

5^F

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

LE HAUT-PARLEUR

Journal de vulgarisation

RADIO TÉLÉVISION

Dans ce numéro

- La chaîne stéréo Dual HS42.
- L'amplificateur Sansui AU505.
- Le magnétophone Saba TG664.
- Le bloc-notes à cassettes Aiwa TP747.
- L'autoradio Philips 22RN712.
- Le tuner T710 Korting Transmare.
- Le tuner-amplificateur Sanyo DCX2300L.
- Le magnétoscope Akai VT110.
- La chambre de réverbération EA45 BST.
- Interrupteur crépusculaire pour bateaux.
- Les émetteurs de signaux horaires.
- Montages simples à circuits intégrés.
- Récepteur de trafic à double conversion.
- Etc. *DNL Philips p 153*

Voir sommaire détaillé page 140



infra
infra



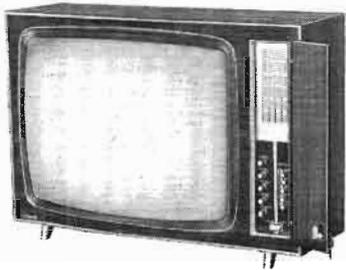
l'enseignement

24, RUE JEAN-MERMOZ • PARIS-8° • TÉL. : 225-74-65 • ENSEIGNEMENT PRIVÉ A DISTANCE •

électronique polyvalent chez soi Voir pages 196 et 197

424 PAGES

Sensationnel !
TÉLÉ COULEUR
2 290 F
(port et emballage 40 F)



Téléviseur de MARQUE, made in France, écran 67 cm, neuf, en emballage d'origine, absolument aucun défaut (ni d'aspect, ni technique), vendu avec une garantie de 1 an pour les PIÈCES, à l'exclusion de la garantie main-d'œuvre, qu'il nous est impossible d'assurer sur la France (ce qui explique son prix incomparable). Ce même téléviseur est actuellement vendu 3 550 F dans le commerce conventionnel.

SOCLE A PIVOT POUR TELEVISEUR



Prix T.T.C. **39,00** + port et emballage 10,00

SOCLE A PIVOT 90°

pour téléviseur ou tout autre appareil, meuble, etc.

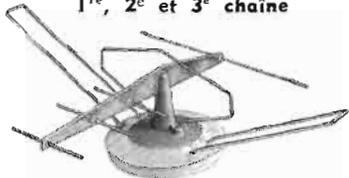


ANTENNE INTERIEURE
« SATURN »
1^{re}, 2^e et 3^e chaîne



VHF tous canaux, F5, E8 - 12, UHF canaux 21 à 65, coax. 2 x 1,50 m.
Prix **69,00** + port et emb. 8,00

ANTENNE INTERIEURE
« ORION »
1^{re}, 2^e et 3^e chaîne



Ampli incorporé, gain 14 à 15 dB, alim. 220 volts, les éléments VHF et UHF peuvent être orientés indépendamment l'un de l'autre.

Prix .. **149,00** + port et emb. 8,00
T.V.A. comprise 16,66 %

SOUMETTEZ-NOUS
vos problèmes
d'antennes télévision



nous allons les résoudre

A cet effet, faites-nous connaître par simple lettre l'adresse d'installation du téléviseur concerné, joignez 5 francs en timbres et vous recevrez la ou les solutions techniques que nous préconisons pour capter les émetteurs télévision qui vous environnent (et peut-être ceux que vous ne soupçonnez point). Vous recevrez également un important catalogue groupant tous types d'antennes télé ou FM, amplis d'antennes, connections et accessoires, permettant de recevoir dans les pires conditions.

	Références	Nombre d'éléments	Gain en dB	Canaux au choix (à préciser)	T.V.A. compr. 16.66 %
1 ^{re} CHAÎNE	VLA4	4	5	Tous canaux VHF	35,00
	VLA6	6	7	Tous canaux VHF	47,50
	VLA10	10	11	Tous canaux VHF	64,00
	VLA13	13	13	Tous canaux VHF	98,50
2 ^e /3 ^e CHAÎNE	LA7	7	6 à 9	Tous canaux VHF	29,50
	LA12	12	8 à 12	21 à 40 ou 40 à 65	48,00
	LA16	16	9 à 15	21 à 40 ou 40 à 65	68,50
	LA23	23	11 à 17	21 à 40 ou 40 à 65	99,50
	LA23P	23	15	21 à 29 spéc. Paris	103,00
	FA20	Panneau	9 à 13	Tous canaux UHF	54,50
Couleur	LC11	11	9		62,50
	LC23	23	12	21 à 29 ou 29 à 38	75,00
	LC43	43	16	38 à 49 ou 49 à 60	104,00
	LC91	91	17		170,50

ANTENNES MIXTES

Réf. AC5/12 - 5 éléments VHF + 12 éléments UHF **51,50**
Réf. LA12/345 - 4 éléments VHF + 9 éléments UHF **59,00**
Réf. LA24/345 - 7 éléments VHF + 17 éléments UHF **135,00**
Réf. LA64/345 - Spéciale caravane, 10 éléments VHF + 30 éléments UHF, gain 9 à 13 dB **157,00**

AMPLIFICATEURS D'ANTENNES TOUS CANAUX

Réf. TRA3650 - Gain 14 dB, pour 1 télé, réception difficile, longue distance, ou fin de ligne d'antenne collective **144,00** + port et emb. 6,00
Réf. TRA 3664 - Ampli à 3 voies : 1 en VHF (gain 14 dB) + 2 en UHF, avec sélectivité variable 2 positions (gain 14 ou 26 dB), permettant d'éliminer les interférences éventuelles entre 2^e et 3^e chaîne **309,00** + port et emb. 6,00

ANTENNES FM EXTERIEURES

Réf. US3 - 3 éléments, gain 4,5 dB **67,50**
Réf. US5 - 5 éléments, gain 6,5 dB **112,00**
Réf. US8 - 8 éléments, gain 9 dB **158,00**

ANTENNES FM INTERIEURES

Réf. Z1906 - FM stéréo, gain 3 dB **69,00**
Réf. Z1912 - FM stéréo, ampli incorporé, gain 8 dB **189,00**
(Port et emballage 12,00 par antenne + 6,00 par antenne supplémentaire)
Pour les professionnels, REMISE 20 % par 10 pièces et plus

ANTENNE « CARAVANE » TOUS CANAUX
en KIT complet avec accessoires

Constituée de 3 éléments VHF, gain 5 à 6 dB, et de 11 éléments UHF, gain 6,5 à 8 dB, coupleur et symétriseur incorporé dans le boîtier de raccordement pour câble coaxial 75 ohms.
L'antenne est fournie avec un mât en alu de 4 mètres (en 3 sections), bride de fixation, collier de haubanage, attache du mât à la caravane, 10 mètres de câble coaxial et un séparateur UHF/VHF.
Prix **205,00** + port et emb. 15,00

Rotor-matic STOLLE

commande à distance l'orientation de

- toutes antennes, télé ou radio-amateurs,
- caméra,
- projecteur,
- enseigne,
- porte-voix, etc.

L'ensemble comprend :
— le moteur dans un boîtier étanche en zamac spécial anti-corrosion (même à l'eau de mer), équipé des attaches pour mât porteur et mât mobile (diam. max. 50 mm),
— le pupitre de commande comprenant tous le dispositif de réglage et calage du rotor. Alimentation 110/220 V.

« Aucune consommation rotor immobile »
Type 2010 - Avec pupitre de commande automatique (fig. ci-contre), doté de repères d'orientation cardinale 0 à 360°, et de 2 voyants indiquant le sens de rotation. Le rotor se cale automatiquement sur le repère affiché au pupitre **395,00**

Type 3001 - Avec pupitre de commande semi-automatique. Deux boutons permettent de faire tourner le rotor soit dans un sens, soit dans l'autre **335,00**
(T.V.A. comprise 16,66 % - Port et emballage 8,00)

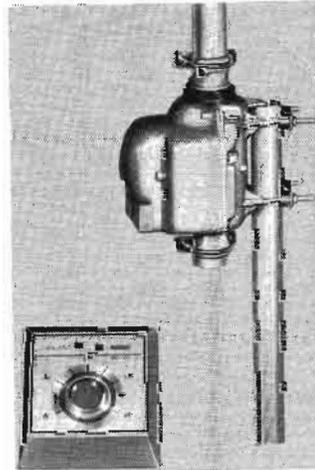


TABLE TELEVISION



Très robuste, peut recevoir une charge de 100 kg. Plateau bois vernis polyester, dim. 70 x 37 cm, haut. 73 cm, roulettes orient. Livrée démontée, en carton spec. S.N.C.F.
T.T.C. **69,00** + port et embal. 15,00

COLORI-AXIAL réf. 15105

Coaxial supérieur et couleur, 75 ohms, revêtement en vinyl, tresse en cuivre étamé — feillard alu, diélectrique en mousse de polythène, âme en cuivre 10/10. Le mètre **0,90**
Les 100 mètres (en bobine) **80,00**

CABLE COAXIAL réf. 9524

Coaxial standard, 75 ohms, revêtement en vinyl, tresse en cuivre, diélectrique en mousse de polythène, âme en cuivre 10/10. Le mètre **0,80**
Les 100 mètres (en bobine) ... **70,00**
(T.V.A. comprise 16,66 %)

L'ANTENNE AUTO « STOLLE »
à préampli incorporé
SUPPRIME...
les zones de silence



Première antenne électronique permettant une aussi bonne réception en GO-PO-OC qu'en FM. Antenne d'alle à deux brins télescopiques 2 x 20 cm (interchangeables en cas d'avarie), préampli à deux voies, AM et FM, en boîtier étanche non apparent (sous l'alle), gain élevé sans souffle, dispositif évitant la saturation en champ HF élevé. Se monte aussi facilement qu'une antenne télescopique conventionnelle.
Prix **159,00**
+ port et embal. 8,00.

4 KILOS
DE FILS ET CABLES

Pour vos câblages et raccordements divers, nous avons préparé un échantillonnage de fils et câbles en 1, 2, 3 et 4 conducteurs, souples et rigides, blindés et non blindés, présentés en couronnes et en sections.
Les 4 kg : **49,00** + port et emb. 10,00.

LAG
électronique

Journal hebdomadaire

Fondateur :
J.-G. POINCIGNON

Directeur de la publication
A. LAMER

Directeur :
Henri FIGHIERA

Rédacteur en Chef :
André JOLY

Comité de rédaction :
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 Magnéto-
phones
Haut-Parleur Radiocommande
12 numéros **HAUT-PARLEUR** « Radio
Télévision Pratique »
11 numéros **HAUT-PARLEUR** « Elec-
tronique Professionnelle - Procédés
Electroniques »
11 numéros **HAUT-PARLEUR** « Hi-Fi
Stéréo »

FRANCE80 F

ÉTRANGER120 F

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

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

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

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



Commission Paritaire N° 23 643

Page

Page

● Informations	141	● Les lasers militaires : le rayon de la mort	240
● Relais opéré par le son	142	● Comment mieux entretenir et soigner les disques	244
● Les boîtiers Vérobox	146	● Le Motional Feedback sys- tème Philips	249
● La modernisation d'un oscil- loscope : alimentation HT et THT	147	● L'autoradio Philips 22RN712	250
● Le DNL 6720 Philips : un bloc réducteur de bruit pour amateurs	153	● Sélecteurs VHF pour récep- teurs FM à haute fidélité	255
● Les mesures en télévision : analyse des circuits de dévia- tion horizontale à thyristors	156	● Un mini-fréquence-mètre : le TFX2	260
● La chaîne stéréo Dual HS42	162	● Le tuner AM-FM Sonic T36S	265
● L'amplificateur Sansui AU 505	164	● Photo-ciné	269
● Générateur de fonctions à circuit intégré Exar	167	● Le tuner amplificateur Akai AA 8030L	277
● La chaîne ITT Schaub Lorenz C1001	171	● Indicateur de niveau à diodes luminescentes pour table de mixage Ela mini-système RIM	281
● Le magnétophone Saba TG 664 Hi-Fi	174	● Le tuner T710 et l'amplifi- cateur A710 Korting Trans- mare	285
● Le bloc-notes à cassettes Aiwa TP747	180	● Le tuner-amplificateur Sanyo DCX2300L	289
● L'électrophone stéréo DT 9802 Ducretet Thomson	182	● Le matériel de sonorisation Bouyer	292
● L'intelligence artificielle : synthèse de la parole	185	● Le magnétoscope Akai VT 110	294
● Commutation par circuits intégrés dans les orgues électroniques	189	● Bibliographies	301
● Les émetteurs de signaux horaires	193	● Dispositif d'alarme en kit	302
● Interrupteur crépusculaire pour bateaux	195	● Alimentation double UK665 Amtron	303
● ABC de l'électronique	199	● Sélection de chaînes Hi-Fi	307
● Encart Eurélec	227-228	● Nouveautés	310
● Montages simples à circuits intégrés	229	● Caractéristiques de semi- conducteurs	312
● Le circuit intégré NE55 signetics	234	● Courrier technique	313
● La chambre de réverbéra- tion EA45 B.S.T.	237	● Journal des O.M. : récepteur de trafic à transistors à dou- ble conversion	319
		● Petites annonces	325
		● Encart ITP	389-390

PUBLICITÉ

Pour la publicité et les petites annonces
s'adresser à la

SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ

43, rue de Dunkerque, 75010 Paris
Tél. : 285-04-46 (lignes groupées)
C.C.P. Paris 3793-60

CE NUMÉRO
A ÉTÉ TIRÉ A
145 000
EXEMPLAIRES

tiques et audiovisuelles, toute sorte de composants, des antennes de réception, etc. Y étaient également présentés de très nombreux disques sonores, sans compter les nouveaux disques audio-visuels.

Notons que le procédé d'enregistrement et de la reproduction des sons fut créé il y a près d'un siècle. En effet, c'est en 1877 que le grand inventeur américain Edison réalisa le premier magnétophone qui servit alors à enregistrer et à reproduire les voix humaines. Dans cet ancêtre des tourne-disques actuels, l'enregistrement était effectué sur un cylindre recouvert d'une mince feuille d'étain. Il effectuait une rotation tout en se déplaçant lentement dans la direction de son axe fait en forme de vis.

Les sons à enregistrer étaient captés par un large pavillon en tôle dont le sommet contenait une membrane au centre de laquelle était fixée une pointe de burin appuyée sur le cylindre et vibrant sous l'action des ondes sonores. Ces vibrations traçaient dans l'étain du cylindre des sillons de profondeur variable. Et le mouvement combiné de rotation et de déplacement axial donnait aux sillons la forme de spirale cylindrique.

Pour reproduire les sons ainsi enregistrés, il suffisait de replacer la pointe au début des sillons et faire à nouveau tourner le cylindre. Les variations du relief provoquaient des vibrations qui engendraient des ondes sonores.

C'est en 1889 que les cylindres des phonographes furent remplacés par des disques ; cette amélioration fut réalisée par le technicien allemand Emile Berliner qui s'inspira des travaux du chercheur français Léon Scott.

A l'exposition de Berlin, outre les tourne-disques ordinaires étaient présentés divers changeurs de disques dont le complexe mécanisme permet de placer jusqu'à dix disques qui sont automatiquement remplacés l'un par l'autre.

Notons qu'au cours de l'année dernière il a été fabriqué en Allemagne 2 600 000 tourne-disques de près de 70 différents modèles.

Quant aux radiorécepteurs, en 1972, on a réalisé, en Allemagne, 5 548 000 appareils. La même dernière année, on y a fabriqué 1 578 000 téléviseurs noir et blanc et 1 500 000 téléviseurs couleurs.

Notons pour terminer que le centre d'exposition de Berlin est dirigé par Horst-Ludwig Stein et porte le nom de « Ausstellungs-Messe-Kongress ».

AMIS LECTEURS,

Mois par mois, année par année, notre équipe s'applique à vous apporter un « Haut-Parleur » toujours mieux documenté, toujours plus utile, toujours plus complet.

Vous avez certainement remarqué nos efforts pour améliorer sa présentation : couvertures en quadrichromie, mise en pages plus élaborée, utilisation de secondes couleurs pour faciliter la lecture des schémas.

Sur le plan de la rédaction, nous ne cessons d'élargir et d'approfondir la masse des sujets traités : au cours du premier semestre 1971, par exemple, nos numéros comptaient en moyenne 252 pages. Ce chiffre est passé à 370 pour le premier semestre 1973, **soit une augmentation en volume et en lecture de 50 %**.

Tels sont les faits. Nous n'avons pas l'intention d'en rester là et comptons bien, grâce à votre collaboration et à vos conseils, continuer à améliorer votre « Haut-Parleur » dans tous les domaines.

Mais d'autres faits ne peuvent demeurer ignorés de vous : si, depuis deux années, nous avons pu vous offrir 50 % de pages de plus, **notre prix de vente n'a pas varié**. Ceci malgré l'accroissement constant et massif de nos charges (papier, composition, impression, photogravure, transport, etc.), de l'ordre de 25 %.

La conjoncture économique nous met aujourd'hui devant un dilemme : ou bien réduire le nombre de nos pages ou bien vous demander un léger sacrifice en portant notre prix de vente à 5 F.

Ne voulant pas envisager de régresser à l'heure où l'électronique sous tous ses aspects est en constant devenir, nous avons opté pour la seconde solution qui nous permettra non seulement de conserver la qualité actuelle de votre « Haut-Parleur », mais encore de poursuivre hardiment son amélioration dans tous les domaines.

Vous comprendrez certainement nos raisons. Vous nous conserverez votre fidèle amitié et votre confiance qui nous ont permis de faire du « Haut-Parleur »

le leader incontesté de la presse spécialisée dans la radio, la télévision, le son, l'électronique dans la photo et le cinéma, sous leurs aspects les plus vivants et les plus actuels.

Plus que jamais, nous attendons vos conseils, vos suggestions... et vos critiques constructives.

LE SALON DE LA RADIO ET DE LA TELEVISION A BORDEAUX du 31 octobre au 11 novembre 1973

A Bordeaux, deux événements importants vont retenir en même temps l'attention de tous les télé-spectateurs et des professionnels, **le 31 octobre prochain :**

— La mise en route et l'inauguration de la 3^e chaîne couleur en Aquitaine.

— L'ouverture à Bordeaux du Salon de la radio et de la télévision et du matériel électroacoustique qui se tiendra en même temps que Conforexpo, Exposition du Confort Ménager, du 31 octobre au 11 novembre 1973.

Cette coïncidence a été choisie en accord avec le Syndicat des Constructeurs d'Appareils Radio-Récepteurs et Téléviseurs (S.C.A.R.T.) et l'O.R.T.F., qui depuis 1962 patronnent officiellement le Salon biennal de Bordeaux et participent directement à son organisation et à son animation.

L'objectif sera ainsi de tripler le nombre des visiteurs, puisque simultanément se tiendra une autre exposition présentant distinctement, des biens d'équipement ménager.

Par ailleurs, plus de 9 000 radioélectriciens de la moitié ouest de la France et de l'Espagne seront invités personnellement à visiter cette manifestation à laquelle participeront directement tous les grands constructeurs de radio, télévision, électrophones, magnétophones, chaînes Hi-Fi, antennes, matériel audio-visuel et matériel de contrôle et de mesure pour les professionnels.

Il y a un demi-siècle, débutèrent en Allemagne les radiodiffusions. C'est le 29 octobre 1923 qu'eut lieu à Berlin la première émission faite sur la longueur d'onde de 400 mètres.

Cette même année fut, dans la capitale allemande, créé le très beau parc des expositions où est installée la haute tour de radio « Funkturm ». Et dès l'année suivante eut lieu là-bas le premier Salon de la Radio.

Jusqu'à l'année 1971, les expositions allemandes de radio et de télévision étaient strictement nationales ; mais, du 27 août au 5 septembre 1971, s'est tenu à Berlin, pour la première fois, un Salon International. Et la deuxième Exposition internationale de la radio et de la télévision y a eu lieu du 31 août au 9 septembre.

Y participèrent 253 exposants qui présentèrent les plus récents produits de 371 firmes dont 147 entreprises étrangères, situées dans les 23 pays suivants (dans l'ordre alphabétique) : Autriche, Belgique, Canada, Corée du Sud, Danemark, Espagne, Etats-Unis, Finlande, Formose, France, Grande-Bretagne, Hong-Kong, Hongrie, Israël, Italie, Japon, Norvège, Pays-Bas, Pologne, Roumanie, Suède, Suisse et Tchécoslovaquie.

Dans le parc des expositions de Berlin, qui s'étend sur 88 000 m², les divers stands et autres moyens de présentation occupaient 23 halls et 3 pavillons couvrant près de 50 000 m². Ces bâtiments entourent le ravissant jardin d'été où ont eu lieu, durant l'exposition, toute sorte de divertissements et de manifestations sportives.

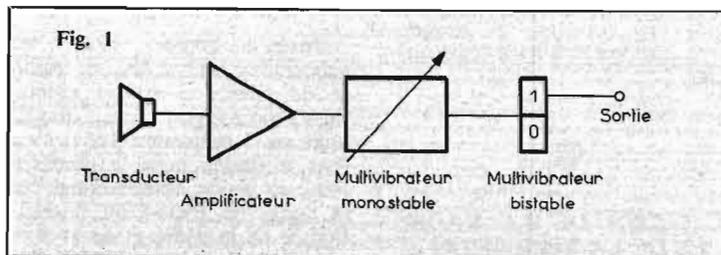
Ceux qui allèrent à Berlin visiter cette exposition furent tout d'abord pleins d'admiration pour la beauté de la ville. A quelque chose malheur est bon : les horribles démolitions que l'on y a subies vers la fin de la guerre ont permis de remplir Berlin d'une formidable quantité de ravissants parcs et jardins et de maisons de belle architecture.

