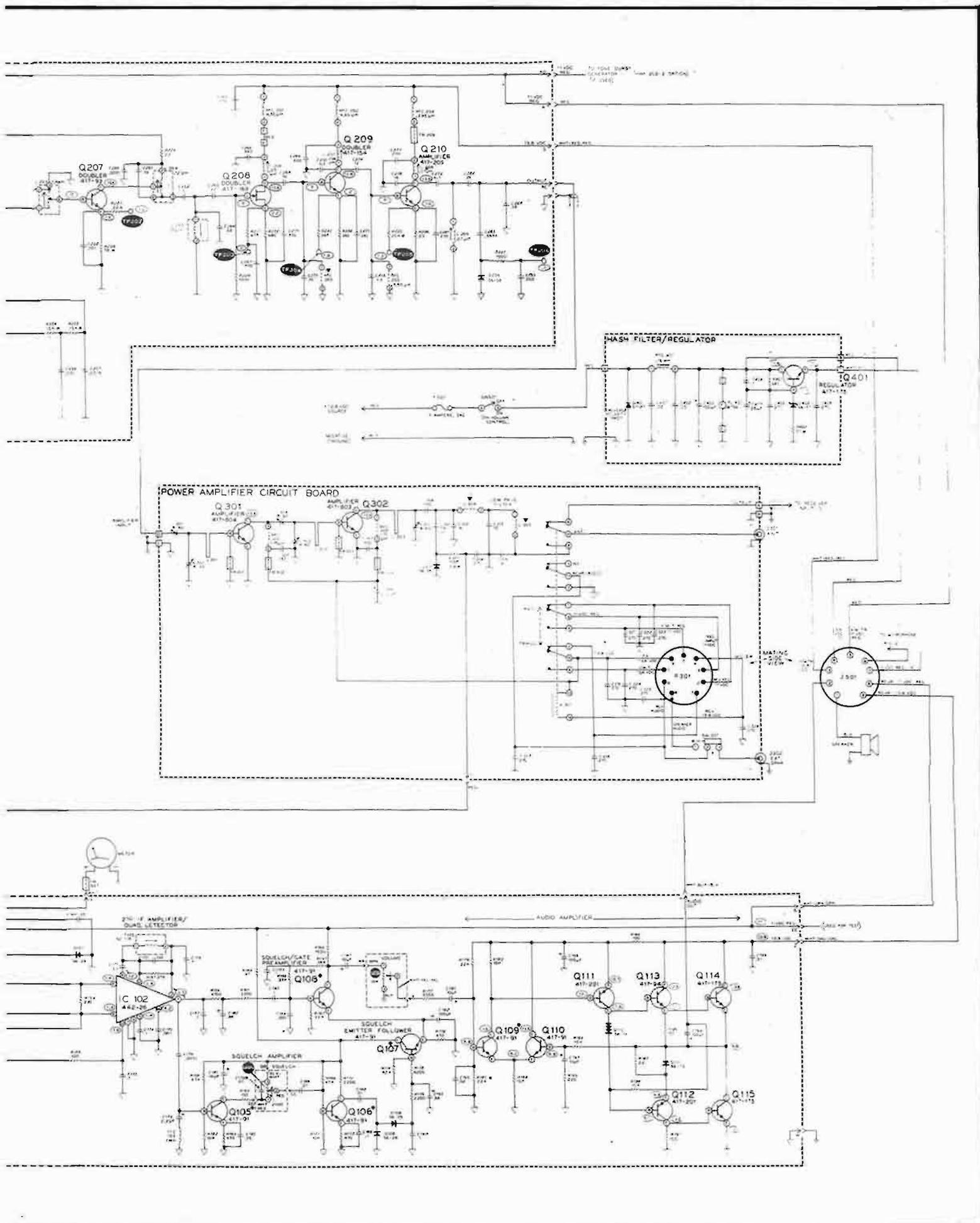


TABLE 1
RECEIVER SQUELCHED AT THRESHOLD NO SIGNAL (L.F.D.)

	E	B	C
Q101	1	0	1.4
Q102	3	0	2.2
Q103	1.5	2	10.5
Q104	0.4	1	0.5
Q116	15	3	10.5
Q117	0	0	10.5

TABLE 2
RECEIVER SQUELCHED AT THRESHOLD WITH SIGNAL (L.F.D.)

	E	B	C
Q101	1.2	1.8	8.0
Q102	3	1.8	9.1
Q103	2	2	9.5
Q104	0.3	2	0.5
Q116	10	1	10.5
Q117	0	1	10.5



Alimentation : 12,6-16 V (13,8 nominal) négatif à la masse.

Consommation : en réception, < 200 mA ; en émission, 2,2 A.

Température d'utilisation : - 30 + 50 °C.

Encombrement : 70 x 210 x 240 mm, pour un poids de 1,02 kg.

PRESENTATION

C'est à un radiotéléphone que le HW 202 fait penser au premier abord, tant par la disposition de ses commandes, ramenées au minimum, que par son format aussi réduit et par son poids voisin de 1 kg.

L'appareil se prête particulièrement bien à l'emploi en mobile, son constructeur l'ayant conçu dans ce but, un berceau permet sa fixation sous le tableau de bord d'un véhicule, et son microphone est muni d'un câble souple type boudin extensible raccordé par une prise à deux contacts, il comporte une pédale d'alternat.

Les commandes laissées à la disposition de l'utilisateur sont le potentiomètre de volume couplé à la mise en route ou l'arrêt, le potentiomètre du squelch, et le clavier à douze touches sélectionnant les fréquences et la combinaison du codeur. Un très lisible galvanomètre indicateur de champ gradué de 0 à 5 complète la face avant.

A l'arrière, deux prises Cinch sont installées pour le raccordement à l'antenne et à un HP extérieur, lorsque ce dernier est utilisé, un inverseur coupe le HP interne. Le cordon alimentation 12 V comporte un fusible, il est muni d'un connecteur à détrompeur pour recevoir un câble de longueur indifférente à ramener sur une batterie, ou encore sur l'alimentation réseau HWA 202.

La réalisation est à haute densité, le coffret contient cinq cartes imprimées réparties sur les fonctions suivantes : codeur, alimentation stabilisée, récepteur, émetteur, et amplificateur de puissance.

Les fonctions émission et réception sont totalement séparées, il n'y a aucun circuit commutable fonctionnant dans les deux modes.

Les composants employés sont modernes, mosfet double gate et circuits intégrés, le PA est protégé contre les désadaptations de l'aérien ou de la ligne de transmission.

Le montage du kit est bien guidé par la notice de 133 pages, la mise au point est simple, elle ne requiert qu'un contrôleur universel. Le point majeur à souligner dans la réalisation d'un kit est la bonne qualité des soudures, dans 90 % des cas, les pannes sont provoquées par de mauvaises soudures. Comme il y a plusieurs centaines de soudures à effectuer, il est bon d'y porter attention.

ANALYSE DES CIRCUITS

Les commutations de canaux sont obtenues par la combinaison des touches, mettent en service les quartz émission et réception. Au niveau des circuits l'action est transmise sur des commutateurs à diodes.

A la réception, nous sommes en présence d'un récepteur à double changement de fréquence, dont les oscillateurs locaux sont pilotés par quartz (voir schéma général).

Un amplificateur HF large bande est utilisé, employant le transistor Mosfet Q₁₀₁ chargé par un double circuit accordé. La largeur de bande à 6 dB est de l'ordre de 1,5 MHz.

Le signal ainsi amplifié est injecté sur le premier mélangeur, Q₁₀₂, recevant sur une porte ce signal, et sur la seconde le signal du premier oscillateur local. Cet

étage est contrôlé par un quartz 45 MHz (Q₁₁₆), il est suivi d'un tripleur de fréquence Q₁₁₇, et d'un étage tampon Q₁₁₈, qui injecte le signal local de 135 MHz sur la porte 2 de Q₁₀₂.