Quant à l'exposition elle-même, elle prouva plus que jamais la formidable variété de l'électronique actuelle. On y vit toute sorte de radiorécepteurs y compris les modèles Hi-Fi, une vaste variété de téléviseurs monochromes et polychromes, des électrophones, des tourne-disques des bandes magnétiques acous-

RELAIS OPERE PAR LE SON

Il s'agit d'un montage très intéressant qui permet la commande à distance d'un appareil domestique ou d'une lampe d'éclairage par simple claquement des doigts. Sur la réception d'une première impulsion sonore un transistor passe à l'état conducteur permettant d'actionner un relais ou une ampoule témoin, tandis que l'apparition de la seconde impulsion provoque alors la fermeture du circuit. On peut ainsi commander à distance l'ouverture ou la fermeture d'un circuit par simples impulsions sonores (Fig. 1).

Le montage, en dépit de l'utilisation d'un grand nombre de transistors, reste à la portée même d'un amateur débutant. Le champ d'application d'un tel montage en fait vraiment son intérêt.



LE SCHEMA DE PRINCIPE

Les figures 2, 3 et 4 présentent le schéma de principe du montage en question. Neuf transistors sont utilisés et se répartissent les différentes fonctions d'amplificateur BF, de limiteur de circuit monostable, de circuit bistable et de commande terminale.

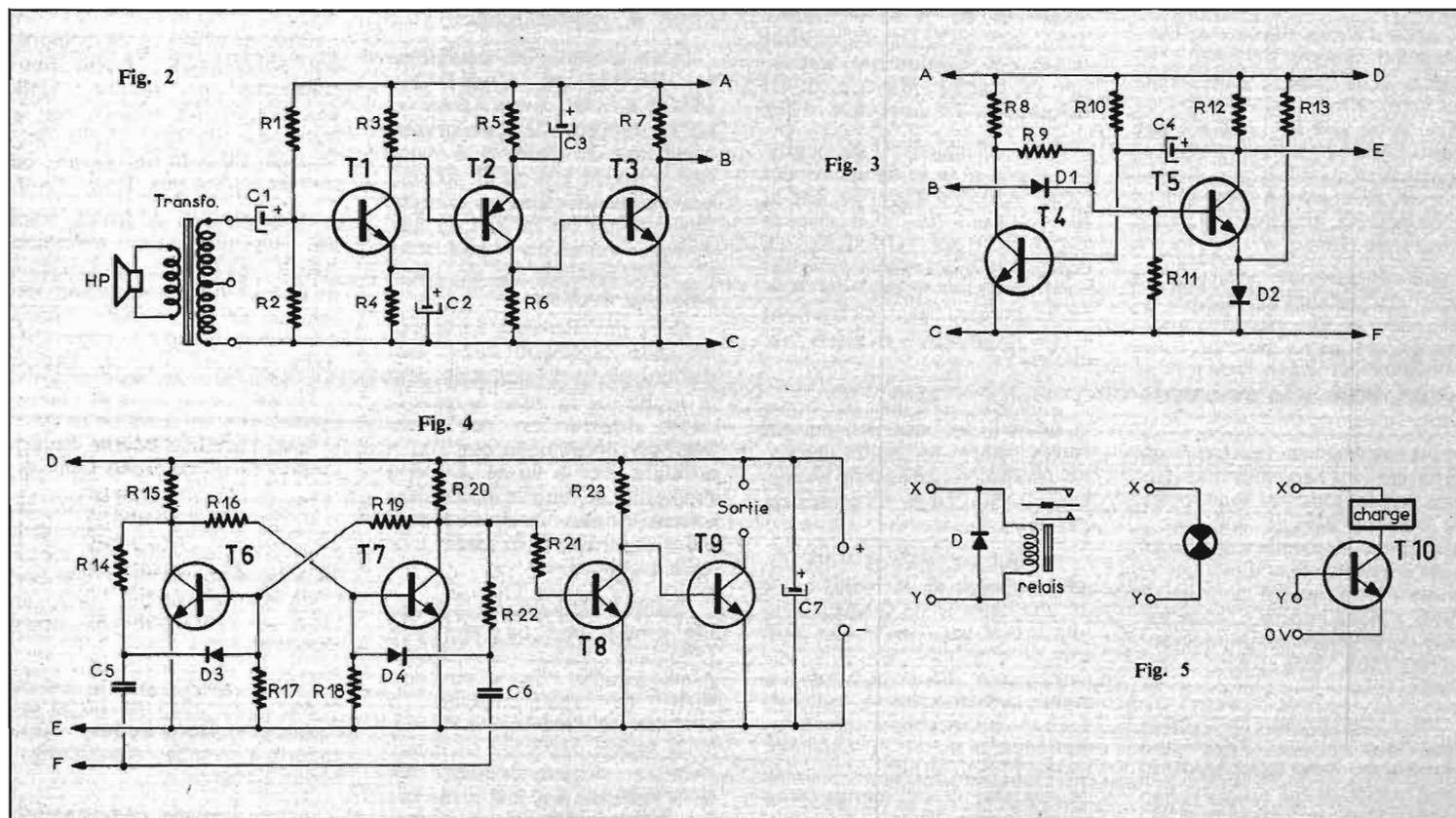
Un haut-parleur et son transformateur adaptateur d'impé-

dance servent de transducteur. Le son capté par la membrane du haut-parleur provoque une impulsion que se charge d'amplifier le transistor T_1 . Le signal incident est alors appliqué au niveau de la base du transistor T_1 monté en émetteur commun. La base de ce circuit est convenablement polarisée par un pont de résistances R_1, R_2 tandis que dans le circuit émetteur est insé-

rée une contre-réaction locale R_4-C_2 (Fig. 2).

Une résistance de charge collecteur R_3 permet de prélever les tensions BF amplifiées et de les appliquer directement au transistor suivant T_2 , type PNP du fait de la complémentarité avec les transistors NPN. On retrouve alors les tensions au collecteur de T_2 grâce à la résistance R_6 . Ces tensions sont ensuite mises en forme, car un claquement de doigts par exemple se présente sous la forme d'une impulsion à front raide suivie de nombreuses autres impulsions amorties, c'est le rôle du transistor T , limiteur.

La jonction émetteur base du transistor P_3 joue le rôle d'une diode placée en parallèle sur la résistance R_6 , si bien que l'on est en mesure de prendre, sur le collecteur de T_3 seulement,



les impulsions à front raide. Ces dernières agissent ensuite sur un multivibrateur type monostable aiguillé par la diode D, (Fig. 3).

Les transistors T_4 et T_5 constituent le cœur du multivibrateur monostable. Dès l'apparition d'une impulsion le transistor passe à l'état conducteur durant un laps de temps déterminé par la constante $C_4 R_{10}$. Le transistor T_5 agit alors directement sur le multivibrateur bistable (Fig. 4).

L'impulsion de sortie du circuit monostable est alors appliquée au multivibrateur bistable dont les diodes se chargent d'aiguiller l'information alternativement vers les transistors T_6 et T_7 . Lorsqu'une impulsion arrive à l'entrée du circuit le premier transistor est saturé et l'autre bloqué. L'impulsion suivante provoque l'effet inverse.

L'état du transistor T_7 commande alors le transistor suivant T_8 . Si le transistor T_7 est bloqué le potentiel de base de T_8 devient négatif et ce dernier passe à l'état conducteur. Dans ces conditions le transistor T_9 est lui bloqué puisque son potentiel de base reste voisin de celui de son émetteur du fait de la jonction émetteur collecteur de T_8 devenue conductrice.

Lorsque le transistor T_7 est conducteur le phénomène inverse se produit et il en résulte que le transistor T_9 passe à l'état conducteur. On peut alors utilement commander un relais, une ampoule témoin ou bien un transistor de puissance comme l'illustre la figure. Avec T_{10} , un transistor de puissance 2N3055, on peut commuter déjà des charges relativement importantes.

Enfin, l'alimentation générale de l'ensemble se réalise sous 9 V de tension procurée par deux piles plates de 4,5 V montées en série.

REALISATION PRATIQUE

Tous les composants nécessaires au montage peuvent être montés sur une seule et unique plaquette de M. Board taillée aux dimensions voulues. Nous avons cependant préféré utiliser deux plaquettes M. Board M19 à 12 bandes conductrices et 25 trous.

La première plaquette regroupe les fonctions d'amplificateur de limiteur et de multivibrateur monostable. La figure 5 présente à cet effet un emplacement possible des composants sur la plaquette. Il ne faut pas oublier les straps de liaisons entre les

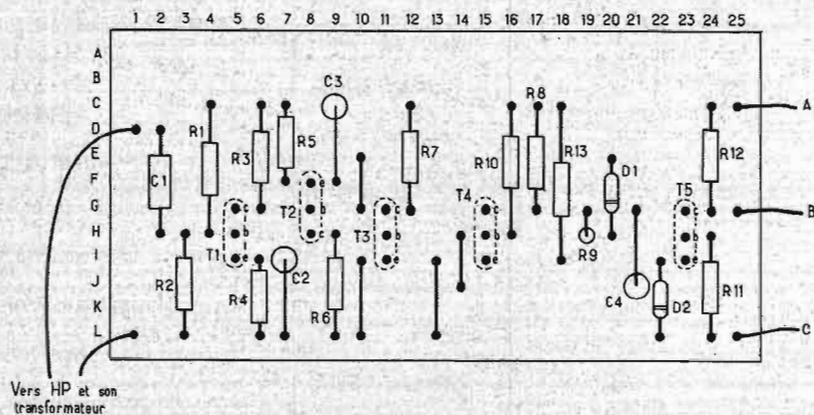


Fig. 6

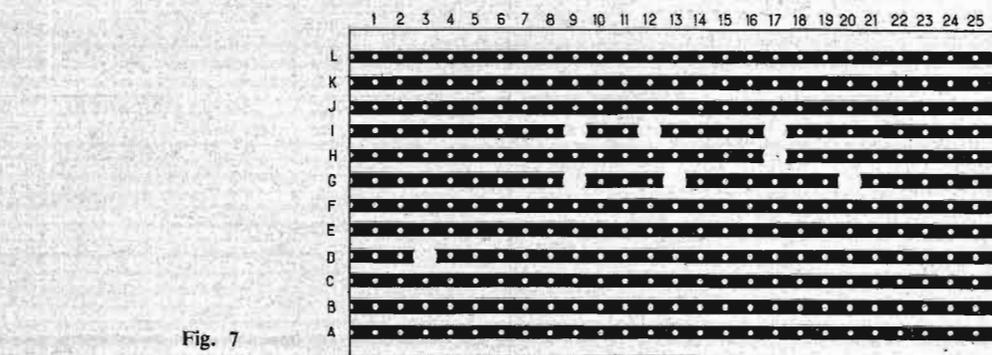


Fig. 7

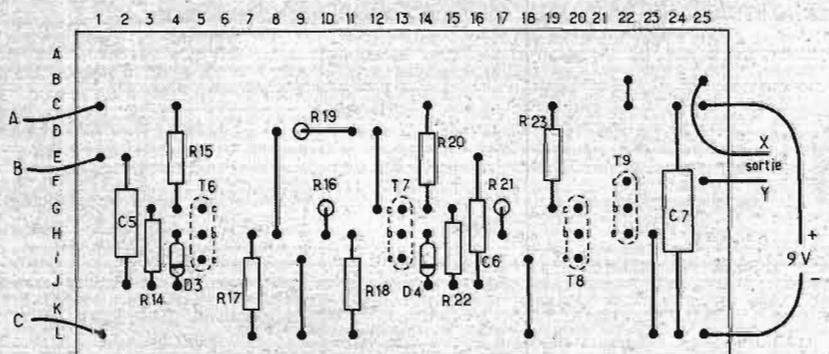


Fig. 8

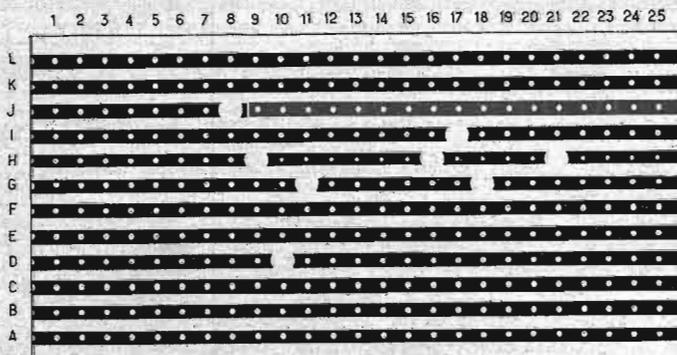


Fig. 9

bandes conductrices. Tous les éléments sont placés « à plat » à part quelques condensateurs d'encombrement plus important. Pour le montage des diodes il convient de respecter une certaine longueur de connexion comme parcours thermique afin de ne pas les détruire par excédent de chaleur.

La figure 6 précise l'emplacement des interruptions de circuit à effectuer. Cette plaquette doit être reliée à la suivante conformément au repérage par les lettres A, B et C.

Le restant du montage est porté par une autre plaquette M19. La figure 7 donne l'implantation pratique des éléments sur la plaquette tandis que la figure 8 symbolise les interruptions de bandes conductrices nécessaires au bon fonctionnement de l'appareil.

Comme haut-parleur, il convient d'autre part d'adopter un modèle de 12 à 17 cm de diamètre afin de conférer beaucoup plus de sensibilité au dispositif.

Liste des composants

R₁ = 82 kΩ (gris, rouge, orange) C₄ H₄.
 R₂ = 15 kΩ (marron, vert, orange) H₃ L₃.
 R₃ = 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge) C₆ G₆.
 R₄ = 1,5 kΩ (marron, vert, rouge) I₈ L₆.
 R₅ = 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge) C₇ F₇.
 R₆ = 3,9 kΩ (orange, blanc, rouge) H₉ L₉.
 R₇ = 3,3 kΩ (orange, orange, rouge) C₁₂ G₁₂.
 R₈ = 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge) C₁₇ G₁₇.
 R₉ = 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge) G₁₉ H₁₉.
 R₁₀ = 120 kΩ (marron, rouge, jaune) C₁₆ H₁₆.
 R₁₁ = 1,5 kΩ (marron, vert, rouge) H₂₄ L₂₄.
 R₁₂ = 3,9 kΩ (orange, blanc, rouge) C₂₄ G₂₄.
 R₁₃ = 8,2 kΩ (gris, rouge, rouge) D₁₈ I₁₈.
 R₁₄ = 15 kΩ (marron, vert, orange) G₃ J₃.
 Transformateur de sortie miniature pour transistors comme

le TRSS20 Audax.
 R₁₅ = 1,2 kΩ (marron, rouge, orange) C₄ G₄.
 R₁₆ = 8,2 kΩ (gris, rouge, orange) G₁₀ H₁₀.
 R₁₇ = 15 kΩ (marron, vert, orange) H₇ L₇.
 R₁₈ = 15 kΩ (marron, vert, orange) H₁₁ L₁₁.
 R₁₉ = 8,2 kΩ (gris, rouge, rouge) D₉ D₁₁.
 R₂₀ = 1,2 kΩ (marron, rouge, orange) C₁₄ G₁₄.
 R₂₁ = 100 kΩ (marron, noir, jaune) G₁₇ H₁₇.
 R₂₂ = 15 kΩ (marron, vert, orange) G₁₅ J₁₅.
 R₂₃ = 10 kΩ (marron, noir, orange) C₁₉ G₁₉.
 C₁ = 10 μF/9 V tantale D₂
 H₂ +.
 C₂ = 10 μF/9 V tantale I₇ + L₇
 C₃ = 10 μF/9 V tantale C₉
 F₉ +.
 C₄ = 20 μF/12 V tantale G₂₁ + I₂₁.
 C₅ = 10 nF plaquette Cogeco E₂ J₂.
 C₆ = 10 nF plaquette Cogeco E₁₆ J₁₆.

C₇ = 15 μF/12 V tantale C₂₄
 L₂₄.
 T₁ = 2N2926 émetteur I₅, base H₅, collecteur G₅.
 T₂ = 2N2904 émetteur F₈, base G₈, collecteur H₈.
 T₃ = 2N2926 émetteur E₁₁, base H₁₁, collecteur G₁₁.
 T₄ = 2N2926 émetteur I₁₅, base H₁₅, collecteur G₁₅.
 T₅ = 2N2926 émetteur I₂₃, base H₂₃, collecteur G₂₃.
 T₆ = 2N2926 émetteur I₅, base H₅, collecteur G₅.
 T₇ = 2N2926 émetteur I₁₃, base H₁₃, collecteur G₁₃.
 T₈ = 2N2926 émetteur I₂₀, base H₂₀, collecteur G₂₀.
 T₉ = 2N2926 émetteur H₂₂, base G₂₂, collecteur F₂₂.
 D₁ BY₁₂₇ E₂₀, H₂₀ +.
 D₂ BY₁₂₇ I₂₂, L₂₂ +.
 D₃ BY₁₂₇ H₄, J₄ +.
 D₄ BY₁₂₇ H₁₄, J₁₄ +.
 T₁₀ = 2N3055.
 Relais Siemens 280 Ω ou type télécommande B₂₃ F₂₅
 HP et son transformateur de sortie ou microphone cristal D₁ L₁

Photo-ciné-son 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

POUR 1795 F



- 1 BARRETTE porte-flash.
- 1 FLASH magnésique.

- MIRANDA SENSOMAT RE (garanti 2 ans) Reflex 24 x 36 à cellule CdS derrière l'objectif - Prisme interchangeable - Réglage de 25 à 1-600 ASA - Obturateur à rideau, pose B 1 s au 1/1000 - Mise au point sur microprisme Fresnel.
- 1 OBJECTIF 1,8 de 50 auto Miranda.
- 1 grand angle SENKOR monture T2, av. bague.
- 1 PELLICULE diapo, dév. compris.
- 1 PELLICULE noir et blanc.
- 1 TELE 2,8 de 135.
- 1 SAC fourre-tout compartimenté.

POUR 1600 F



- 1 PRAKTICA LTL - Reflex 24 x 36 - Mesures TTL - Obturateur métal à rideau - Pose au 1/1000 - Retardateur - Visée sur dépoli - Microprisme.
- 1 IENA T 2,8/50 mm auto.
- 1 EYE-MIKE 2,8/135 mm auto } ou
- 1 EYE-MIKE 2,8/35 mm auto } COSINON
- 1 DOUBLEUR DE FOCALE à présélection.
- 1 PELLICULE diapo, dév. compris.
- 1 PELLICULE noir et blanc.
- 1 SAC fourre-tout.
- 1 FLASH magnésique.

ZENIT REFLEX 24 x 36

Pose au 1/500 - Obturateur à rideau - Retardement - Objectif interchangeable semi-auto - 42 mm à vis.

- OPTION A ZENIT E
Objetif Hélios 2/58 mm.
Cellule incorporée 790 F
- OPTION B ZENIT E
Obj. Industar 3,5/50 mm.
Cellule incorporée 642 F
- OPTION C ZENIT B
Obj Hélios 2/58 mm. Sans cellule 714 F
- OPTION D ZENIT B
Obj. Industar 3,5/50 - Sans cellule .. 558 F

- 1 pellicule diapo dév. comp.;
- 1 pellicule noir et blanc.

Ces prix s'entendent avec les accessoires suivants :
 1 griffe porte-flash ;
 1 sac tout prêt cuir ;
 1 flash électronique ;
 1 doubleur de focale ;

ZOOM « EYE-MIKE », diam. 42 mm à vis, auto

- 1 : 4 F 70 à 220 (franco : 775 F) 765 F - 2,8/35 mm 350 F
- 2,8/135 mm avec étui 350 F - 5/300 mm avec étui 480 F

AFFAIRE A PROFITER! 50 PROJECTEURS CINE 8 ET SUPER 8 ETAT NEUF A LIQUIDER

- « HAWK » - 110/220 V - Chargement automatique, marche AV et AR - Arrêt sur image.
Lampe 8 V 50 W
Objectif 20 mm 250 F
- Supplément pour zoom 60 F
- Port en sus : 20 F

25 Ensembles-Mallettes SYNCHRONEX

- Enregistrement image et son, comprenant :
- 1 caméra super 8 zoom
- 1 magnétophone portatif à cassette
- 2 micros (pour enregistrement intérieur et extérieur)
- Prix franco 1150 F
- Documentation spéciale sur dem.

PROJECTEURS DIAPO à partir de 99 F

En stock permanent :

Toute la gamme des accessoires, objectifs, appareils PRAKTICA-ZENIT.

Agrandisseurs AHÉL - DURST - DUNCO - KROKUS.
 Produits LABO noir et couleur, papier photo.
 Agent : ASAHI - CANON - MINOLTA - KONICA - MIRANDA - ROLLEI - FUJI SANKYO - SOLIGOR - VIVITAR - PETRI, etc.
 Spécialiste projecteur sonore 16 mm : EIKI - EUMIG s/8 - ELMO s/8 - FUJI s/8 - KODAK - PATHE-WEBB 9,5 et 16 mm.
 Toute la gamme des caméras S8 SANKYO et des flashes BRAUN (documentation sur demande).

DOCUMENTATION GÉNÉRALE CONTRE 1 F EN TIMBRES

• PRIX COMPÉTITIFS • Vendeurs techniciens compétents • SERVICE APRES-VENTE SÉRIEUX • GAMME étendue de matériels • Démonstration et mise en main complète • Pour nos clients de Province, envoi franco à partir de 250 F.

CREDIT SOFINCO - Expéditions rapides contre mandat, C.C.P. 3 volets ou chèque bancaire - Contre remboursement (supplément 5 F).
 OETAXE EXPORTATION - REPRISE possible de votre ancien matériel

LES BOITIERS VEROBIX

NOUS avons eu l'occasion de publier plusieurs montages pratiques et simples réalisés à l'aide de plaquettes « M Board ». Ces plaquettes facilitent grandement les réalisations car il existe de nombreux modèles ou références. Parmi les plus courants on peut citer la plaquette M19 qui comporte 12 bandes conductrices chacune perforées

de 25 trous et la plaquette M17 à 7 bandes conductrices portant chacune 16 trous.

Il est désormais possible d'insérer en quelques secondes ces plaquettes supportant les éléments constitutifs du montage dans des boîtiers d'aluminium spéciaux appelés « Verobox ».

Ces boîtiers présentent de nombreuses caractéristiques tout

à fait particulières et révolutionnaires dans le domaine du boîtier pour les applications électroniques.

Le « Verobox » est constitué de deux éléments de base un profilé d'angle et un profilé prolongateur. Il peut être monté, démonté ou modifié instantanément grâce à un dispositif de charnières ou assemblage original.

Autre détail important, les faces ou côtés du boîtier en raison de leur profil extrudé peuvent servir de dissipateur de chaleur.

Comme le laisse entrevoir la figure 1, la face interne de l'extrudé comporte deux glissières de 16 mm permettant de guider les circuits ou platines.

La figure 2 présente la possi-

Méthode d'Assemblage

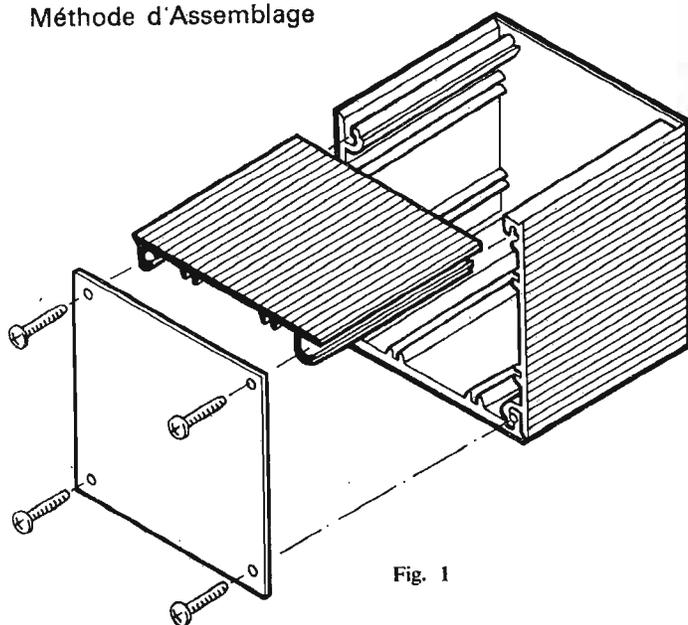
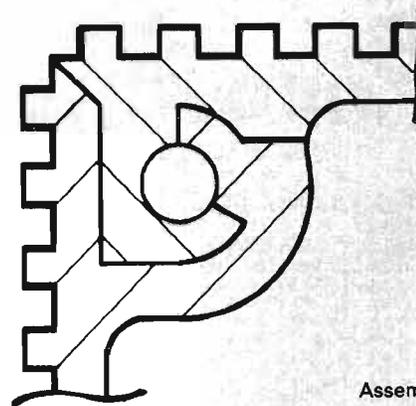


Fig. 1



Assemblage d'angle

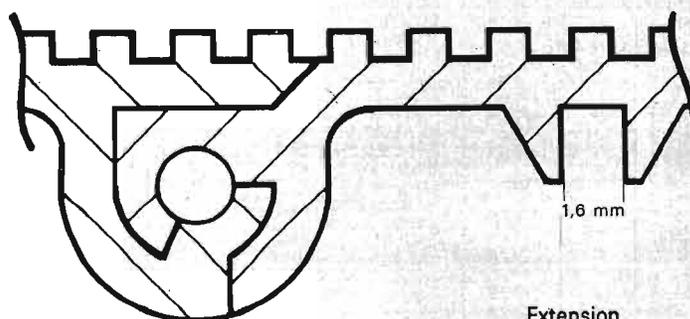
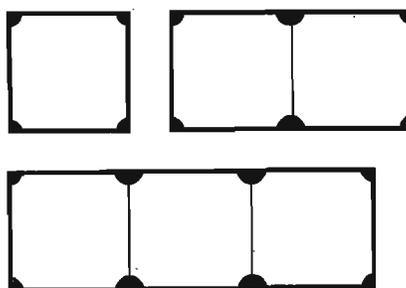
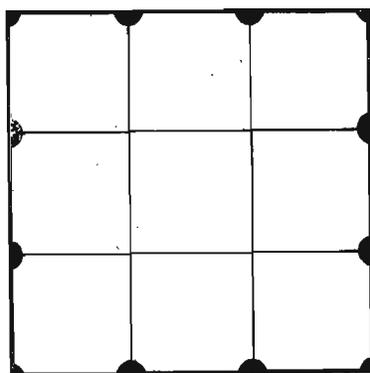


Fig. 2

Extension

Possibilités de montage



bilité d'extension des boîtiers d'une utilisation vraiment simple et pratique. Comme il est visible sur le croquis d'assemblage, la face avant plane en aluminium peut être facilement travaillée avec un outil afin de permettre le passage d'un potentiomètre ou autres composants extérieurs.

(Ces boîtiers sont diffusés par la Société « Veroboard ».)

LA MODERNISATION D'UN OSCILLOSCOPE

SUITE VOIR N° 1416

ALIMENTATION HT ET THT

L'INTENSITE lumineuse du spot sur l'écran du tube cathodique est fonction de l'énergie emmagasinée par le faisceau d'électrons qui est émis par la cathode et vient frapper l'écran fluorescent. L'éclat du spot dépend de l'intensité du faisceau tandis que sa finesse est conditionnée par la concentration des électrons au point d'impact. En fait, on peut dire que l'écran fluorescent transforme l'énergie des électrons en lumière.

Pour obtenir une bonne luminosité il faut que le faisceau d'électrons soit suffisamment accéléré. Ce résultat est atteint en appliquant des tensions positives croissantes aux anodes d'accélération du tube cathodique. Les électrons émis par la cathode seront accélérés d'autant plus violemment que cette tension sera importante ; ils percuteront l'écran avec d'autant plus d'énergie que leur vitesse sera élevée ; plus l'énergie développée au moment où ils atteignent l'écran sera grande, plus le point lumineux sera brillant.

Lorsqu'on doit examiner des signaux brefs, demandant une vitesse de balayage élevée, mais se répétant avec une fréquence de récurrence lente, il est impératif que le spot soit, à ce moment-là, d'une grande brillance. En effet, dans le cas contraire, la luminosité de l'image qui pourrait être acceptable pour une fréquence de récurrence élevée, deviendrait insuffisante, rendant l'observation malaisée sinon impossible.

Il faut se garder de tomber dans le défaut inverse qui consisterait à faire fonctionner le tube cathodique avec des tensions d'accélération trop élevées. Dans ce cas on obtiendrait une excellente luminosité, mais du fait des fortes tensions d'accélération les électrons atteindraient des vitesses excessives et il deviendrait plus difficile de les dévier dans leur course. Il faudra donc réaliser un compromis brillance-sensibilité de déflexion. Ce compromis a été étudié par le fabricant du tube cathodique. Celui-ci indique, pour un tube donné, outre les tensions et intensités

maximales à ne dépasser en aucun cas, les valeurs nominales d'emploi. On devra donc toujours choisir un mode de fonctionnement qui se rapproche au maximum de celui préconisé par le constructeur afin d'obtenir du tube cathodique des performances satisfaisantes.

De tout cela il ressort que les valeurs des hautes-tensions d'alimentation du tube cathodique sont quasiment imposées par celui-ci. Ces valeurs seront différentes selon le type de tube utilisé. Dans les tubes cathodiques modernes, on se contente d'une tension d'accélération relativement modérée (par exemple 1 000 V) de façon à ce que le faisceau ne soit pas trop difficile à dévier. Une fois que ce dernier est passé entre les plaques de déviation, on l'accélère à nouveau au moyen d'une tension dite de post-accélération. Celle-ci peut atteindre des valeurs élevées (+ 6 000 V par exemple). Elle est appliquée à une anode auxiliaire placée en aval des plaques déviateuses ; cette électrode permet d'accélérer les électrons donc d'augmenter la luminosité du spot sans réduire la sensibilité.

A noter que souvent, dans les notices des fabricants, les tensions sont comptées à partir de la cathode, supposée à zéro volt, pour finir par le potentiel positif le plus élevé, celui de l'électrode de post-accélération. Dans ce cas, le potentiel des plaques de déviation est très différent de celui de la masse. En réalité, et puisqu'on a pratiquement toujours une liaison continue entre la sortie de l'amplificateur et les plaques déviateuses, on préfère fixer le potentiel de celles-ci à une valeur qui est celle de la tension de repos des étages de sortie. De ce fait, la cathode du tube sera alimentée par une tension négative par rapport à celle de l'étage de sortie. Par exemple, la cathode sera portée à une tension de - 1 000 V ; les plaques de déviation seront à + 40 V et la tension de post-accélération, qui est de + 6 000 V par rapport à la cathode, sera de : $6\,000 - 1\,000 = + 5\,000$ V.

Les tensions d'alimentation des tubes cathodiques sont généralement élevées, mais fort heureusement l'intensité nécessaire reste faible. Encore une fois, ces courants sont fonction du tube cathodique utilisé et des tensions d'alimentation : à titre d'exemple, l'ordre de grandeur du courant dans l'anode de concentration est d'environ 15 à 30 μ A, le courant de cathode, qui est variable, dépasse rarement 1,5 mA. Quant au courant consommé par l'anode de post-accélération il peut être compris entre 20 et 100 μ A. Il est évidemment possible de disposer de ces tensions à partir d'un transformateur d'alimentation secteur 50 Hz. Cette solution est rarement retenue car elle entraîne une augmentation considérable du poids et du volume du transformateur d'alimentation du fait d'une part du grand nombre de spires nécessaires pour obtenir des tensions aussi élevées et d'autre part de l'isolement à réaliser entre enroulements. De plus, les capacités de filtrage, de valeurs relativement importantes pour une fréquence secteur de 50 Hz, devront être suffisamment isolées pour accepter de telles tensions. Ces capacités seront donc volumineuses elles aussi.

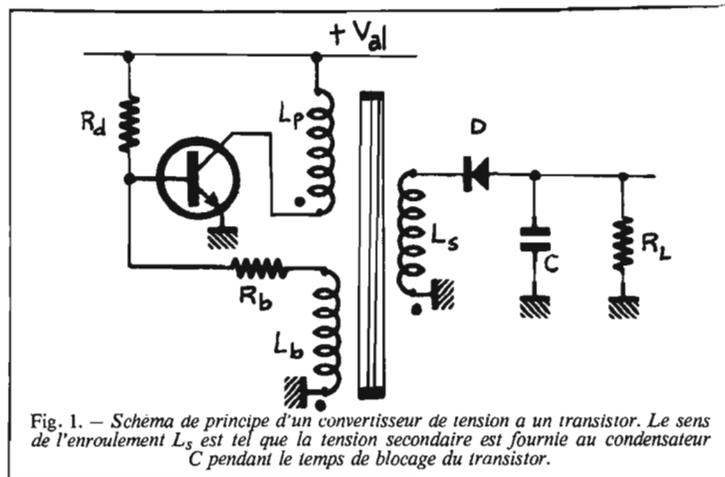
Très souvent, on fait appel à un convertisseur continu-continu pour obtenir ces tensions. Cette solution présente plusieurs avantages : elle réduit l'encombrement du transformateur et du fait de sa fréquence de fonctionnement

élevée (plusieurs dizaines de kHz) la valeur des capacités de filtrage se trouve notablement diminuée. De plus, ce genre de montage se prête fort bien à la régulation de la tension de sortie.

PRINCIPE DU CONVERTISSEUR DE TENSION A TRANSISTOR

Quand il est nécessaire d'alimenter un dispositif électrique quelconque sous une tension élevée, alors qu'on ne dispose que d'une source de courant continu à base de tension, on fait souvent appel au convertisseur à transistor. On utilise soit un convertisseur de tension continu-alternatif, ou bien, en redressant et en filtrant la sortie alternative, on obtient un convertisseur continu-continu. On peut établir des convertisseurs de tension (peu encombrants, légers et silencieux).

Il existe plusieurs types de convertisseurs ; lorsqu'on a peu de puissance à fournir en sortie, un des plus couramment employés est le convertisseur à un seul transistor et qui ne comporte qu'un seul transformateur, tel que celui représenté sur la figure 1. Son fonctionnement est assez semblable à celui de l'oscillateur blocking. Le transistor est utilisé comme commutateur : il branche alternativement un bobinage primaire L_p à une source de tension continue $+V_{al}$. La



tension impulsionnelle ainsi obtenue est ensuite transformée en une impulsion de valeur plus élevée au moyen d'un transformateur. La tension secondaire est fonction du rapport de transformation primaire/secondaire et du facteur de forme de la tension, c'est-à-dire du rapport entre le temps de conduction et le temps de blocage du transistor. Le transformateur n'est pas seulement un élément destiné à obtenir au secondaire une tension plus élevée qu'au primaire ; il joue un rôle essentiel dans la commutation. C'est par son intermédiaire que l'on obtient la tension de réaction permettant un fonctionnement entretenu dès qu'on applique la tension d'alimentation au montage.

L'enroulement primaire L_p se comporte comme une inductance pure aux bornes de laquelle on applique la tension de la source d'alimentation, par l'intermédiaire du transistor porté à saturation, c'est-à-dire présentant une résistance très faible. Il faut considérer l'enroulement secondaire comme étant à circuit

ouvert, le sens de bobinage de l'enroulement L_s étant tel que la diode D est bloquée quand le transistor conduit. De ce fait, la variation du courant dans l'enroulement primaire suit une loi pratiquement linéaire à condition que la résistance de cet enroulement reste faible. C'est la tension induite dans l'enroulement L_p qui est appliquée à la base, à travers R_1 , et qui maintient le transistor en saturation. Le courant collecteur croît jusqu'à une valeur maximale, imposée par le courant base, correspondant à une induction inférieure à la saturation du matériau magnétique. Lorsque cette valeur de courant est atteinte, il se produit une brusque variation du courant collecteur ; la tension de réaction induite dans l'enroulement L_p diminue et le transistor quitte la saturation. L'effet est cumulatif et il y a pratiquement coupure brusque du courant collecteur circulant dans le bobinage primaire.

Ce brusque changement de sens de la variation du courant collecteur dans le primaire pro-

voque également une inversion de sens de la tension secondaire. La diode D devient conductrice. L'énergie emmagasinée pendant la première partie du cycle est répartie au secondaire d'une part dans le condensateur C qui se charge, et d'autre part dans la résistance de charge R_L .

Quand il n'y a pas de courant circulant dans l'enroulement secondaire, c'est-à-dire pendant la conduction du transistor, le condensateur C se décharge en partie dans R_L continuant ainsi à y faire passer un courant et en maintenant aux bornes de cette dernière une tension relativement constante. Pendant la conduction du transistor, une tension positive apparaît sur la cathode de la diode D qui polarise celle-ci en inverse, évitant par là toute décharge du condensateur dans l'enroulement secondaire pendant ce laps de temps.

Il est connu que dans les noyaux ferromagnétiques, dès que la fréquence d'utilisation dépasse 2 000 à 5 000 Hz, les pertes dues aux courants de Foucault deviennent très impor-

tantes (elles sont proportionnelles au carré de la fréquence). Pour diminuer ces pertes, on serait conduit à laminer les tôles de plus en plus finement quand la fréquence augmente, ce qui deviendrait rapidement une prouesse technique et augmenterait très sensiblement le prix d'un tel noyau. Pour des fréquences relativement élevées il est donc préférable d'utiliser des noyaux en ferrite qui possèdent, sous ce rapport, d'excellentes caractéristiques. La perméabilité initiale des ferrites n'est pas très élevée comparée à celle de certains alliages ferromagnétiques, mais leur résistivité est très grande ce qui signifie que les pertes dues aux courants de Foucault demeurent faibles, le rendement du transformateur est amélioré.

Dans le même ordre d'idée et toujours pour minimiser les pertes le diamètre des fils des enroulements doit être suffisant pour que les pertes dans le cuivre restent faibles. Dans le cas contraire celles-ci augmentent, déterminant ainsi une élévation

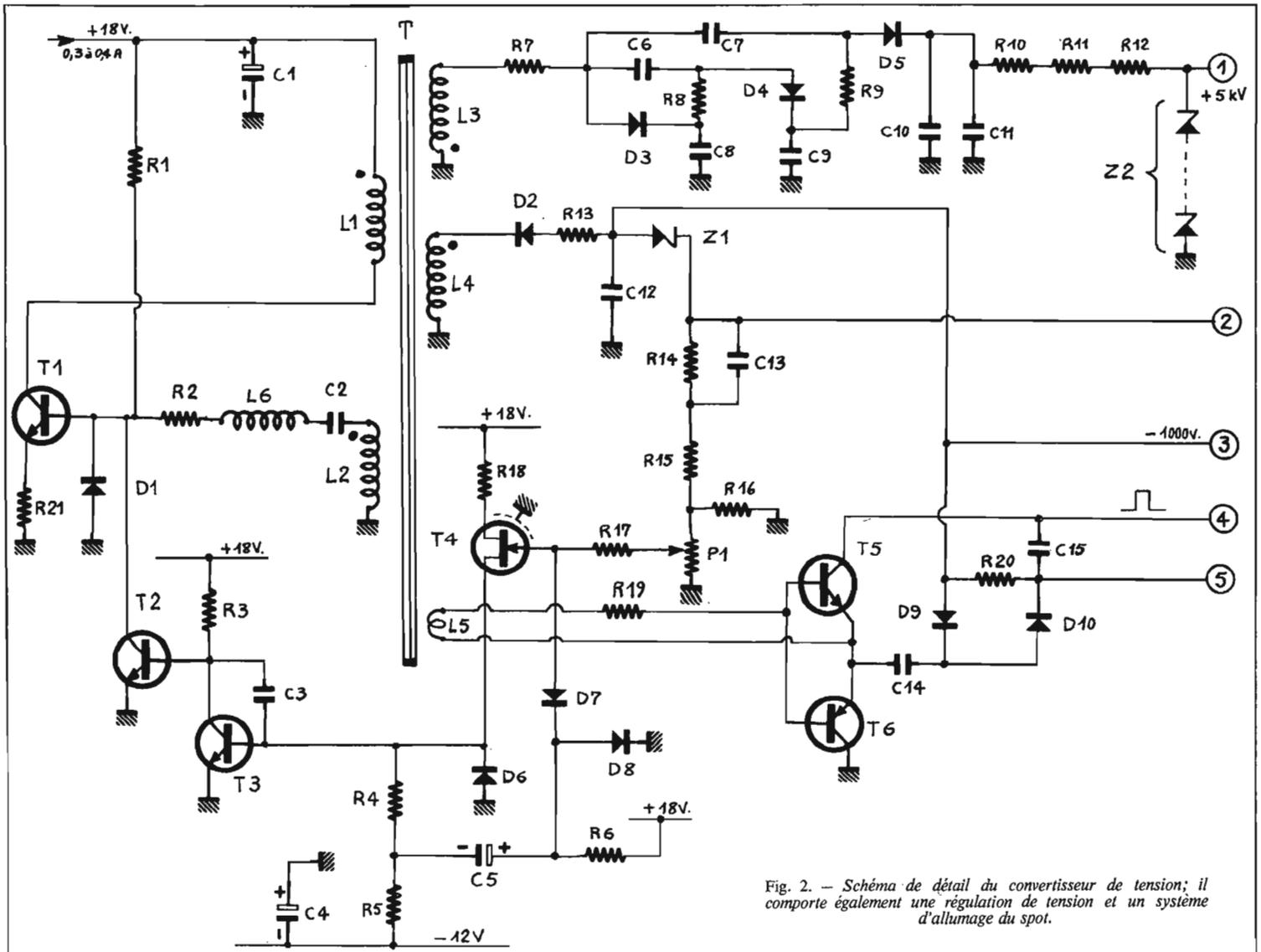


Fig. 2. — Schéma de détail du convertisseur de tension ; il comporte également une régulation de tension et un système d'allumage du spot.

de température supplémentaire du noyau. La section de ce dernier est déterminée par la puissance à transmettre.

Dans le cas d'un convertisseur continu-continu de petite puissance, on a généralement intérêt à fonctionner avec une fréquence d'oscillation relativement élevée pour deux raisons :

— Il est alors possible d'utiliser un noyau magnétique en ferrite ; le transformateur est plus petit, plus léger.