A la sortie de Q₁₀₂, nous sommes sur 10,7 MHz, deux filtres à quartz FL₁₀₁ - FL₁₀₂ procurent la sélectivité nécessaire, ici 22 kHz. L'amplification de la première FI est confiée au circuit intégré IC₁₀₁, puis les signaux parviennent au second mélangeur, Q₁₀₃ recevant le signal du second oscillateur Q₁₀₄. Cet étage est également stabilisé par quartz, la fréquence est de 10,245 MHz, ce qui donne en sortie du second mélangeur, 10,700 MHz - 10,245 MHz = 455 kHz.

A la sortie de Q₁₀₃, une partie du signal est redressée pour être appliquée au Smètre, et également via les transistors amplificateurs de CAG Q₁₂₀ - Q₁₁₉ sur l'entrée du circuit IC₁₀₁.

Le circuit IC₁₀₂ comporte trois étages en cascade, suivis d'un détecteur à coïncidence dont le circuit accordé est extérieur (T₁₀₅).

Deux étages sont utilisés dans le squelch, Q₁₀₅ - Q₁₀₆, qui à travers Q₁₀₇ bloquent le transistor Q₁₀₈, préamplificateur BF.

L'amplificateur basse fréquence comporte une entrée sur étage différentiel, avec configuration quasi complémentaire.

A l'émission, les signaux délivrés par le microphone sont préaccentués sur les aigus à l'aide

de la cellule C₂₄₃ - C₂₄₄ qui limite les amplitudes de 300 à 1 000 Hz à l'entrée des étages Q₂₀₂ - Q₂₀₃ - Q₂₀₄. A la sortie de Q₂₀₄, nous disposons de signaux carrés d'amplitude maximale de 10 V crête à crête qui sont injectés sur le modulateur constitué par la diode D₂₀₇ et la bobine L₂₀₁ et font varier la phase du signal délivré par l'oscillateur Q₂₀₁ piloté par quartz. La fréquence quartz, de 6 MHz est successivement multipliée par 3 x 2 x 2 x 2 soit au total par 24 pour se retrouver sur sa valeur finale 144 MHz avant amplificateur en puissance.

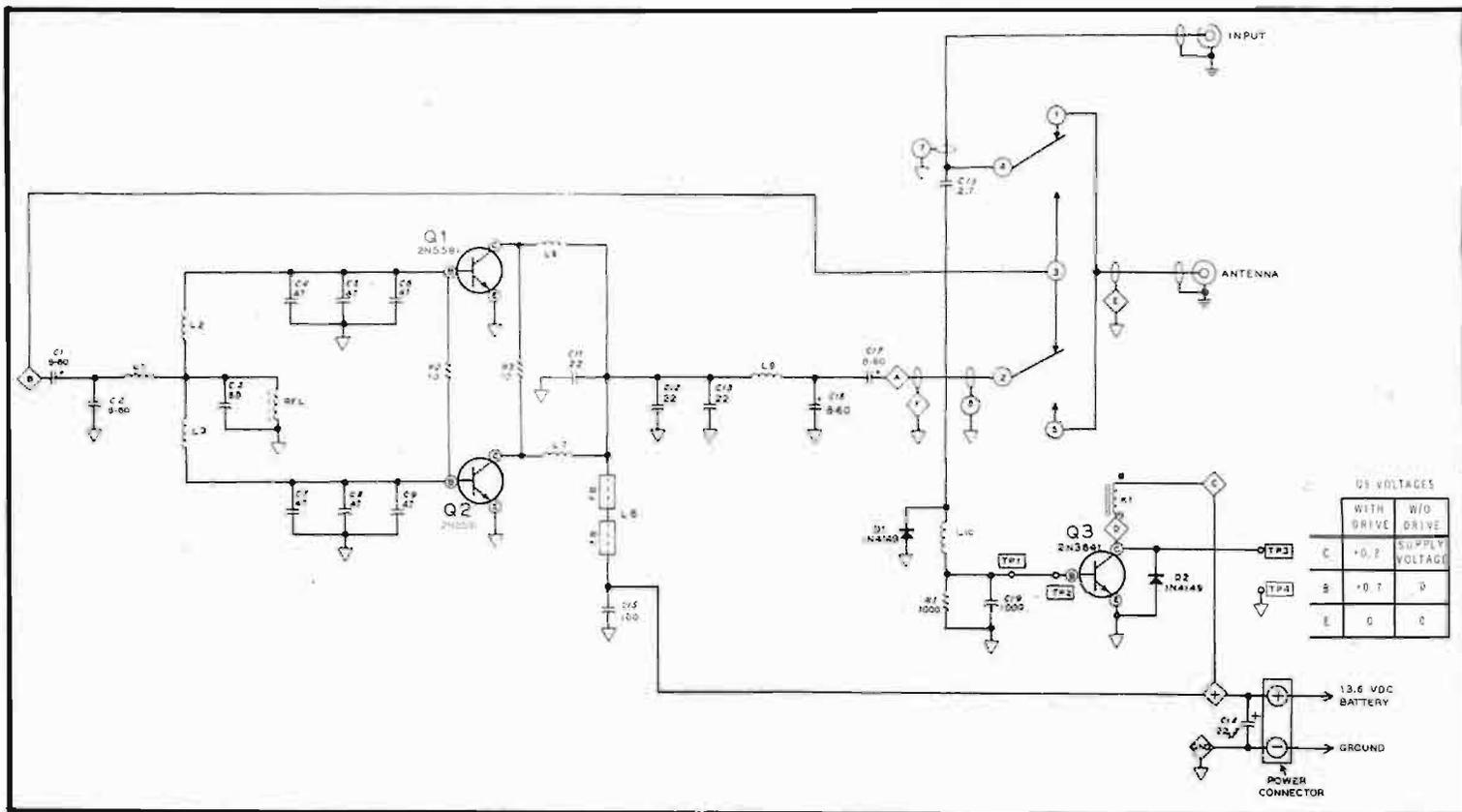
La chaîne des multiplicateurs comporte un étage tampon, nous avons l'oscillateur Q₂₀₁, séparateur Q₂₀₅, tripleur Q₂₀₆, doubleur Q₂₀₇, doubleur Q₂₀₈ (transistor fet), doubleur Q₂₀₉, étage amplificateur Q₂₁₀.

En sortie de Q₂₁₀, les signaux attaquent l'amplificateur de sortie, comportant deux étages Q₃₀₁ - Q₃₀₂ qui amènent la puissance à 10 W.

AMPLIFICATEUR 40 W HA202

Nous donnons (fig. 2) le schéma de cet amplificateur, qui délivre une puissance de sortie de 40 W pour 10 W d'excitation, 50 W pour 15 W et 20 W pour 5 W. Il comporte deux étages en parallèle, son entrée et sa sortie sont sur 50 Ω, et un relais d'alternat émission réception.





MESURES

A l'émission, appareil alimenté sous 13,8 V, nous avons relevé en sortie une puissance de 12,2 WHF, ce qui est supérieur à la spécification.

La stabilité est tributaire du quartz employé, ici de la classe 0,0015 % soit 15 Hz par MHz ce qui est excellent, mais donne, ramené à la fréquence de travail, $15 \times 144 = 2160$ Hz. Nous avons noté un écart de 2 200 Hz soit une valeur cadrant avec celle indiquée.

En réception, la sensibilité est de $1 \mu\text{V}$ pour 15 dB de rapport signal + bruit/bruit, en SINAD (signal + bruit + distorsion/bruit + distorsion) nous n'avons pas noté d'écart.