— Le filtrage de la tension redressée est beaucoup plus aisé, la valeur du condensateur C peut être diminuée, d'où gain de poids et encombrement moindre.

Cependant il ne faut pas perdre de vue que, bien que certains transistors soient rapides (en particulier la série BDY 23 à BDY 28 de Sescosem), les pertes dans le transistor dûes à la commutation sont directement proportionnelles à la fréquence. Dans le cas d'un convertisseur de faible puissance, on peut malgré tout admettre une fréquence de répétition de plusieurs dizaines de kHz. Pour les mêmes raisons, la diode D sera une diode rapide ayant un temps de recouvrement peu important. En effet, elle travaille avec des signaux rectangulaires dont les flancs sont de l'ordre de quelques μs et doit cesser de conduire immédiatement après que la tension secondaire se soit inversée.

Les oscillations d'un convertisseur prennent rarement naissance spontanément. Il faut prévoir un circuit auxiliaire destiné à l'amorçage de celles-ci. Habituellement on dispose une résistance qui fournit à la base un certain courant de départ aidant au démarrage des oscillations (R_d de la Fig. 1).

Le rendement d'un convertisseur à un seul transistor n'est pas très élevé, mais cela n'est généralement pas considéré comme particulièrement gênant tant qu'on l'utilise pour des applications ne nécessitant pas de fortes puissances, ce qui est notre cas ici.

DESCRIPTION DU SCHEMA DE DETAIL

Le schéma de détail est représenté sur la figure 2. Il comporte un convertisseur dont le fonctionnement reste identique à celui décrit plus haut. Le transistor T_1 utilisé en commutateur, fait circuler cycliquement un courant à travers l'enroulement primaire L_1 . Ce courant collecteur est fourni par une source de tension continue de 18 V ; il induit dans l'enroulement L_2 une tension de réaction servant à l'entretien des oscillations. Celle-ci est appliquée

à la base du transistor T_1 par l'intermédiaire d'un réseau R_2 , L_6 et C_7 . Celui-ci a pour but de stabiliser la fréquence de résonance et d'isoler la base de T_1 de la masse du point de vue continu.

Le transformateur T comporte trois enroulements secondaires L_3 , L_4 et L_5 . Les deux premiers sont utilisés pour obtenir les hautes tensions positives et négatives. L'enroulement L_5 est destiné à commander les bases de deux transistors complémentaires T_5 et T_6 qui doivent découper une impulsion de courant entrant par la borne n° 4.

La résistance R_1 est nécessaire pour permettre au convertisseur d'amorcer lui-même ses oscillations ; c'est la résistance de démarrage R_d de la figure 1.

Le transformateur T a été réalisé avec un pot fermé Cofelec 30×19 en ferrite de qualité T₆, comme noyau magnétique. L'enroulement L_1 comporte 10 1/2 spires de fil de cuivre émaillé de 45/100 de diamètre. L'enroulement L_2 ne comprend que 2 1/2 spires en fil de cuivre émaillé de 30/100. Les enroulements L_3 et L_4 sont fortement isolés : L_3 est composé de 205 spires de fil de cuivre double émaillage de 20/100 tandis que L_4 comporte 97 spires du même fil. Enfin, l'enroulement L_5 se résume à une seule spire de fil de 30/100 émaillé. Tous ces enroulements sont réalisés en bobinant à spires jointives en conservant l'ordre des enroulements, c'est-à-dire que l'on débutera par l'enroulement L_1 et que l'on terminera par l'enroulement L_5 . On veillera soigneusement à l'isolement entre enroulements, particulièrement en ce qui concerne L_3 et L_4 . De même, on

prendra soin de bien repérer les entrées et les sorties des différents bobinages : les entrées sont repérées par un point sur le schéma de la figure 2, seul le sens de l'enroulement L_4 est indifférent. On ménagera un entrefer d'environ 8/10 dans le circuit magnétique ce qui se fera facilement au moyen d'un morceau de presspahn d'épaisseur *ad-hoc*.

Les valeurs d'inductances et de résistances, mesurées sur le transformateur terminé sont les suivantes : $L_1 = 72 \mu H$, $L_3 = 28 mH$ et $8,2 \Omega$, $L_4 = 6,1 mH$ et $4,5 \Omega$.

Une fois le transformateur réalisé et mesuré on l'imprégnera en le laissant tremper dans de l'ozokérite fondue pendant un temps suffisamment long pour que celle-ci pénètre bien partout entre les enroulements.

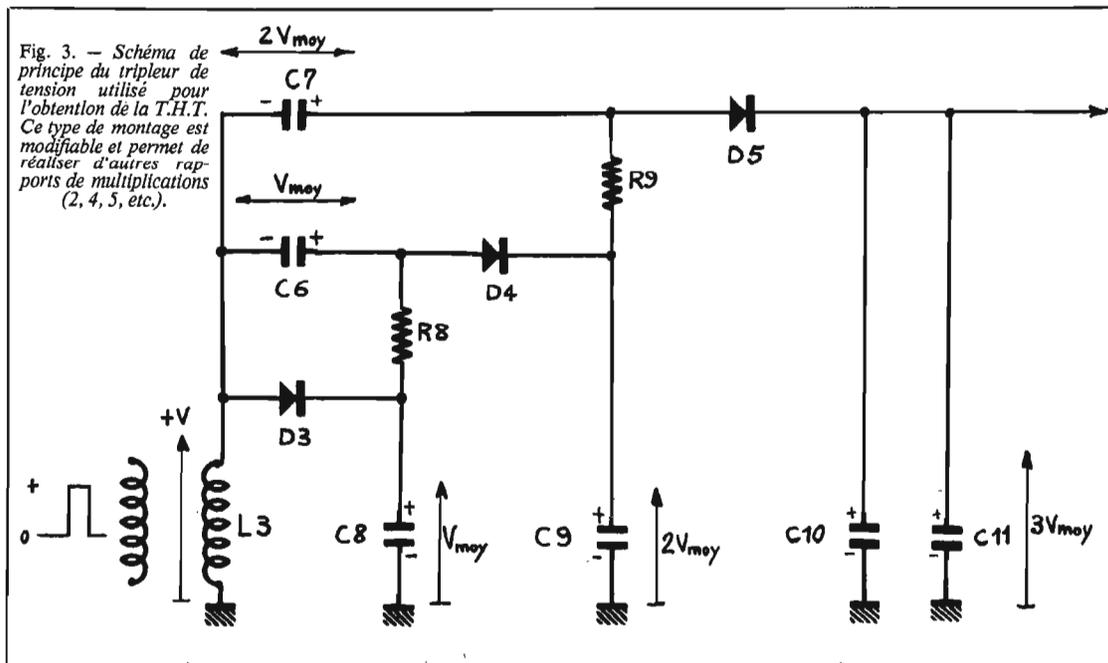
Le bobinage L_6 , dont l'inductance est d'environ $75 \mu H$, peut être réalisé de multiples façons ; dans notre cas nous avons bobiné environ 30 spires de fil de 40/100 sur un tore en ferrite qualité 3B et dont les dimensions étaient 10×6 et $5 mm$ de hauteur.

Ainsi qu'on l'a déjà dit, les valeurs des hautes tensions nécessaires au fonctionnement du tube cathodique sont conditionnées par le type de dispositif employé. Dans la réalisation décrite ici les tensions à obtenir sont de $-1000 V$ avec un débit d'environ $1,5 mA$ et de $+5000 V$ avec un débit de $100 \mu A$ maximum. Le principe du schéma de la figure 2 est encore applicable pour d'autres valeurs de tension ; simplement on modifiera le nombre de spires de L_3 et de L_4 en conséquence. Il faudra aussi modifier les valeurs du pont diviseur R_{14} , R_{15} et P_1 si la

tension négative est par trop différente de $-1000 V$. De même, le redressement de la T.H.T. positive est effectué par un montage multiplicateur de tension ; si cette tension devait elle aussi être assez différente de $+5000 V$, on pourrait soit ajouter, soit supprimer un ou plusieurs étages selon l'opportunité.

Le principe du redressement par multiplicateur de tension utilisé ici est le suivant. Si l'on se reporte au schéma de la figure 3, qui est tiré de celui de la figure 2, en conservant les mêmes appellations pour les éléments, on trouve d'abord l'enroulement secondaire L_3 délivrant une impulsion positive d'amplitude V. Cette impulsion V charge la capacité C_8 à travers la diode D_3 . Le condensateur C_8 ne peut pas se décharger dans le bobinage L_3 pendant le temps séparant deux impulsions puisque la diode D_3 , polarisée à ce moment en inverse, l'en empêche. La charge de C_8 se complètera à chaque impulsion et finira, au bout d'un certain temps, par être égale à V (ceci suppose un faible débit). La tension aux bornes de C_8 sera pratiquement constante et égale à V_{moy} .

Une fois la tension V_{moy} établie aux bornes du condensateur C_8 , celle-ci chargera, à travers la résistance R_8 et l'enroulement L_4 , la capacité C_9 également à la tension V_{moy} , avec les polarités indiquées sur la figure 3. Quand apparaîtra aux bornes de L_4 une nouvelle impulsion V, le condensateur C_9 se chargera à travers la diode D_4 à une tension $V + V_{moy}$. Après quelques impulsions, la tension aux bornes de C_9 sera $2 V_{moy}$. La capacité C_7 se chargera à son tour à une tension $2 V_{moy}$ à travers la résistance R_9 .



Lorsqu'apparaît l'impulsion V aux bornes de L_3 , celle-ci s'ajoute à la tension de charge de C_7 , si bien que les capacités C_{10} et C_{11} prennent une charge, par l'intermédiaire de D_5 , qui atteindra $3 V_{\text{moy}}$ au bout de quelques instants de fonctionnement.

On a donc, par ce moyen, réalisé un tripleur de tension puisque partant d'une impulsion d'amplitude V on obtient en sortie une tension moyenne égale en théorie à $3 V$ (sous réserve de la restriction mentionnée plus haut). En réalité la tension de sortie diminue un peu quand l'intensité consommée augmente. C'est la raison pour laquelle on a stabilisé la T.H.T. au moyen des diodes Z_2 et des résistances R_{10} à R_{12} . Sur la figure 2, les diodes Z_2 sont représentées comme des diodes zéner. En réalité, vu l'importance de la tension de sortie, il n'est pas possible d'obtenir une telle tension avec des diodes de régulation classiques ce qui nécessiterait entre 30 et 50 dispositifs. Pour ce faire on a utilisé 5 diodes 168J2 de Sescosem, montées en séries. Ces diodes, dites à avalanche, offrent la particularité de présenter un coude brusque à l'endroit où le claquage en in-

verse se produit. On utilise exactement de la même façon que pour une diode zéner conventionnelle la partie quasiment rectiligne de la caractéristique de claquage. Pour ce type de diode, celle-ci se situe entre 900 et 1 200 V. En sélectionnant parmi quelques diodes, on en a retenu 5 qui présenteraient une tension d'avalanche totale d'environ 5 000 V. Les résistances R_{10} à R_{12} sont les résistances ballast de régulation. Elles doivent être choisies pour qu'il circule en fonctionnement de 25 à 50 μA dans la chaîne de diodes Z_2 .

Les diodes D_3 à D_5 doivent être des redresseurs rapides. En effet, on a affaire ici à des impulsions de tension dont les flancs sont de l'ordre de quelques microsecondes, et il est primordial que le redresseur conduise et se bloque très rapidement. Dans le cas contraire, les capacités pourraient se décharger en partie pendant le temps que mettrait le redresseur pour cesser de conduire. Il faut aussi que ces redresseurs possèdent une tension de claquage inverse suffisante pour accepter sans dommages les tensions qui leur sont appliquées. Cette dernière remarque est également valable pour les condensateurs C_6 à C_{11} .

La fréquence de fonctionnement du convertisseur, avec les valeurs d'inductances mentionnées plus haut est d'environ 50 à 60 kHz, ce qui permet d'employer pour le redressement des capacités de valeur modeste (500 pF pour C_6 à C_{11}).

La tension négative de 1 000 V (voir Fig. 8) est redressée par la diode D_2 et filtrée par la capacité C_{12} . On prélève une partie de cette tension au moyen du diviseur potentiométrique R_{14} , R_{15} , R_{16} et P_1 . Cette fraction de tension est appliquée à la grille du transistor à effet de champ T_4 dont la source est refermée au -12 V par R_4 et R_5 . Si l'on suppose qu'à un moment donné la tension négative de 1 000 V augmente en valeur absolue, c'est-à-dire devient plus négative que $-1 000 \text{ V}$, la tension sur la grille du transistor à effet de champ T_4 devient également plus négative et ce dispositif commence à se bloquer. Ce faisant le potentiel de sa source, qui était légèrement positif, tend à diminuer, ce qui polarise le transistor T_3 vers le cut-off. Lorsqu'il était conducteur, celui-ci dérivait une partie du courant de base de T_2 ; quand T_3 est rendu non conducteur, T_2 reçoit son courant de base par

l'intermédiaire de R_3 . Le transistor T_2 est donc plus ou moins passant selon que le transistor T_3 est plus ou moins bloqué. Quand T_2 est conducteur, il offre un chemin au courant de base de T_1 , ce qui a pour résultat de diminuer le facteur de forme de l'onde du convertisseur. Cette modification du rapport entre le temps de conduction et le temps de blocage du transistor T_1 a pour effet une diminution de la tension secondaire, ce qui était précisément le but recherché. Par ce moyen, on obtient donc une régulation de la haute tension négative de sortie.

On remarquera la présence d'une diode zéner Z_1 entre les bornes des sorties 2 et 3. Elle est destinée à réaliser un décalage de tension (20 à 40 V selon le type de tube cathodique utilisé) nécessaire au blocage de ce dernier. La borne n° 5 est alors réunie au wehnelt et la borne n° 2 à la cathode.

Lorsqu'on met l'oscilloscope en fonctionnement, il est recommandé de ne pas appliquer les hautes tensions au tube cathodique avant que la cathode ne soit suffisamment chaude, ceci afin de ne pas altérer sa durée de vie. Le convertisseur comporte

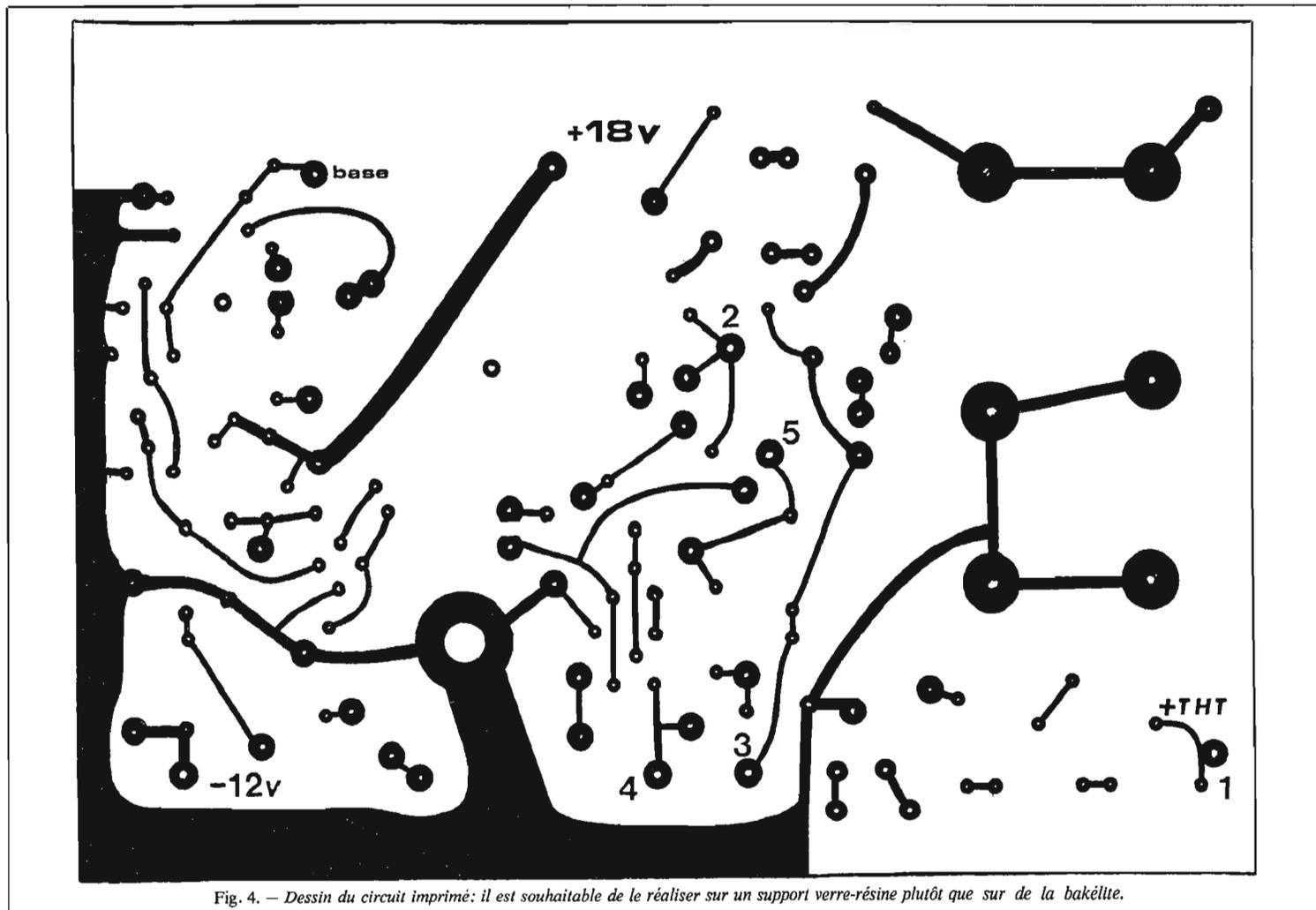


Fig. 4. — Dessin du circuit imprimé: il est souhaitable de le réaliser sur un support verre-résine plutôt que sur de la bakélite.

donc une temporisation qui ne lui permet de démarrer qu'environ 20 à 30 s après que l'on ait mis l'appareil en fonctionnement. Les basses tensions d'alimentation (+ 18 V et - 12 V) apparaissent immédiatement aussitôt que l'on agit sur l'interrupteur de mise en marche. Dès ce moment, le condensateur C_5 se charge à travers le réseau R_5, R_6, D_7, R_{17} et P_1 . Pendant la durée de la charge de la capacité C_5 , la grille du transistor à effet de champ T_4 est portée à un potentiel négatif qui bloque complètement ce dispositif, empêchant par là le démarrage des oscillations. Une fois C_5 complètement chargé il ne circule plus aucun courant dans le circuit et la grille de T_4 se trouve alors au potentiel de la masse à travers R_{17} et P_1 . A ce moment T_4 est débloquent et les oscillations peuvent s'amorcer.

Ainsi que nous l'avons signalé plus haut, le tube cathodique se trouve maintenu à l'extinction par la tension de blocage existant aux bornes de la diode régulatrice de tension Z_1 . Nous savons que pendant l'aller du balayage le spot doit être visible, c'est-à-dire que cette tension de blocage doit être supprimée ou du moins diminuée pour que durant cette période il puisse

exister un faisceau d'électrons dans le tube cathodique. Ceci se fait simplement en superposant à la tension négative du wehnelt une impulsion de tension positive d'amplitude réglable et dont la durée correspond à celle de l'aller du balayage. La principale difficulté réside dans le fait que l'électrode sur laquelle doit être appliquée cette impulsion de tension positive est portée à un potentiel continu négatif de l'ordre de 1 000 V par rapport à la masse. Evidemment on pourrait songer à transmettre le signal d'allumage à travers une capacité qui isolerait, du point de vue continu, le montage délivrant le créneau positif du - 1 000 V. Cette solution, qui possède le mérite de la simplicité, ne peut être retenue car elle entraîne, aux vitesses lentes de balayage, des valeurs de capacités très importantes; le condensateur de liaison devient volumineux, compte tenu de sa tension d'isolement. Si la valeur de cette capacité est insuffisante, elle aura le temps de se charger durant le temps d'aller, ce qui aura pour effet de rendre le début de la trace parfaitement visible tandis que l'intensité lumineuse du spot ira en décroissant au fur et à mesure que

celui-ci se déplacera vers la droite de l'écran.

Il faut donc utiliser un système qui transmette également la composante continue de l'impulsion d'allumage du spot. C'est ce qui est réalisé par les transistors de polarités complémentaires T_5 et T_6 montés en « découpeurs ». La tension de commande du découpage est fournie par l'enroulement L_5 du transformateur T . Le courant alternatif, issu de L_5 , est appliqué, à travers R_{19} , entre les bases et les émetteurs des deux transistors T_5 et T_6 , ce qui a pour effet de les rendre alternativement bloqués ou conducteurs, l'un étant bloqué quand l'autre conduit. Si l'on applique une tension continue positive sur la borne n° 4, on retrouve cette même tension découpée sur les émetteurs des deux transistors (voir Fig. 9). Le condensateur C_{14} , de petite valeur puisque la fréquence de découpage est élevée mais de fort isolement, sert à transmettre la tension découpée qui est redressée, par rapport au - 1 000 V, par les diodes D_9 et D_{10} . On retrouve donc entre les bornes 2 et 5 une tension continue de même valeur que celle appliquée à la borne 4, mais avec un décalage de tension de 1 000 V. Ce montage

donne toutes satisfactions pour des vitesses de balayage aussi lentes soient elles. Cependant, pour des vitesses très rapides pour lesquelles le temps de commutation des transistors T_5 et T_6 n'est plus négligeable devant le temps d'aller du balayage, la transmission du front avant de l'impulsion d'allumage du spot pose quelques problèmes. En effet, le système de découpage transmet le niveau continu de l'impulsion mais sa réponse n'est pas assez rapide pour donner en sortie un flanc suffisamment raide. On pallie cet inconvénient en ajoutant au montage la capacité C_{15} , elle aussi de faible valeur et de fort isolement, dont le rôle consiste à transmettre les flancs de l'impulsion d'allumage et à assurer le filtrage de la tension découpée. L'intensité lumineuse du spot sera réglée en ajustant l'amplitude de la tension positive du créneau de tension entrant par la borne n° 4. Ce montage sera décrit ultérieurement.

REALISATION

Le montage a été réalisé sur un circuit imprimé monoface dont les dimensions hors tout sont 210 mm pour la longueur et 140 mm pour la largeur. Il

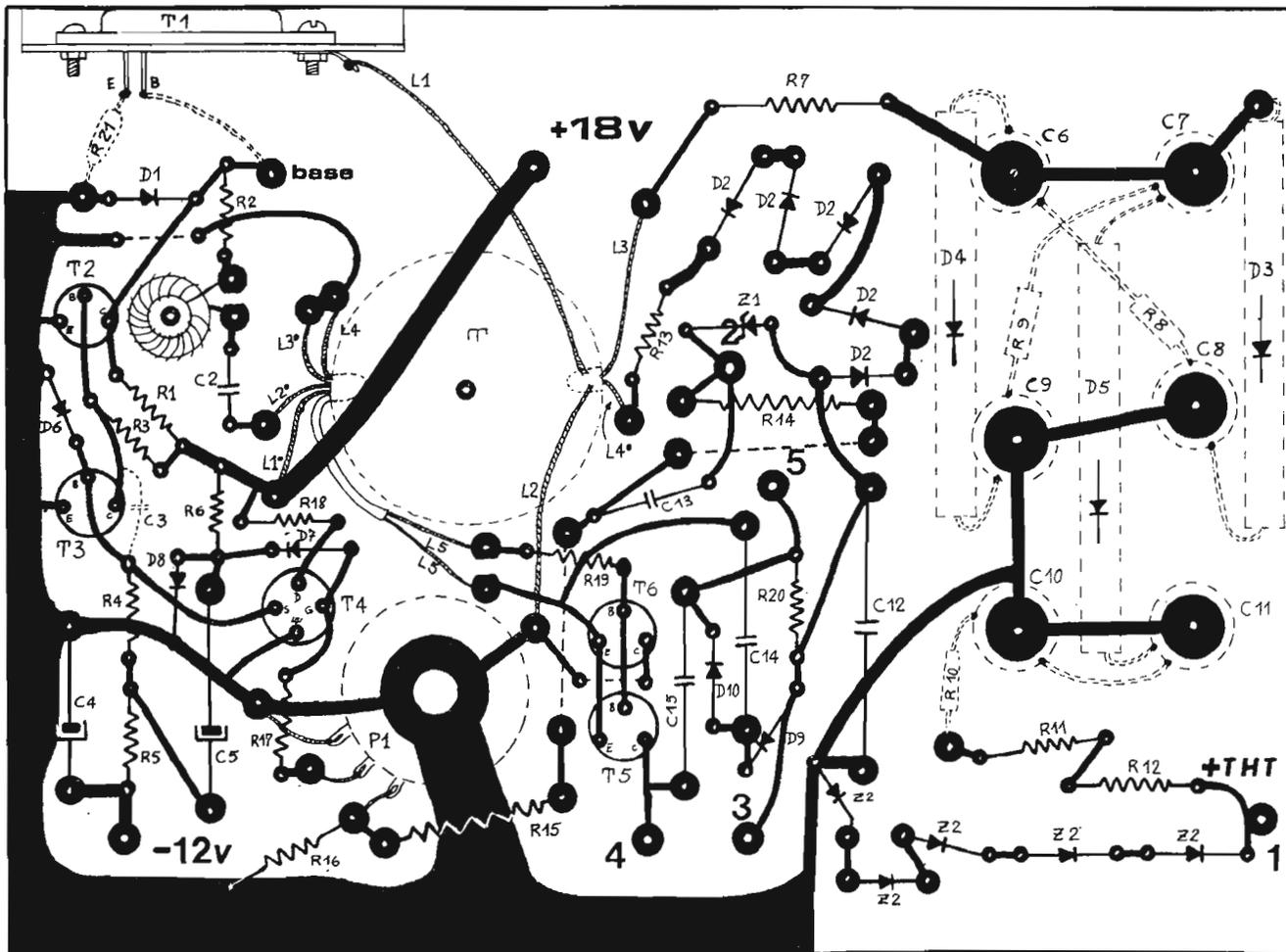


Fig. 5. — Implantation des éléments sur le circuit imprimé. Celui-ci est vu du côté cuivre et les composants sont vus à travers le stratifié supposé transparent.

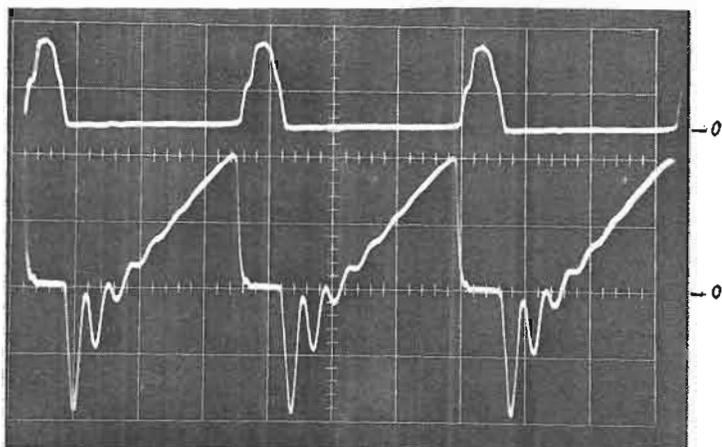


Fig. 6

Fig. 6. — En haut : tension entre le collecteur et l'émetteur du transistor T1; échelle verticale 100 V/div.
En bas : courant collecteur du transistor T1; échelle verticale 1 A/div.
Echelle horizontale = 5 μ s/div.

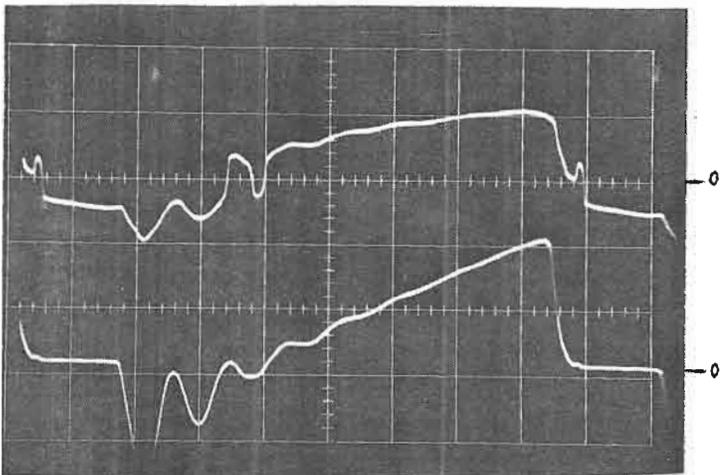


Fig. 7

Fig. 7. — En haut : tension relevée entre la base et l'émetteur du transistor T1; échelle verticale 1 V/div.
En bas : courant collecteur du transistor T1; échelle verticale 1 A/div.
Echelle horizontale = 2 μ s/div.

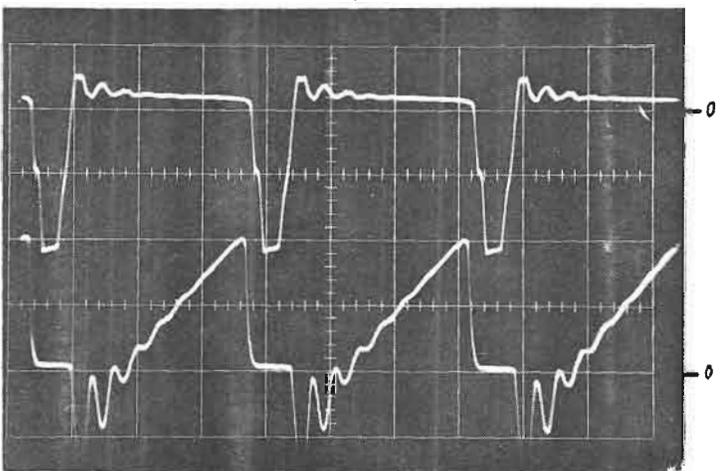


Fig. 8

comporte tous les éléments de la figure 2 à l'exception de la capacité C₁. Il est représenté sur la figure 4 vu du côté cuivre. La figure 5 montre la disposition des composants sur le circuit imprimé représenté tel qu'on le voit en le regardant du côté cuivre, le stratifié étant supposé transparent. Etant donné l'ordre de grandeur des hautes tensions rencontrées, il est préférable de réaliser le circuit imprimé sur un complexe verre-résine plutôt que sur un support en bakélite.

Certains éléments, tels que les résistances R₂₁, R₈, R₉, R₁₀ et les diodes D₃, D₄ et D₅, sont câblés « en l'air », c'est-à-dire qu'ils ne sont pas posés directement sur le circuit imprimé mais fixés à des pièces elles-mêmes assujetties mécaniquement au stratifié. C'est le cas du transistor T₁ qui est fixé sur un petit radiateur en aluminium et des capacités C₆ à C₁₁ qui ont une armature vissée sur le circuit imprimé. Si on le juge utile, on pourra prévoir un petit capot qui protégera la partie T.H.T. du montage.

MISE AU POINT

Une fois tous les éléments montés sur le circuit imprimé, on applique les tensions d'alimentation prévues, soient + 18 V et - 12 V. Le convertisseur doit démarrer dès que le temps de temporisation est écoulé. Si le transformateur possède bien les caractéristiques préconisées plus haut, la fréquence des oscillations doit être de l'ordre de 50 à 60 kHz. Dans le cas où il n'y aurait pas d'oscillations, bien vérifier le sens des enroulements

Fig. 8. — En haut : tension impulsionnelle aux bornes de l'enroulement secondaire L₄; échelle verticale 500 V/div.
En bas : courant collecteur du transistor T1; échelle verticale 1 A/div.
Echelle horizontale = 5 μ s/div.

On remarquera que l'impulsion négative se produit quand le transistor est bloqué; elle correspond à l'énergie emmagasinée dans l'enroulement primaire pendant le temps de conduction de T₁. La partie inférieure aplatie de cette impulsion est due à la conduction de la diode de redressement D₂.

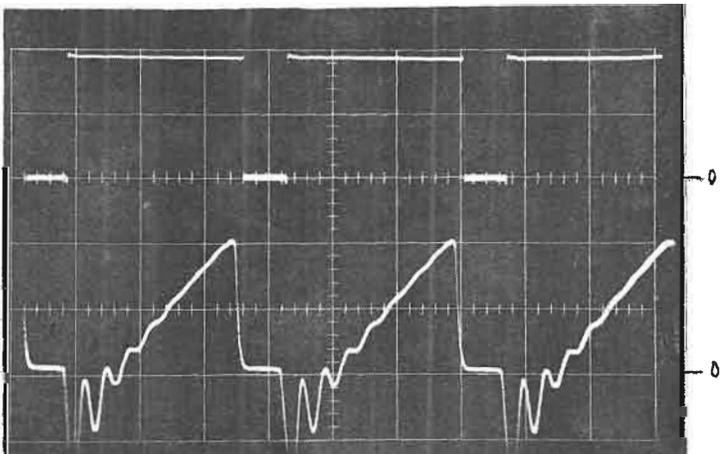


Fig. 9

Fig. 9. — En haut : tension continue découpée par les transistors T₅ et T₆ mesurée sur leurs émetteurs; échelle verticale 10 V/div.
En bas : courant collecteur du transistor T1; échelle verticale 1 A/div.
Echelle horizontale = 5 μ s/div.

L₁ et L₂. Si des oscillations ont lieu, mais que les tensions redressées secondaires ne soient pas correctes, vérifier alors le sens des enroulements L₃ et L₄.

Dès que le convertisseur fonctionne normalement, on ajustera la tension sur la borne n° 3 à - 1 000 V au moyen du potentiomètre P₁. Lorsqu'on vérifiera le + 5 000 V, il faudra se servir d'un voltmètre présentant une très grande résistance interne pour que celui-ci ne perturbe pas le circuit.

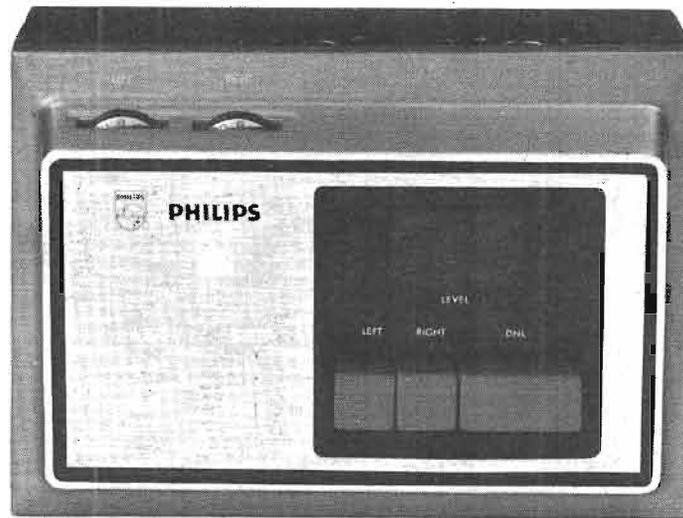
A l'aide d'un oscilloscope, on examinera la forme d'onde présente sur les émetteurs de T₅ et de T₆. En appliquant sur la borne n° 4 une tension continue positive, on devra observer un signal découpé, semblable à celui de la figure 9, et dont l'amplitude est celle de la tension continue d'entrée.

M.H.

NOMENCLATURE DES ELEMENTS DE LA FIGURE 2

- R₁ = 4 700 Ω , \pm 5 %, 1/2 W.
- R₂ = 6,8 Ω , \pm 5 %, 1/2 W.
- R₃ = 10 k Ω , \pm 5 %, 1/2 W.
- R₄ = 10 k Ω , \pm 5 %, 1/2 W.
- R₅ = 4 700 Ω , \pm 5 %, 1/2 W.
- R₆ = 2,7 M Ω , \pm 5 %, 1/2 W.
- R₇ = 6 800 Ω , \pm 5 %, 2 W.
- R₈ = 1,8 M Ω , \pm 5 %, 1/2 W.
- R₉ = 1,8 M Ω , \pm 5 %, 1/2 W.
- R₁₀ = 10 M Ω , \pm 10 %, 1/2 W.
- R₁₁ = 10 M Ω , \pm 10 %, 1/2 W.
- R₁₂ = 10 M Ω , \pm 10 %, 1/2 W.
- R₁₃ = 2 200 Ω , \pm 5 %, 1/2 W.
- R₁₄ = 10 M Ω , \pm 1 %, 1/2 W.
- R₁₅ = 10 M Ω , \pm 1 %, 1/2 W.
- R₁₆ = 82 k Ω , \pm 5 %, 1/2 W.
- R₁₇ = 470 k Ω , \pm 5 %, 1/2 W.
- R₁₈ = 2 700 Ω , \pm 5 %, 1/2 W.
- R₁₉ = 470 Ω , \pm 5 %, 1/2 W.
- R₂₀ = 3,9 M Ω , \pm 5 %, 1/2 W.
- R₂₁ = 0,82 Ω , \pm 10 %, 5 W.
- C₁ = 100 μ F, \pm 10 %, 35 V.
- C₂ = 0,22 μ F, 20 %, 63 V.
- C₃ = 1 000 pF, 20 %, 63 V.
- C₄ = 10 μ F, 20 %, 25 V.
- C₅ = 40 μ F, tantale, 12 V.
- C₆ = 500 pF, 20 %, 10 kV.
- C₇ = 500 pF, 20 %, 10 kV.
- C₈ = 500 pF, 20 %, 10 kV.
- C₉ = 500 pF, 20 %, 10 kV.
- C₁₀ = 500 pF, 20 %, 10 kV.
- C₁₁ = 500 pF, 20 %, 10 kV.
- C₁₂ = 0,1 μ F, 20 %, 2 kV.
- C₁₃ = 22 pF, 20 %, 1 kV.
- C₁₄ = 1 000 pF, 20 %, 2 kV.
- C₁₅ = 1 000 pF, 20 %, 1 kV.
- P₁ = potentiomètre 1 M Ω lin.
- T = transformateur (voir texte).
- L₆ = inductance (voir texte).
- T₁ = BDY 27 Sescosem.
- T₂ = T₃ = 2N2222A Sescosem.
- T₄ = 2N3966 Sescosem.
- T₅ = 2N2222A Sescosem.
- T₆ = 2N2905A Sescosem.
- D₁, D₆, D₇, D₈, D₉, D₁₀ = 1N4148 Sescosem.
- D₂ = 5 BA224-300 Sescosem.
- D₃, D₄, D₅ = TV11S Siemens.
- Z₁ = BZX85C39 Sescosem.
- Z₂ = voir texte (168J2 Sescosem).

LE D.N.L. N 6720 PHILIPS



UN BLOC RÉDUCTEUR DE BRUIT POUR AMATEURS

LE problème de la réduction des bruits dans les magnétophones, et spécialement dans les appareils à cassettes, est à l'ordre du jour. Nous voyons apparaître de nombreux modèles de magnétophones à cassettes comportant des dispositifs réducteurs de bruit incorporés qui complètent utilement, s'il y a lieu, l'effet obtenu avec les nouvelles bandes magnétiques renforcées au cobalt ou au bioxyde de chrome.

Remarquons, à ce sujet, que les premières peuvent être utilisées sans difficulté spéciale en remplacement des bandes originaires à l'oxyde de fer, tandis que les secondes exigent l'utilisation d'un niveau spécial de la polarisation. Le dispositif de réglage nécessaire est, d'ailleurs, prévu sur les magnétophones à cassettes récents à haute fidélité pourvus ou non d'un dispositif réducteur de bruit et, s'il y a lieu, d'un limiteur automatique du niveau d'enregistrement.

Deux procédés de réduction des bruits sont utilisables pratiquement on le sait à l'heure

actuelle, d'abord le procédé Dolby B, le plus efficace, sans doute, mais aussi le plus complexe, puisqu'il agit, à la fois, au moment de l'enregistrement et de la lecture, en traitant séparément différentes bandes de fréquences. Il est ainsi plus ou moins difficile d'utiliser sur un magnétophone ordinaire des bandes enregistrées et traitées avec cet appareil réducteur de bruit de souffle.

Un autre procédé de réduction de bruit de souffle est le D.N.L. ou « Dynamic Noise Limiter » ou « limiteur dynamique de bruit » **Philips**. Ce dispositif améliore également le rapport signal-bruit, mais il est intercalé entre le magnétophone et l'amplificateur et, à l'inverse du système Dolby, il ne fonctionne que pour la reproduction.

Son principe consiste simplement à réduire la proportion des sons aigus dont le niveau est inférieur à une certaine valeur ; il n'agit donc pas lorsque l'intervalle de puissance est élevé, et lorsque l'intensité de l'audition est importante, il n'altère

aucunement les qualités normales de l'enregistrement.

Beaucoup d'amateurs possèdent des magnétophones de haute qualité, même de construction récente et, en particulier, à cassettes, qui ne comportent pas de système réducteur de bruit de souffle. Ils désireraient donc adapter à ces appareils un réducteur de bruit dans les conditions les plus faciles, et avec le minimum de dépense.

Il existe déjà ainsi des blocs réducteurs de bruit du système Dolby de type professionnel ou semi-professionnel, généralement efficaces mais de prix assez élevé, et dont la liaison aux magnétophones ordinaires est souvent assez difficile, en raison même de la complexité et de la double fonction du système Dolby.

Le nouveau bloc **N6720 D.N.L. Philips**, spécialement destiné aux amateurs, et de prix beaucoup plus réduit, a un fonctionnement basé sur le principe D.N.L. indiqué plus haut et, par conséquent, est utilisé uniquement pour améliorer le rapport signal/bruit des enregistrements déjà effectués au

moyen d'un magnétophone ordinaire à bobines ou à cassettes, puisqu'il est destiné uniquement à fonctionner à la lecture.

Il suffit, à cet effet, en principe, de l'intercaler entre la sortie du magnétophone et l'amplificateur ; il est particulièrement facile à adapter sur les platines stéréophoniques à cassettes, dont il existe de nombreux modèles intercalés dans les chaînes sonores à haute fidélité. En principe, il peut être utilisé pratiquement avec tous les magnétophones à bobines ou à cassettes et même tous les autres équipements stéréophoniques, pour la reproduction des disques, par exemple.

DISPOSITION DE L'APPAREIL

Cet appareil de dimensions et de poids réduits est contenu dans un boîtier de 73 x 180 x 120 mm et son poids ne dépasse pas 0,7 kg ; il est alimenté par le courant du secteur 110-127 ou 220-240 V, 50 ou 60 Hz.