Le seuil du squelch correspond à $0,5 \mu\text{V}$ antenne, sur réglage effectué par le constructeur, les diverses réjections étant de 62 dB pour l'image et de 81 dB en fréquence intermédiaire.

La formule déterminant la fréquence des quartz à employer est la suivante :

$$\text{Émission} = \frac{F \text{ travail}}{24}$$

soit pour 144,1 MHz

$$\frac{144,1}{24} = 6004,16 \text{ kHz}$$

$$\text{Réception} = \frac{F \text{ travail} - 10,7 \text{ MHz}}{3}$$

STÉRÉO HI-FI

ALAN-KIT

Vente sur place tous les jours de 9 h à 12 h 30 et 14 h 30 à 19 h 30. doc. complète de notre gamme sur demande Tél. 735-53-34

123, rue de Bagneux, 92-MONTROUGE - Métro pte d'Orléans - BUS 128
Expéditions immédiates contre chèque ou mandat à la commande ou c/remboursement
Distributeurs consultez-nous - Exportation à l'étranger

LISTE DES PRIX HORS TAXES DES MODULES EN KIT CABLES REGLES

Module Ampl. 2 W. volume	52 F
Module Ampl. 4 W. volume et réglage tonalité	69 F
Module Ampl. 6 W. volume et réglage tonalité	88 F
Module Ampl. 8 W. volume et réglage tonalité	105 F
Module Ampl. 12 W. vol. et régl. tonalité	125 F
Module Ampl. 18 W. volume correcteur aigus et graves séparés	185 F
Module Ampl. 32 W de puissance	220 F
Module Ampl. 60 W de puissance	359 F
Module Ampl. 100 W de puissance	420 F
Module Ampl. 120 W de puissance	480 F
Module Corr. de tonalité BAXANDALL aigus et graves séparés	69 F
Module Préampl. magnétique	54 F
Module Chambre de réverbération	276 F
Module Vibrato orgue	48 F
Module Vibrato professionnel	118 F
Module Alimentation électronique de 1 à 18 V. variable, avec transfo. 1,5 A	180 F
Module Psychédélique 1 voie 1 200 W X1	80 F
Module Psychédélique 2 voies, 1 200 W X2	120 F
Module Psychédélique 3 voies, 1 200 W X3	180 F
Module Centrale feux clignotants	56 F
Module Gradateur de lumière, 500 W, 220 V	70 F
Module Gradateur de lumière professionnel, 1 500 W, 220 V	220 F

Tous types de coffrets pour modules fournis sur demande

Tuner ampli FM stéréo, radio panoramique 640 F

TOUTE UNE GAMME D'AMPLIS DE 2 W à 120 W

Ampli 4 W. Prix : câblé 69 F En 6 W. Prix : câblé 88 F (port 7 F).
Ampli 80 W. Prix : câblé 359 F - Version 100 W. Prix : câblé 420 F (port 7 F).

TOUTE UNE GAMME D'APPLICATIONS

Psychédélique. Prix câblé : 3 x 1 000 W 180 F - 2 x 1 000 W 120 F - 1 x 1 000 W 80 F.
Chambre de réverbération. Prix : câblé 376 F (port 7 F)

NOS DISTRIBUTEURS : CIMIEZ, 12, av. G.-Clemenceau, 93-Noisy-le-Sec - KIT SHOP, 47, bd Beaumarchais, Paris (11^e) - PHOTO LEO, 8, pl. Jean-Jaurès, 92120 Montrouge - M. BLOT, 43, av. Division-Leclerc, 92-Châtenav-Malabry (par correspondance)

soit pour 144,1 MHz

$$\frac{144,1 - 10,7}{3} = 44,46666 \text{ MHz}$$

En outre, la tolérance et le coefficient de température seront identiques pour tous les quartz employés.

CONCLUSION

Faute de connaître des utilisateurs calés sur les fréquences du HW 202 nous n'avons pu utiliser celui-ci en trafic, et il ne nous est pas possible de citer des QSO fantaisistes.