Le boîtier comporte simple-

ment à l'arrière des prises de liaison DIN à 5 broches d'entrée et de sortie destinées à être reliées, d'une part au magnétophone, d'autre part, à l'amplificateur stéréophonique. La platine du boîtier porte les systèmes de réglage et de contrôle avec quatre touches à poussoir.

La touche de droite permet de mettre le montage sous tension ou hors tension, la touche suivante vers la gauche met le système D.N.L. en circuit ou hors circuit, enfin, les deux autres touches vers la gauche permettent de contrôler séparément les niveaux d'intensité dans les deux canaux stéréophoniques. Ces niveaux sont indiqués par la déviation de l'aiguille d'un vu-mètre, qui est visible à travers une fenêtre disposée au-dessus des touches.

Enfin, à l'arrière, deux potentiomètres agissent respectivement sur le niveau d'amplification dans les canaux gauche et droite.

FUNCTIONNEMENT DE L'APPAREIL

Le montage de cet appareil est très simple et souvent presque immédiat, puisqu'il suffit de relier la prise de sortie à un amplificateur, à un second magnétophone, ou même à la prise de pick-up d'un radio-récepteur au moyen d'un cordon de raccordement (EL376814). L'autre prise de sortie est reliée à la prise de sortie de l'amplificateur, également au moyen d'un cordon livré, d'ailleurs, avec l'appareil (EL6720).

Lorsque l'appareil n'est pas sous tension, c'est-à-dire lorsqu'on appuie sur la touche correspondante, il ne gêne d'ailleurs nullement le fonctionnement de l'installation, tant pour l'enregistrement que pour la lecture.

On met en service le réducteur de bruit en appuyant sur la touche correspondante, et on règle l'intensité du niveau dans les deux canaux en tournant les boutons placés à l'arrière du tableau, en observant les déviations de l'aiguille séparément, en appuyant sur les touches droite et gauche, de façon que l'aiguille de l'indicateur ne dépasse pas une zone rouge indiquée sur le cadran d'étalonnage pendant la reproduction des passages à haut niveau.

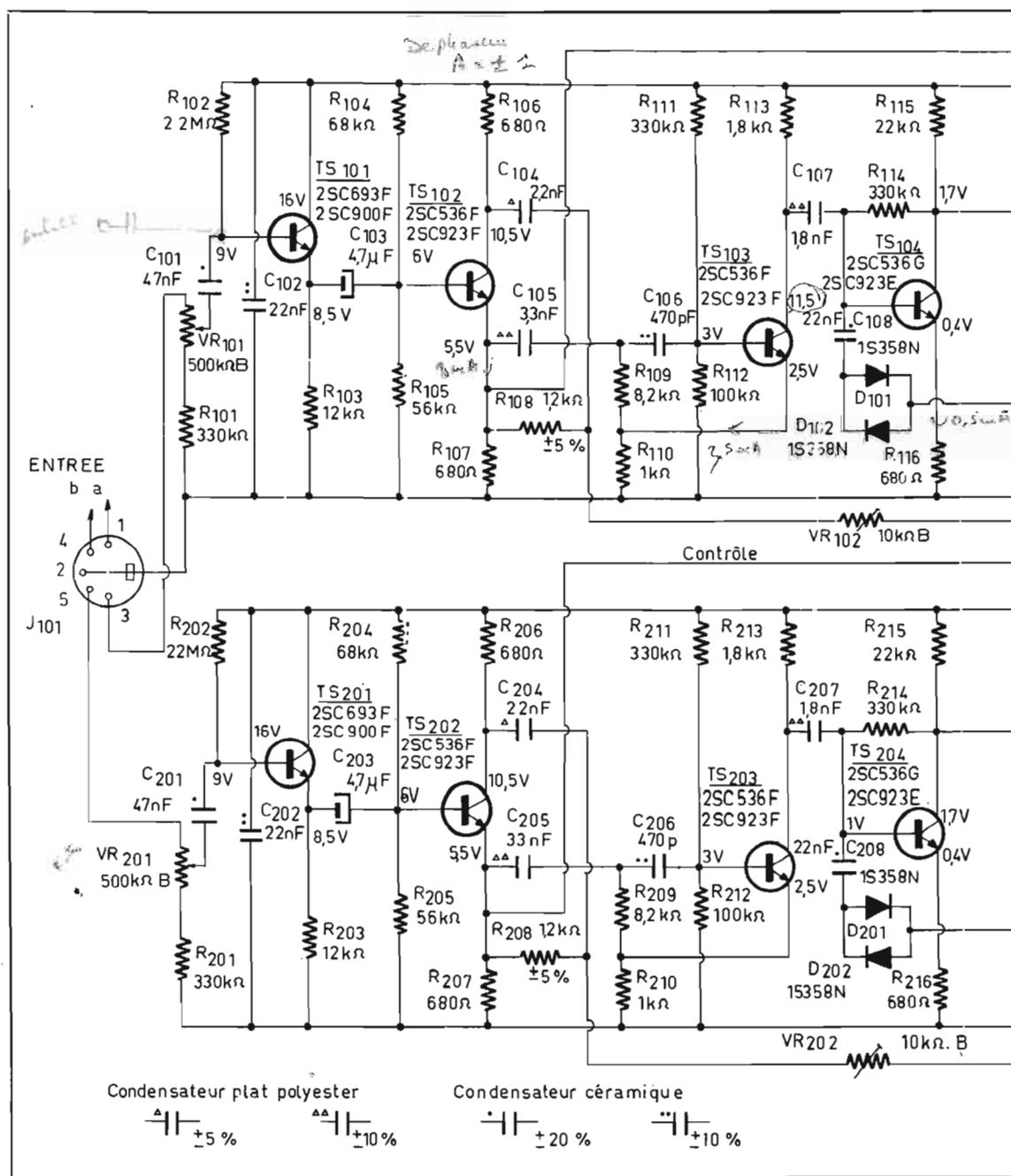
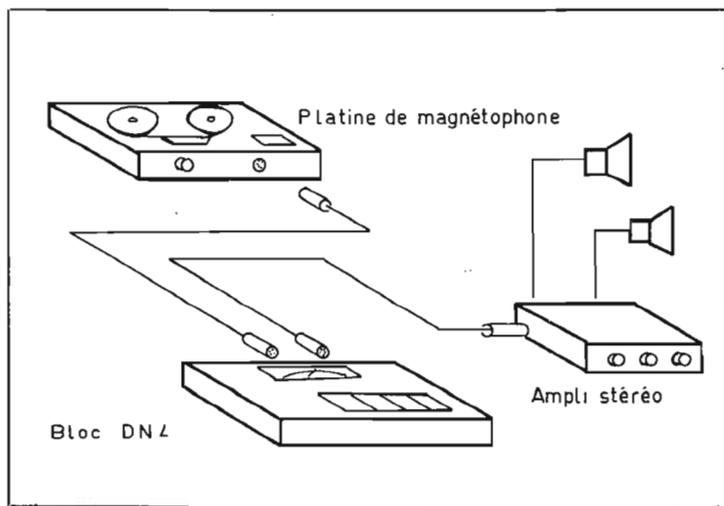
CARACTERISTIQUES ET RESULTATS OBTENUS

Le niveau des signaux transmis à l'entrée par la platine de

magnétophone peut varier de 400 mV à 4 V et il est, d'ailleurs réglable, comme nous l'avons noté, au moyen des boutons molletés de réglage potentiométrique disposés à l'arrière. L'amplification est également réglable de 0,35 à 1.

L'impédance d'entrée est supérieure ou égale à 470 kΩ et l'impédance de sortie est de 20 kΩ, ce qui permet une liaison facile.

L'atténuation du bruit de souffle obtenue varie suivant la tension d'entrée; pour une tension de 1 V, il n'y a pas d'effet notable; le niveau de référence à 0 dB est, d'ailleurs, de 780 mV à 1 kHz.



Avec une réduction de -40 dB, la chute de tension obtenue est de 1,5 dB maximum à 12 kHz ; avec une réduction de -54 dB la chute de tension est de 1 dB maximum à 4 Hz, mais elle atteint 15 dB maximum à 12 kHz, ce qui montre bien l'effet obtenu. L'amélioration du rapport signal/bruit est évidemment encore plus considérable, en employant une bande au bioxyde de chrome.

Le bruit de fond est composé, en fait, de signaux à très basse fréquence et de bruit de souffle. Lorsqu'on lit une cassette vierge, on constate une réduction du souffle et les bruits à très basse fréquence sont inaudibles. La

réduction est, en tout cas, importante et en mesure pondérée l'amélioration obtenue est de l'ordre de 1 à 2 dB, quant à la distorsion, elle dépend évidemment des caractéristiques du magnétophone utilisé.

Le montage de cet appareil est indiqué sur le schéma. Il comporte, on le voit, 12 transistors, 12 diodes, 20 redresseurs ; il est formé évidemment de deux montages identiques, un pour chaque canal, avec des potentiomètres d'entrée de 500 k Ω , VR101 et VR201, permettant le réglage du niveau dans chaque canal séparément. On voit en haut et à droite le système de contrôle du niveau

dans les deux canaux agissant sur le vu-mètre.

INTERET DE L'APPAREIL

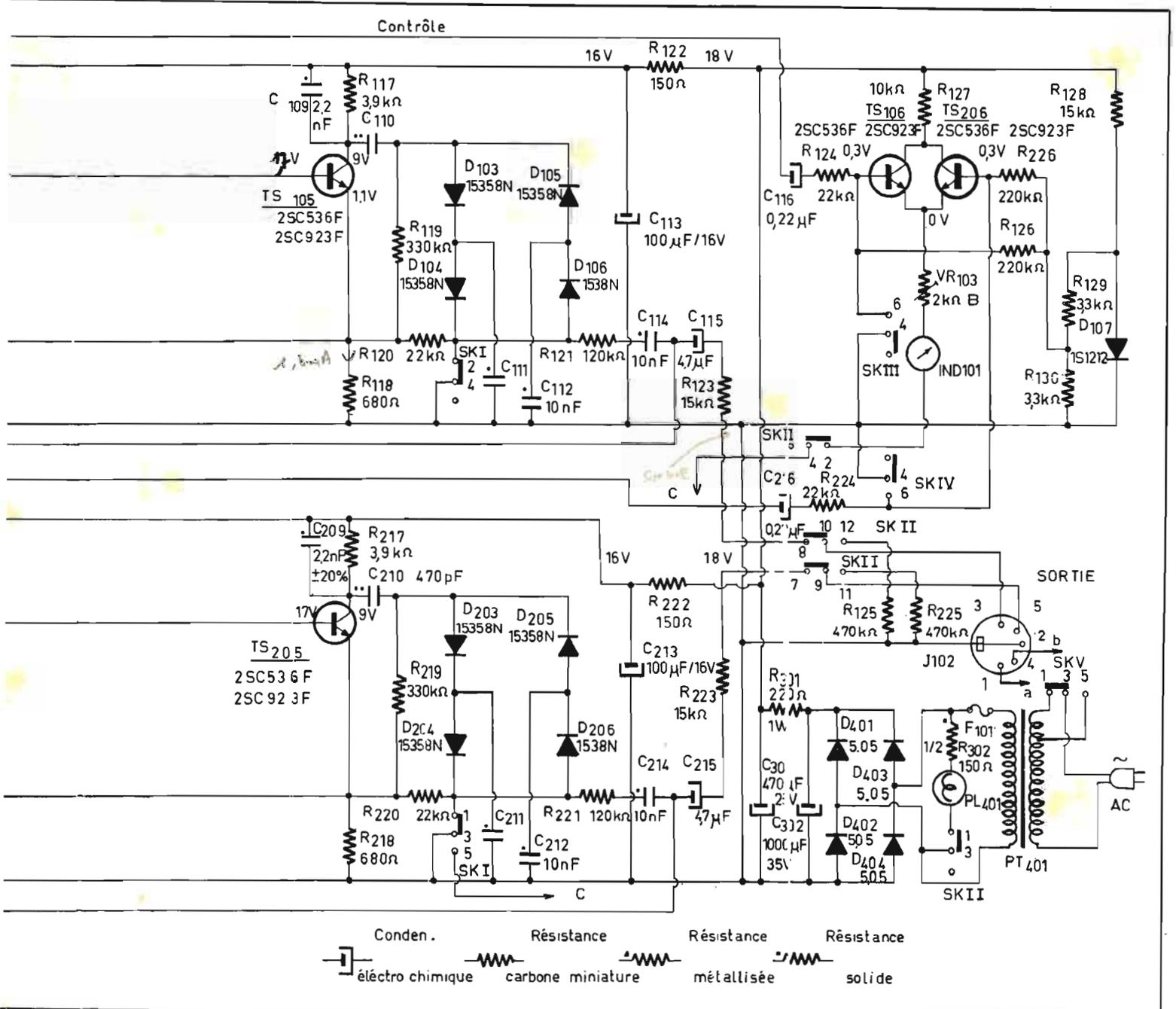
Il s'agit essentiellement d'un appareil d'amateur pratique et de prix relativement réduit présentant l'avantage de pouvoir être adapté facilement sur n'importe quel magnétophone ou même chaîne de reproduction sonore à disques. Il peut donc rendre de grands services à de nombreux amateurs et l'effet obtenu sur la qualité de reproduction est suffisamment sensible pour justifier son emploi. C'est d'ailleurs, un appareil de dimensions réduites, léger, facile à monter et, par consé-

quent bien présenté sous une forme moderne et qui n'augmente pas beaucoup la complexité d'installation.

Les effets obtenus avec le D.N.L. dans cet adaptateur sont réglables en agissant sur le niveau ; ce fait constitue même un avantage par rapport aux dispositifs de réduction intégrés dans les magnétophones spéciaux, dans lesquels l'effet réalisé ne peut être modifié par l'amateur, surtout en agissant sur chaque canal séparément.

P.H.

Nota. — Dans notre dernier numéro, nous avons présenté le schéma ci-dessous dans l'article concernant le mini K7 Philips N2211. Nous prions nos lecteurs de bien vouloir nous excuser de cette erreur.



ANALYSE DES CIRCUITS DE DÉVIATION HORIZONTALE A THYRISTORS

GENERALITES

DANS l'ordre chronologique de la technologie, nous trouvons utilisés en déviation horizontale, les tubes électroniques, les transistors puis, à nouveau, paradoxalement, les lampes, depuis que l'usage des tubes cathodiques trichromes à 110° de déviation et à gros col ($\varnothing = 36$ mm) s'est généralisé en France pour la télévision en couleur.

Il est, en effet, un fait indéniable que les transistors de commutation déclarent forfaités pour balayer un grand écran de 65 cm : on ne concilie pas facilement l'énergie développée pour une ligne du standard 819 l avec la vitesse de commutation exigée en retour. Avec les normes à 625 l, cela devient possible mais la fiabilité reste faible : les « clacages » de jonction sont encore fréquents. On envisage alors l'emploi de plusieurs transistors qui se partageraient la déviation — donc les risques ! — mais le nombre de composants utilisés augmentant, la fiabilité ne s'accroît guère. Pour le tube cathodique à gros col, on emploie un déviateur dont les enroulements disposés en « selle » sur le col font une inductance de 2 mH environ ; un transformateur d'adaptation s'impose entre l'étage de sortie « lignes » et le déviateur. Cela complique l'alimentation qui doit être réglée avec des transistors, ce qui est coûteux par ailleurs. Avec les récents tubes trichromes à col de 28 mm, on utilise des déviateurs à bobinages toroïdaux qui ne font que 300 μ H d'inductance. Une liaison directe devient possible ; de plus, on s'aperçoit que la tension exigée s'apparente avec ce que peut délivrer sans gros frais un réseau 220 V. La régulation peut se pratiquer d'une autre manière si l'on n'emploie pas les transistors.

Tout concorde à l'usage des thyristors, sortes d'interrupteurs peu sensibles aux variations brutales de courant puisqu'ils sont prévus pour commuter précisément de grandes intensités.

MONTAGE DE BASE A THYRISTORS

Ce montage préconise l'emploi de deux thyristors (voir Fig. 1) commutés au rythme de la tension de commande issue d'un générateur bloqué ou d'un circuit intégré de type spécial (TCA511 ou TBA940). Le premier, Th₁, protégé par la diode

D₁ a une double action : mettre en circuit le système série L₁-C₁ pour réaliser le temps de retour et créer une impulsion destinée à déclencher le second thyristor Th₂. Ce dernier interrompt la montée du courant dans les bobines de déflection dès lors que l'échange d'énergie entre L₂ et C₂ s'est complètement réalisé.

Il est évident que cette analyse ultra-simple ne convient pas dans le détail car les thyristors ne sont pas déclenchés en même temps : des circuits de mise en forme viennent se mettre en parallèle sur les thyristors et au point X du circuit série L₁-C₁ et il faut un changement d'état

sur Th₁ pour que l'impulsion transmise par T₁ à Th₂ déclenche l'ouverture du second thyristor.

RAPPEL SUR LA FORME DE BALAYAGE « TV »

La constitution du courant de déviation I_{DH} est fractionnée par plusieurs séquences dans lesquelles les thyristors s'ouvrent et se ferment alternativement selon un ordonnancement précis. Il faut bien connaître au préalable le processus de balayage d'un écran TV ; pour comprendre le déplacement du spot dans le tube cathodique, il convient de

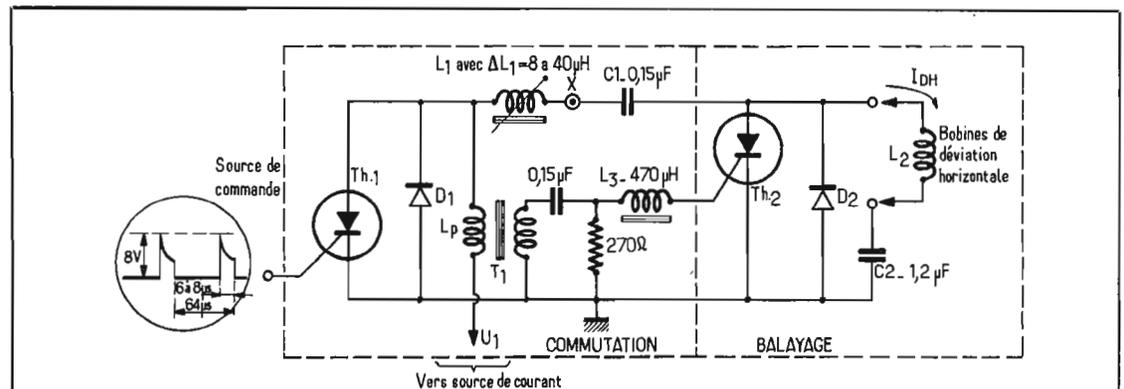


Fig. 1. — Montage de base du système de déviation horizontale à thyristors.

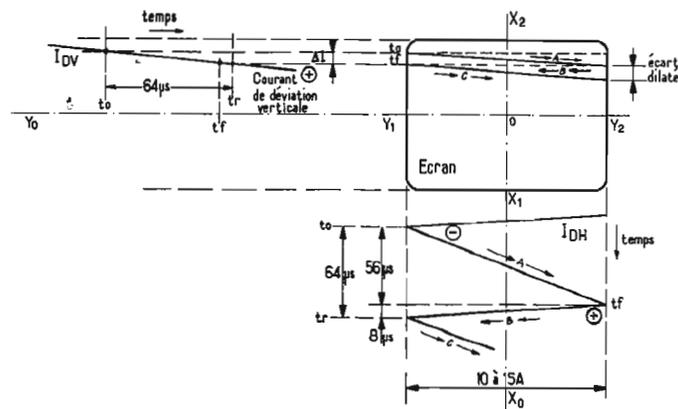


Fig. 2. — Composition des courants de balayage sur un écran de T.V.

composer les courants verticaux et horizontaux comme on le pratiquerait sur une figure de **Lissajous** (Fig. 2). Au repos, le spot est supposé au centre O de l'écran ; par rapport à ce système d'axes, les dents de scie des courants de déviation ont donc des moitiés positives et des moitiés négatives ; cette remarque est très importante à cause des possibilités de débit des transistors ou des thyristors qui précèdent directement le déviateur.

Pendant l'intervalle de temps d'une ligne : « $t_r - t_0$ » l'amplitude ΔI du courant de déviation verticale ne varie guère, ce qui signifie que la ligne A est peu inclinée par rapport à l'horizontale.

Le temps « $t_r - t_0$ » est réservé au retour de ligne B, il doit être évidemment plus court que le temps réservé à l'aller ; mais il ne peut, toutefois, devenir trop court, car les pointes de tension développées dans les bobines sont d'autant plus fortes que le temps est bref et on risque les clagages. On s'accorde sur un temps de retour compris entre 5 et 8 μs .

FONCTIONNEMENT D'UN THYRISTOR

Le thyristor est semblable à une diode dans laquelle la conduction est contrôlée au moyen d'une électrode supplémentaire appelée « **gâchette** ». Pour que la jonction devienne « **passante** », il faut satisfaire deux conditions :

1° la tension doit être positive, sur l'anode, par rapport à l'électrode opposée, nommée cathode ;

2° le courant de gâchette doit atteindre une valeur suffisante qui dépend de son circuit d'alimentation.

La tension anode-cathode V_{AK} minimale pour que le courant I_T s'amorce, dépend donc du courant de gâchette I_g , ainsi que le montre la caractéristique I_T/V_{AK} de la figure 3.

Une fois amorcé, le courant de thyristor devient indépendant du courant de gâchette et la résistance interne reste très faible (partie CD de la caractéristique). Il devient donc aisé de lui faire passer un courant important (plusieurs dizaines d'ampères) sans que la jonction s'échauffe.

Pour stopper la conduction, il suffit d'inverser momentanément les polarités de la tension anode-cathode ou de réduire suffisamment le courant I_T de telle manière que l'on tombe dans une zone de résistance interne élevée. Là, le thyristor ne se comporte plus que comme une résistance ordinaire. On rapprochera finalement le fonctionnement de ce semi-conducteur de celui d'un thyatron, mais pour les explications qui vont suivre, on l'assimilera à un interrupteur tout simple.

ÉTABLISSEMENT D'UN COURANT DANS LE DÉVIATEUR

Si l'on applique une tension continue aux bornes d'une bobine, le courant s'établit linéairement en fonction du temps (Fig. 4 et 5). C'est ce qui se passe quand l'inverseur K est sur la position 1 et si C_2 est court-circuitée.

En ramenant K sur la position 2, le courant revient exponentiellement à zéro compte tenu du fait que les bobines possèdent une certaine résistance.

Si l'on ajoute la capacité C_2 en série avec le bobinage L_2 , la montée est freinée par la charge du condensateur car la d.d.p. V_C qui s'y développe s'oppose à la f.e.m. E. On assiste à une montée arrondie car il n'y a pas vraiment accord entre L_2 et C_2 .

Quand l'interrupteur passe de 1 à 2, le courant I_{DH} se maintient dans le même sens encore quelque temps afin de vérifier la loi de Lenz ; mais une décroissance s'opère, activée par la décharge de C_2 ; puis si cette charge est

suffisante, le courant s'inverse dans le circuit passif constitué par C_2 refermé sur L_2 et un échange d'énergie s'opère. On s'arrange toutefois pour que l'amortissement réduise les oscillations à période libre $T_1 = 2\pi \sqrt{L_2 C_2}$.

Si au temps « t_2 » on rebranche K sur 1 une nouvelle montée s'opère et le raccordement à la dent de scie s'effectue sensiblement linéairement.

FONCTIONNEMENT DÉTAILLÉ DU SYSTÈME A 2 THYRISTORS

1^{re} phase : Intervalle de temps « $t_1 - t_0$ » (Fig. 6).

Il faut supposer un préalable : on admet qu'un courant I_{DHO} a produit un champ magnétique dans le déviateur, amenant le spot à gauche de l'écran. La séquence précédente étant terminée, le courant I_{DHO} se stabilise quelque temps à cause de la loi de Lenz formant l'arrondi $t_1 - t_0$ (partie OA de la dent de scie).

2^e phase : Intervalle de temps « $t_2 - t_1$ » (Fig. 6).

Le champ créé par le courant I_{DHO} ne disparaît pas immédiatement — toujours à cause de la loi de Lenz — ; il maintient le courant initial au temps t_1 alors que la source de ce courant disparaît puis, le champ magnétique décroît ainsi que I_{DH} ; ce courant ne peut revenir à la source mais passe par la diode D_2 , passant grâce au sens du courant. L'impulsion d'amorçage du thyristor Th de commutation vient toutefois à point nommé pour redresser la montée BC et pour la terminer à $+ I_{DHO}$.

A ce moment, le circuit $L_1 C_1$ se trouve ramené à la masse via le thyristor Th_1 et C_1 libère sa charge accumulée par le circuit d'alimentation V_1 (voir Fig. 1). Il en résulte un courant I_{T1} qui circule soit dans D_2 , soit dans

Th_2 devenu très conducteur grâce à l'impulsion engendrée par l'amorçage de Th_1 . En fait l'amorçage a lieu avec un décalage ϵ défini par le temps de transfert du transformateur T_1 et des composants placés dans la gâchette de Th_2 (Fig. 1) ; cela a pour effet de faire **monter plus doucement le courant dans Th_2 et d'éviter les surcharges** ; l'usage de L_3 se trouve ainsi notamment justifié.

Le thyristor Th_2 est désormais traversé par deux courants :

- I_{T1} qui croît malgré tout très vite (Fig. 9 B, branche CD) ;
- I_{DH} qui n'augmente plus guère, s'approchant de I_{DHO} (branche CD, Fig. 9 A).

De ces deux courants résulte une différence I_{T2} qui tend vers zéro et, quand I_{T1} devient supérieur à I_{DHO} , condition rendue possible en choisissant des valeurs adéquates à L_1 et C_1 , le thyristor Th_2 se désamorce automatiquement (intervalle $t_4 - t_3$) traversant le circuit série $L_2 - C_2$. C_2 en profite pour se charger à une tension V_{C2} ayant les polarités indiquées sur la figure 6.

Le courant I_{DH} finit par atteindre une valeur qui correspond à une disposition axiale du faisceau sur l'écran et que nous plaçons arbitrairement à 0.

3^e phase : Intervalle de temps « $t_3 - t_2$ » (Fig. 7).

Le courant I_{DH} s'étant annulé, le condensateur C_2 va se décharger créant un courant dans l'autre sens et qui va traverser le thyristor dans la direction anode-cathode. Non amorcé, le semi-conducteur se comporte comme une résistance de moins en moins grande à mesure que la tension à ses bornes croît (voir courbe AB₃, Fig. 3). Cette variation de résistance a pour effet de redresser la montée de courant BC, laquelle s'amortirait trop si celle-ci restait constante. Par ailleurs aucune oscillation, analogue à celles de la figure 5, n'apparaît à cause de l'amortissement élevé du circuit.

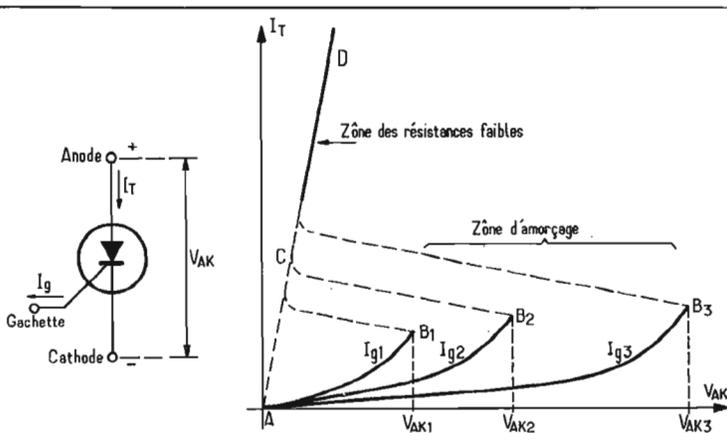


Fig. 3. — Caractéristique I_T/V_{AK} d'un thyristor avec le courant de gâchette pour paramètre.

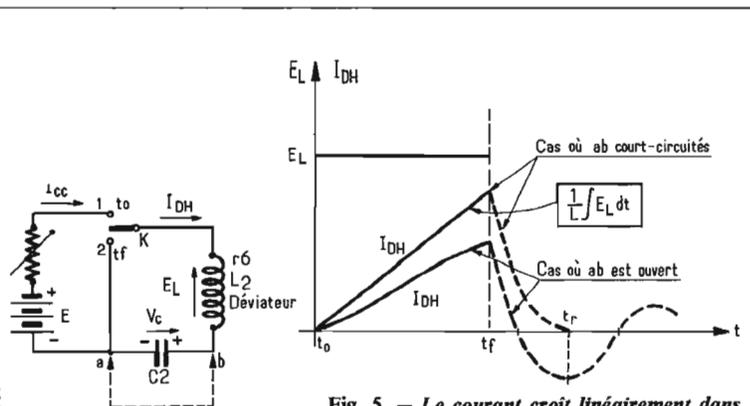


Fig. 4. — Etablissement du courant de déviation horizontale.

Fig. 5. — Le courant croît linéairement dans une bobine soumise à une tension continue. La remontée est limitée lorsqu'un condensateur est placé en série.

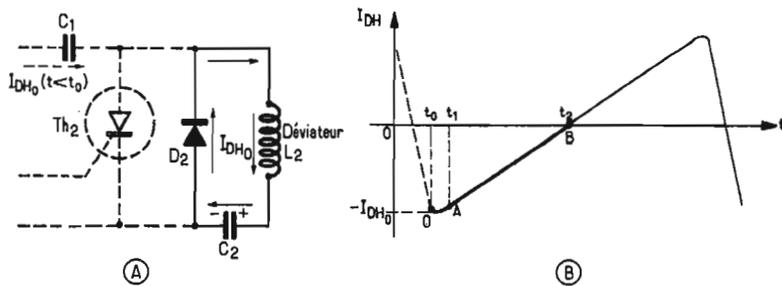


Fig. 6. — Lors d'une séquence précédente un courant I_{DH0} a été imposé dans le déviateur. La loi de Lenz le maintient malgré la disposition de la source.

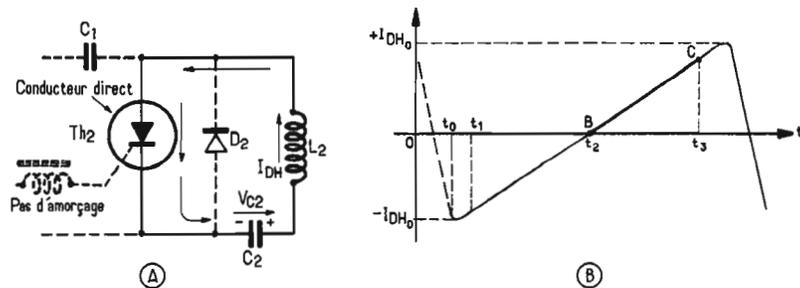


Fig. 7. — De T_2 à T_3 , le condensateur libère sa charge à travers le thyristor Th_2 qui, non amorcé, se comporte comme une résistance de valeur moyenne.

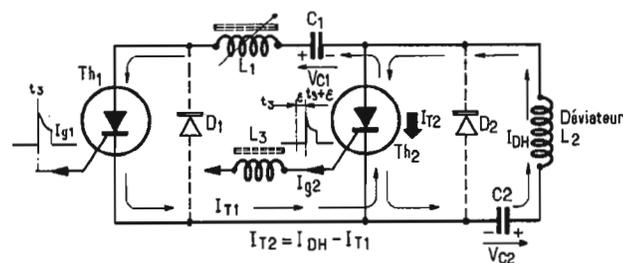


Fig. 8. — Au temps T_3 les thyristors sont amorcés et conduisent.

4^e phase : Intervalle de temps « $t_4 - t_3$ » (Fig. 8).

Si la réalité nous démontre que les parties AB et BC se raccordent assez linéairement c'est que des mises au point judicieuses ont été effectuées quant au choix des valeurs de C_2 et de L_2 . Toutefois L_2 étant l'élément commun, il est normal que les pentes restent les mêmes. Toutefois, nous verrons que des circuits viennent en parallèle sur les composants principaux et qu'ils ont précisément pour effet de linéariser la montée.

5^e phase : Intervalle de temps « $t_5 - t_4$ » (Fig. 10).

La diode D_2 prend le relais car, là encore, I_{T1} reste supérieur à I_{DH} et les polarités à ses bornes la rendent conductrice.

Mais le courant I_{T1} ne peut continuer à croître, l'échange d'énergie entre L_1 et C_1 fait que l'alternance CDE de la figure 9 B se met maintenant à décroître. Lorsque la différence $I_{T1} - I_{DH}$

s'annule (les caractéristiques I_{T1} et I_{DH} s'égalent aux environs du point E), la diode D_2 cesse de conduire et le retour de balayage va commencer.

6^e phase : Intervalle de temps « $t_6 - t_5$ » (Fig. 11).

Les semi-conducteurs Th_2 et D_2 étant devenus hors-circuit par suite du sens des courants, il est inévitable que I_{T1} reste égal à I_{DH} , les charges de C_1 et de C_2 sont alors en série ainsi que les composants correspondants.

On a alors affaire à un circuit résonnant constitué, d'une part, par $\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$ et, d'autre part, par $L_1 + L_2$. C_1 étant beaucoup plus faible que C_2 , la période libre du circuit est nettement plus faible, ce qui explique la descente plus rapide du courant entre t_5 et t_6 (voir Fig. 9).

Lorsque l'échange d'énergie entre les condensateurs et les bobines font passer finalement par zéro le courant I_{DH} , ce qui désamorce le thyristor Th_1 , on a

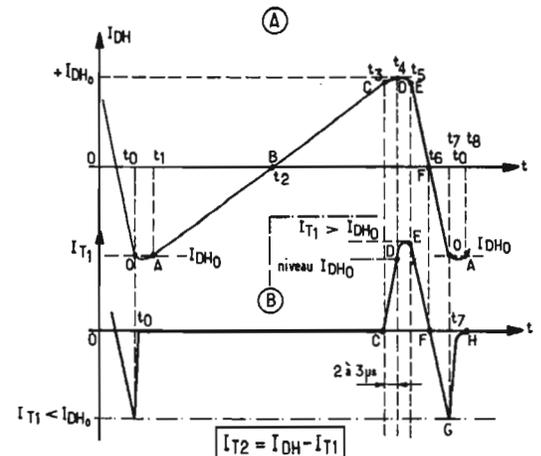


Fig. 9. — Constitution graphique du temps de retour « ligne ».

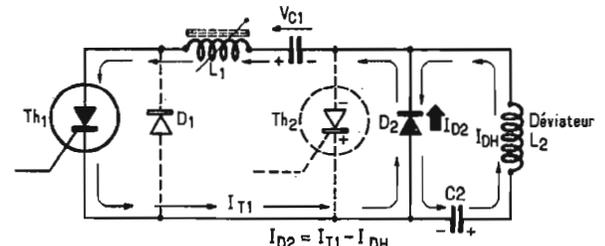


Fig. 10. — Le courant I_{T1} étant devenu plus fort que I_{DH} le thyristor Th_2 se désamorce et D_2 devient conducteur.

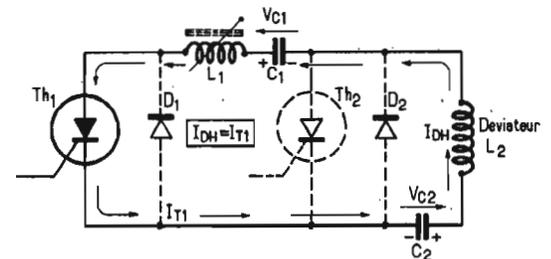


Fig. 11. — Pendant la première moitié du retour de balayage les courants I_{DH} et I_{T1} sont nécessairement égaux ; tous les composants sont alors en série.

décrit la première moitié du temps de retour. L'alternance CDEF constitue une amorce d'oscillation dont l'amplitude est conditionnée par l'amortissement du circuit série.

7^e phase : Intervalle de temps « $t_7 - t_6$ » (Fig. 12).

Le thyristor Th_1 étant désamorcé, la diode D_1 se trouve soumise à une différence de potentiel qui la rend passante. Le courant I_{DH} , identique à I_{D1} (Th_2 est désamorcé ; D_2 est polarisé en sens inverse) a changé de sens par rapport à la séquence précédente, par suite du rebond de tension dû au flux emmagasiné dans les bobines. Les tensions aux bornes des condensateurs passent par un minimum puisqu'elles étaient à l'origine du courant I_{T1} mais les charges reprennent dès lors que le courant, ayant changé de sens, contribue à recréer les tensions V_{C1} et V_{C2} .

8^e phase : Intervalle de temps « $t_8 - t_7$ » (Fig. 13).

Dans l'état actuel de la variation de courant il faut, de plus près, observer les raisons de l'égalité $I_{D1} = I_{DH}$; cette identité n'est en fait qu'une péripétie due à la mise en série des charges de C_1 et de C_2 . Puisque l'échange d'énergie :

$$\frac{1}{2} CV^2 = \frac{1}{2} LI^2$$

conduit à inverser le sens du courant dans le circuit, il faut dissocier les sources U_{L1} et U_{L2} : ces forces électromotrices induites sont naturellement dissemblables puisque les inductances sont elles-mêmes différentes. Par contre au moment de l'inversion de sens du courant, ce dernier est commun aux deux inductions. Par conséquent :

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = L_2 \frac{di_2}{dt}$$

et la différence des tensions induites ($U_{L2} > U_{L1}$) fait que la diode D_2 se met à conduire.

Les circuits de L_1 et de L_2 sont naturellement déconnectés et C_2 se retrouve en série avec L_2 :

COMPENSATION DE L'ÉNERGIE PERDUE

On pourrait croire en observant les schémas équivalents que les échanges d'énergie entre condensateurs et bobinages se font sans perte. Il n'en est rien, car les différents circuits sont résistants.

La recharge de l'énergie perdue se fait au niveau de C_1 quand ces séquences isolent de la masse le primaire L_p du transformateur T_1 (voir Fig. 1) et lorsque ce condensateur retourne au contraire à la masse via le thyristor Th_2 .

Cela se produit pendant la montée de la dent de scie avant que Th_1 s'amorce et aussitôt que Th_2 ou D_2 conduit.

Le courant qui en résulte dans L_p crée une impulsion qui entraîne d'ailleurs l'amorçage de Th_2 .

La tension U_1 , positive, peut atteindre environ 270 V; son débit doit permettre la déviation complète, soit plusieurs ampères, en valeur moyenne.

Au point de vue variations de tension aux bornes des enroulements de T_1 , on obtient les signaux A, B de la figure 14, en correspondance avec le courant de déviation C. Les amplitudes, non figurées, dépendent des composants et des dimensions du tube cathodique. Nous verrons des exemples, plus loin, où les formes seront légèrement différentes par suite de l'introduction dans le système de base de la figure 1 de composants annexes destinés à améliorer la déviation horizontale.

CIRCUITS DE MISE EN FORME

Un certain nombre de composants vient s'ajouter au circuit de base afin d'améliorer la forme du courant de déviation.

En particulier, le circuit L_1-C_1 est agrémenté d'un ensemble série-parallèle analogue à celui de la figure 15. Notamment, le condensateur C_3 a pour fonction d'améliorer les formes des tops de retour, par accord sur l'harmonique 2 de la fréquence « ligne »; ce procédé rendu possible si l'on accorde L_1 avec C_3 sur la fréquence « ligne » et $L_p + L_1$ sur une fréquence double. Un compromis doit être envisagé car on voit que C_1 est fractionné. Pour assurer ce double accord, une partie de L_1 est ajustable (ΔL_1 compris entre 8 et 40 μH).

Le circuit de charge de C se trouve amélioré par l'étalement du courant quasi constant pendant le temps d'aller.

L'ensemble Z_p agit plus spécialement sur l'onde de retour tandis que Z_0 limite les pointes de transition.

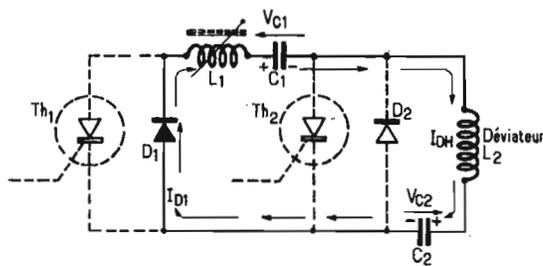


Fig. 12. — Lorsque l'échange d'énergie entre les condensateurs et les bobines font passer le courant par 0, le thyristor Th_1 se désamorce, puis le courant s'inversant, D_1 devient conducteur.

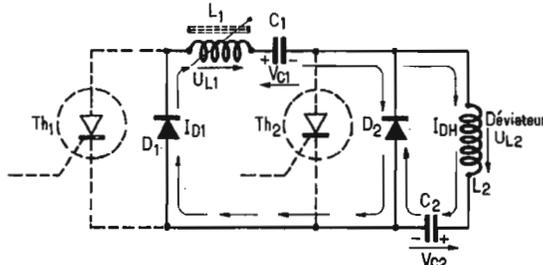


Fig. 13. — Lors de la fin du temps de retour, le courant I_{D1} contribue à la recharge du condensateur C_1 .

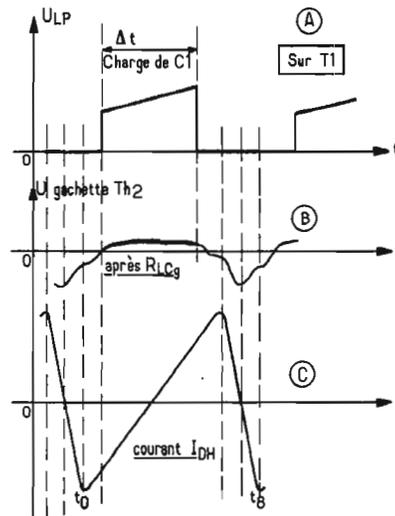


Fig. 14. — Variations de tension sur le transformateur T_1 . La tension de gâchette est déformée par les circuits de mise en forme.