Le HW 202 est un radiotéléphone pour OM, à ce titre il en possède tous les avantages, faible encombrement, poids réduit, faible consommation, mais aussi les inconvénients dus au trafic piloté par quartz. Cependant, ce n'est pas un obstacle puisque des OM français l'emploient maintenant.

Le bloc de puissance HA 202 permet sous un faible encombrement de disposer de 40 W, et amène à un niveau élevé le signal, autorisant ainsi les liaisons à grandes distances sur VHF.

Les performances sont très bonnes, elles sont dues à une conception moderne et à une réalisation bien étudiée.

J.B.

* SINAD : signal + bruit + distorsion/bruit + distorsion.

Sansui

CHAINE SANSUI AU555A



- AU555A Amplificateur avec préampli stéréo. Régime de puissance continue 33,33 W à 4 ohms. B.P. 20 à 40 000 Hz. 2 interrupteurs de HP. Section préampli et ampli de puissance utilisable séparément. 5 sorties. 7 entrées. Distorsion inférieure à 0,5 %.
- Platine THORENS TOJ65
- Socle et plexi. Cellule magnétique.
- 2 enceintes Micro Max Martin.

PRIX DE L'ENSEMBLE **3 750 F**

CHAINE SANSUI 551



- 551 Ampli-Tuner transistorisé AM/FM stéréo. Un modèle de puissance moyenne avec de hautes caractéristiques, tient à la puissance nominale une bande passante de 30 à 30 000 Hz, avec moins de 1 % de distorsion. Commutation de haut-parleurs. Raccordements rapides des entrées et sorties.
- Platine PL12E PIONEER
- Cellule magnétique. Socle et plexi.
- 2 enceintes C3XSIARE

PRIX DE L'ENSEMBLE **3 900 F**

CHAINE SANSUI 661

LE DERNIER NÉ DES AMPLI-TUNERS



- 661. FM/AM. Stéréo receiver 54 watts RMS. Bande passante 15 à 40 000 Hz. Distorsion harmonique inférieure à 0,5 %. Filtre high - loudness - Tuner sensibilité 2,2 µV - Rapport signal, bruit meilleur que 60 dB. Sélectivité meilleure que 50 dB.
- Platine THORENS TD 165
- Cellule magnétique. Socle et plexi
- 2 enceintes Micro Max Martin.

PRIX DE L'ENSEMBLE **4 600 F**

CHAINE SANSUI AU7500



- AU7500. Amplificateur avec préampli stéréo. L'un des plus perfectionnés de la gamme SANSUI. Grande variété d'utilisation avec possibilité de le raccorder à 2 magnétophones et à un adaptateur quadri ou à un troisième magnétophone.
- Platine THORENS TD 160
- Cellule magnétique, socle et plexi.
- 2 enceintes 3A Allegretto.

PRIX DE L'ENSEMBLE **5 750 F**

MERCI... OUI MERCI à Sansui, harman/kardon, TEAC,

— CES FIRMES, REPRÉSENTANT LE SUMMUM DE LA HAUTE FIDÉLITÉ, ONT ACCEPTÉ AVEC NOUS LA TENDANCE GOUVERNEMENTALE DE « BAISSER SUR LES PRIX » ET DE PERMETTRE A L'EQUIPE TERAL DE RÉALISER POUR VOUS DES CHAINES PRESTIGIEUSES A DES PRIX JAMAIS PRATIQUÉS.

— APRES TROIS MOIS DE POURPARLERS, NOUS SOMMES ENFIN ARRIVÉS A CES RÉSULTATS, TRAITANT DIRECTEMENT, AVEC LEUR DIRECTION EN FRANCE, DES MARCHÉS A DES CONDITIONS JAMAIS RÉALISÉES.

PRESTIGE TERAL

TEAC



AG-6500 TEAC

STÉRÉO-RECEIVER AM/FM - 2 x 40 W eff. - Séparation de l'ampli de la partie préampli et utilisation séparée des 2 fonctions à 0,5 % distorsion harmonique sous 8 ohms - SwitcH - Graves, aiguës séparés sur chaque canaux - 2 prises magnéto - sorties pour 3 paires de H.P.

1^{re} SUGGESTION :

- AMPLI TUNER AG 6500.
- Table de lecture GARRARD ZERO 100 SB. Cellule magnétique. Socle et plexi.
- 2 enceintes JBL Decade L26.

2^e SUGGESTION

- AMPLI TUNER AG 6500
- Table de lecture B & O 1203. Cellule magnétique. Socle et plexi.
- 2 enceintes SCOTT S11.

3^e SUGGESTION

- AMPLI TUNER AG 6500.
- Table de lecture THORENS TD 160. Cellule magnétique. Socle et plexi.
- 2 enceintes 3 A. Allegretto.

PRIX DE L'ENSEMBLE **7 400 F**

PRIX DE L'ENSEMBLE **5 900 F**

PRIX DE L'ENSEMBLE **6 250 F**

harman/kardon



75 + Multicanaux HARMAN-KARDON

Amplificateur Tuner - 2 x 40 W efficaces sur 8 ohms - 4 x 20 W efficaces sur 8 ohms - Bande passante 20 000 à 20 kHz - Distorsion 0,5 % - DÉCODEUR SQ et QS - Circuits prévus pour CD 4 - 4 sorties de HP - Filtres haut et bas - Loudness - Mutting - Balance rotative pour les 4 HP - Partie TUNER AM/FM.

1^{re} SUGGESTION

- AMPLI-TUNER 75+
- Table de lecture GARRARD 86SB. Cellule magnétique. Socle et plexi.
- 2 enceintes SCOTT S11.

2^e SUGGESTION

- AMPLI TUNER 75+
- Table de lecture THORENS TD 160. Cellule magnétique. Socle et plexi.
- 2 enceintes SUPER MAX MARTIN.

3^e SUGGESTION

- AMPLI TUNER 75+
- Table de lecture SANSUI SR 3060. Cellule magnétique. socle et plexi.
- 2 enceintes

PRIX DE L'ENSEMBLE **5 900 F**

PRIX DE L'ENSEMBLE **6 200 F**

PRIX DE L'ENSEMBLE **7 500 F**

L'ÉQUIPE TERAL SERAIT HEUREUSE, QU'AVANT DE VENIR LA VOIR, VOUS CONSULTIEZ PLUSIEURS AUDITORIUMS AFIN DE COMPARER LA DIFFÉRENCE ET D'APPRECIER SON RAPPORT QUALITÉ/PRIX

BIFI-CLUB TERAL - 30 et 53, rue Traversière, 75012 PARIS - Tél. 307.47.11 - 307.87.74 - 344.67.00

Ouvert sans interruption tous les jours (sauf le dimanche et le lundi matin) de 9 h à 19 h 45

Parking assuré - Crédit possible par le CREG et CETELEM

L'ÉQUIPE TERAL APPLIQUE L'OPÉRATION VÉRITÉ SUR LES PRIX : A VOUS DE JUGER

pourquoi, la platine Zéro 100 SB de *Garrard* est une platine irrésistible



C'est que
si ordinaire
ment chaque
platine possède
un avantage majeur
qui lui est propre la
Zéro 100 SB elle les a tous !

- Un bras erreur de piste — 0
- Un compteur d'usure de diamant
- Un antiskating magnétique
- Un plateau lourd
- L'excellente cellule Excel Sound
- Un design remarquable (aluminium anodisé)
- Enfin le célèbre moteur Synchro-lab, avec son entraînement par courroie.

FILM & RADIO

6, rue Denis Poisson - PARIS 17^e
Tél. 755-82-94

Garrard-Frank-Bib-Jensen
Excel-Sound-Electro-Voice