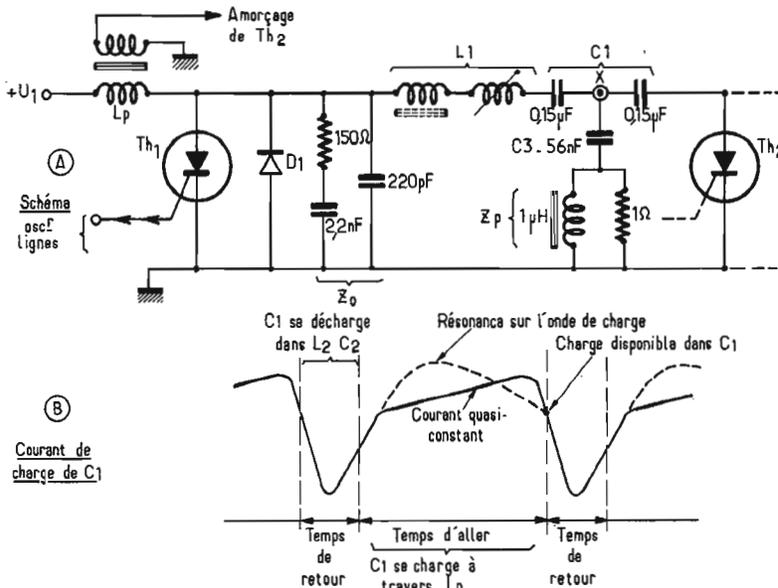


Fig. 15. — Circuits de mise en forme de la commutation.

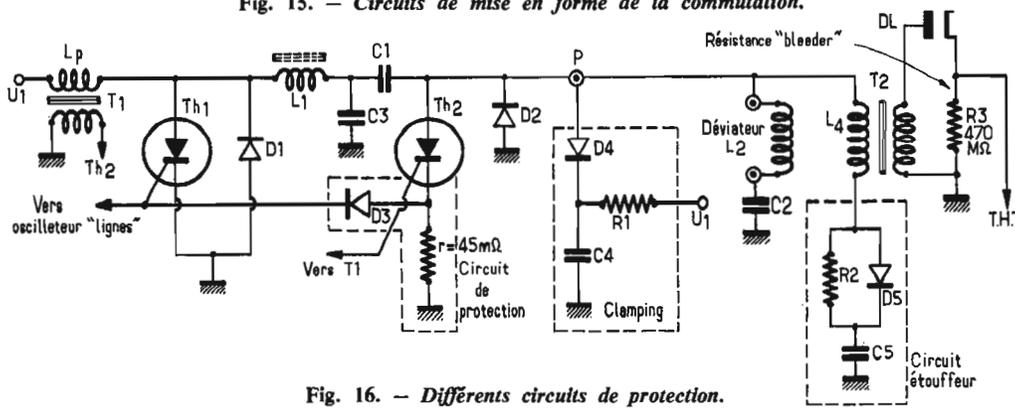


Fig. 16. — Différents circuits de protection.

nous sommes revenus au temps initial t_0 que nous définissons ici, de t_7 et nous recommençons vers t_8 un nouveau cycle de dent de scie.

Du côté de L_1 , le peu d'énergie qui reste dans l'induction de la

bobine engendre un courant totalement différent puisque L_2-C_2 sont court-circuités par D_2 . Notamment, le retour à zéro de l'alternance négative de I_{T1} (Fig. 9) se pratique beaucoup plus rapidement. Quand C_1 a repris

sa charge, V_{C1} bloque la diode D_1 et durant la prochaine montée de courant, les composants L_1 et C_1 sont totalement isolés tandis que I_{DH} poursuit sa variation dans D_2 puis dans Th_2 (voir Fig. 6 et 7).

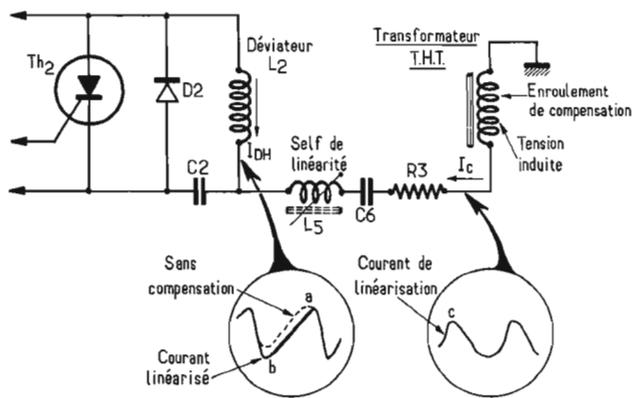


Fig. 17. — Dispositif de cadrage horizontal auquel on a associé un système de linéarisation par selfs assez simplifié.

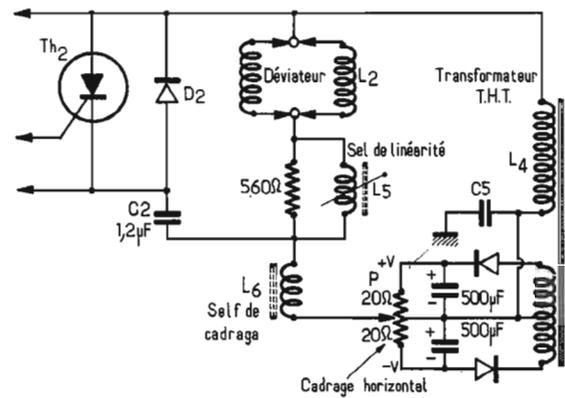


Fig. 18. — Circuit série ramenant d'un enroulement THT une composante correctrice de forme.

CIRCUITS DE PROTECTION

Il existe plusieurs systèmes dont le plus simple consiste à protéger le thyristor de balayage contre les arcs, toujours possibles dans les tubes cathodiques à forte THT. Si un tel amorçage se produit, le courant dans Th_2 risque d'être prohibitif; pour éviter cela, on place une résistance « r » assez faible (30 à 60 mΩ) en série dans la cathode (Fig. 16): quelle que soit la cause de l'élévation de courant dans le thyristor, la d.d.p. qui apparaît alors sur r est dérivée — via une diode D_3 — vers la gâchette de Th_1 aussitôt que la tension de seuil de D_3 est dépassée. r est donc ajustée de façon que le thyristor Th_1 se mette à conduire **avant** que le courant maximal admissible du thyristor de balayage ne soit atteint.

La conduction de Th_1 produit, de plus, une évacuation très rapide de l'énergie emmagasinée dans le circuit de balayage, de sorte que le thyristor Th_2 ne peut être détruit.

Trois autres circuits sont également adaptables, afin d'étouffer les suroscillations qui résultent d'un arc. Tout d'abord, citons le circuit de « clamping » parallèle D_4 - C_4 de la figure 16: C_4 se charge à la tension d'alimentation U_1 et, en temps normal, la diode D_4 est polarisée en inverse pendant la plupart du temps de balayage; à aucun moment, le potentiel du point P ne peut dépasser la tension U_1 . Si, par contre, une suroscillation élève momentanément le potentiel en P, la diode D_4 conduit mais C_4 joue le rôle d'un réservoir qui absorbe toutes les pointes; la valeur moyenne à ses bornes n'augmente guère et le thyristor n'a plus à craindre les « claquages ». Le transformateur THT placé en parallèle sur le déviateur peut également souffrir des tensions inverses induites dans le primaire et il en est de même pour les composants situés

en parallèle. Le circuit « étouffeur » a donc pour but d'amortir les suroscillations en plaçant une résistance R_2 non négligeable en série avec le primaire du transformateur THT. Toutefois, pour le fonctionnement normal, une diode D_3 court-circuite cette résistance.

Enfin une résistance « bleeder » de l'ordre de 500 MΩ est placée après la diode redresseur THT: elle permet de ramener à zéro la THT en cas de coupure momentanée ou à l'arrêt de l'appareil.

LINÉARISATION DE LA DÉVIATION

Les signaux que nous avons évoqués au cours du texte ne sont jamais aussi beaux dans la réalité: notamment la linéarité de la dent de scie serait illusoire si l'on ne prévoyait pour redresser la seconde moitié de balayage un circuit correcteur.

Le courant I_{DH} serait plus arrondi sans compensation: voir signal « a », figure 17. En ajoutant, à la charge du condensateur C_2 , une composante « c » filtrée à la fréquence « ligne » par le circuit série L_3 - C_6 - R_3 et issue d'un enroulement du transformateur THT, on redresse la dent de scie pour la rendre linéaire (voir signal « b »). L'accord de L_3 donne la forme souhaitée à la composante I_c de correction.

Dans bon nombre d'équipement, le système précédent s'avère inutile; on se contente d'une simple self de linéarité — en série avec le déviateur lui-même dédoublé — en 2 bobines symétriques. Ce montage est généralement associé à un dispositif de cadrage analogue à celui de la figure 18. La self de cadrage L_6 a pour but de limiter l'amortissement du potentiomètre P en parallèle sur C_2 . Les tensions $\pm V$ engendrent dans le déviateur un courant de repos qui décale à

droite ou à gauche l'ensemble des « lignes » selon la position du curseur P; ces tensions sont issues du transformateur, redressées, puis filtrées.

RÉGULATION THT

Si l'on ne règle pas d'une certaine façon la tension d'alimentation, l'image va changer de dimensions avec le contraste et la luminosité. Or, vu les tensions et courants engagés dans le système de balayage, on doit procéder autrement. De plus, on doit englober la régulation de l'amplitude et celle de la THT.

Différents procédés peuvent être employés, selon que l'on prend la référence **avant** ou **après** le transformateur THT. Dans le montage de base de la figure 19, la tension de référence est prélevée aux bornes du condensateur de balayage C_2 (« booster » série). Un potentiomètre P_1 en dose judicieuse-

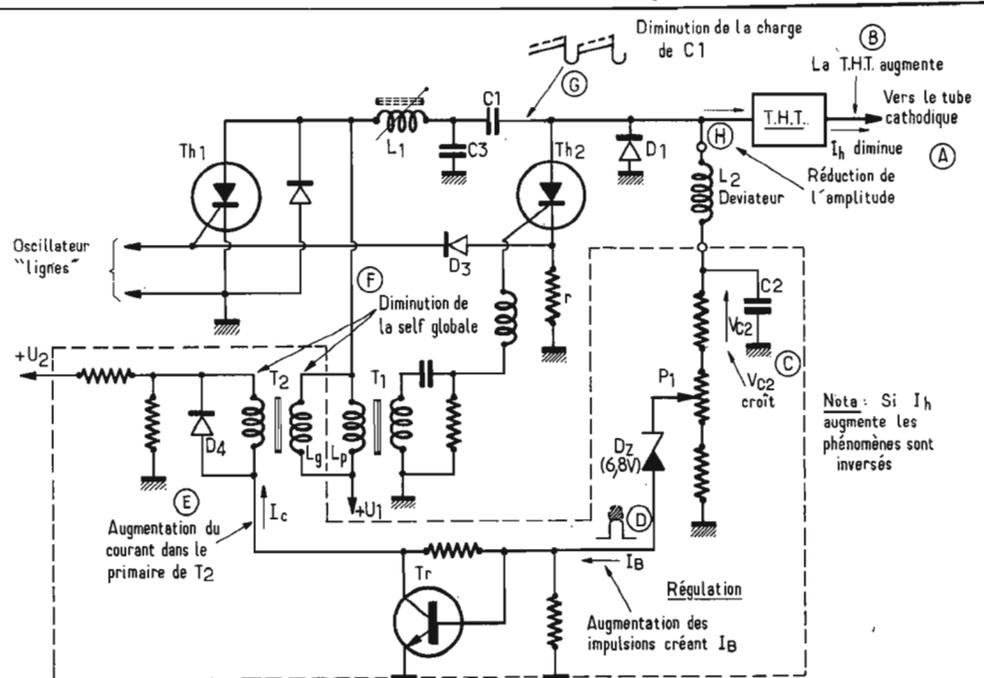
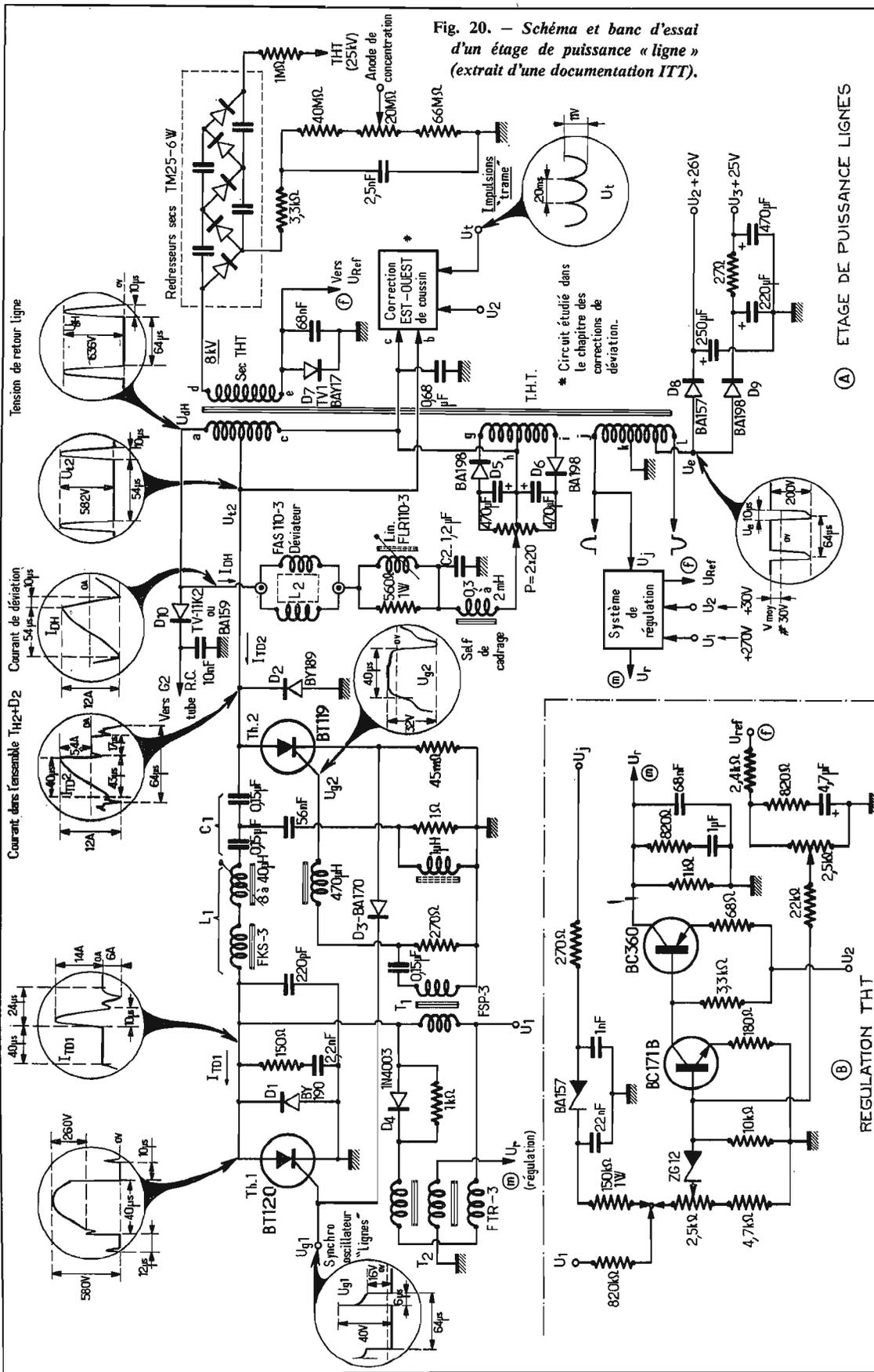


Fig. 19. — Mécanisme de la régulation d'amplitude « lignes » et de THT dans le cas où le courant THT diminue anormalement ou si l'amplitude horizontale vient à croître.

Fig. 20. - Schéma et banc d'essai d'un étage de puissance « ligne » (extrait d'une documentation ITT).



réduction de l'impulsion de retour de ligne donc une diminution de la THT, phénomène en opposition avec l'augmentation initiale. On a donc bien, ici, une régulation THT globale.

BASE DE TEMPS « LIGNES » COMPLÈTE A THYRISTORS

Nous pouvons voir regroupés, figure 20, la majeure partie des circuits exposés ci-dessus. Certains systèmes de protection ont été néanmoins jugés inutiles. Par contre on remarquera un système de régulation THT particulièrement soigné : la tension de référence est tirée sur le « pied » de la THT, au secondaire du transformateur THT qui se trouve englobé dans la protection. On utilise un amplificateur à 2 transistors (BC171B et BC360) avant d'appliquer le signal de correction d'amplitude sur le transducteur FTR-3 à noyau saturé. Il faut remarquer que l'ensemble tient compte de 3 informations :

- 1° La tension prélevée en f que nous appelons tension de référence et qui est issue de la THT.
- 2° La tension de retour de ligne qui, prélevée en f , donne une relation directe avec l'amplitude de la déviation horizontale.
- 3° La tension d'alimentation issue du secteur U_1 , laquelle se monte à 270 V environ.

En particulier, le ronflement, les dérives « secteur » sont régulées quant à leur effet secondaire sur les dimensions de l'image (la largeur ne varie pas plus de 1% dans tous les cas de dérive possible).

Le transformateur THT prévoit un abaissement de la tension de retour appliquée sur l'ensemble diode D_2 et thyristor Th_2 (enroulement ac et bc). La fiabilité de ces composants se trouve accrue. On remarquera les oscillogrammes reportés sur la figure 20 : les tops de retour atteignent toutefois près de 600 V sur les semi-conducteurs, mais il ne faut pas perdre de vue que cela résulte d'un courant de déviation assez prodigieux de 12 A !

Le transformateur THT contribue à créer les tensions auxiliaires U_2 et U_3 , la seconde étant réservée aux circuits de réception FI.

Le redressement THT est assuré par un ensemble de redresseurs secs montés en « greiner » ; une partie de la tension accumulée sert à l'alimentation de l'anode de concentration.

ment l'amplitude, laquelle réagit sur les dimensions de l'image. La diode D_2 ne laisse passer que les crêtes du signal apparaissant sur C_2 ; le courant résultant est amplifié par T_r avant d'être appliqué sur un transformateur à noyau saturé, placé en parallèle

sur le transformateur T_1 . L'ensemble L_g/L_p en parallèle varie en inductance dans le même sens que le courant THT : si ce dernier augmente, T_2 est moins saturé et L_g/L_p croît. Par contre, si T_h diminue ou si la THT augmente ou, encore, si V_{C2} croît

(l'amplitude « lignes » augmentant), on a le cas précis de la figure 19 : la self globale L_g/L_p diminue, ce qui modifie les conditions d'accord avec l'ensemble de C_1 et de C_3 et ce qui — L_1 étant réglé dans le bon sens — diminue la charge de C_1 . Il en résulte une

Roger-Ch. HOUZÉ,
professeur à l'E.C.E.

Bibliographie : Documentations Sescos, I.T.T., Vidéo et Sylvania.
Articles de M. J.-C. Demarque parus dans la revue d'application du groupement I.T.T., Laboratoire central d'application TV.

la chaîne stéréophonique

DUAL HS 42



LA chaîne HS42 fait partie des équipements destinés aux amateurs ayant un budget limité à consacrer à la stéréo, catégorie qui représente à l'heure actuelle la grande majorité de la clientèle potentielle. Cette chaîne est complète, elle comporte une platine à changeur automatique, un amplificateur de 2×8 W eff. et une paire d'enceintes CL12. Les caractéristiques sont très satisfaisantes, même pour la puissance, car l'expérience montre que le niveau d'écoute est très satisfaisant avec 2 W en appartement.

PRESENTATION

La platine, du type 1216HIFI, est disposée sur le coffret de l'amplificateur, elle est protégée par un capot en matière plastique fumé. L'ensemble est à angles vifs, la face avant de l'amplificateur est très dépouillée, sans que cela nuise à l'harmonie de la chaîne.

Les différentes commandes sont alignées horizontalement au milieu du panneau avant.

De la gauche vers la droite sont disposés le sélecteur de sources, la commutation monostéréo, les potentiomètres de volume, des correcteurs graves et aigus, la balance, la mise en marche surmontée d'un voyant de contrôle, et le jack pour casque, d'un emploi peu usité chez nos voisins d'outre-Rhin et pourtant si commode. A l'arrière, les raccordements enceintes, tuner et magnétophone se réalisent à travers les prises au standard DIN. Le répartiteur de tension n'est pas accessible de l'extérieur, ce qui est dommage. La platine Dual 1216HIFI à 3 vitesses est intéressante à plus d'un titre. Son fonctionnement est automatique ou manuel, avec toutes les commodités installées : lift, réglage de vitesse dans une plage de $\pm 3\%$, anti-skating, sélecteur de diamètre de disques.

La cellule de lecture est ici une Dual céramique HIFI CDS700, mais il est possible d'utiliser une cellule de lecture Shure M75D magnétique en la raccordant à un préampli correcteur RIAA type TVV46 que l'on disposera à l'intérieur du coffret.

L'entraînement est classique, le moteur entraîne une poulie qui transmet le mouvement au plateau de 270 mm de diamètre.

La force d'appui de la cellule est réglable entre 0 et 5,5 g.

La technique et la technologie utilisées ici sont sans fioritures inutiles, l'ensemble est conçu de façon simple afin de permettre une longue utilisation sans ennui.

Les enceintes sont plaquées d'une couche de bois au ton chaud. Le haut-parleur est d'impédance 4 Ω , sa gamme de reproduction s'étend de 60 à 18 000 Hz. Le raccordement est prévu avec des câbles de longueur de 4 mètres.

CARACTERISTIQUES

Platine Dual 1216 HIFI.
Trois vitesses : 33, 45, 78 tr/mn.
Fonctionnement : automatique à changeur 33-45 tr/mn, ou manuel
Entraînement : par moteur 4 pôles.
Réglage de vitesse : 1/2 ton ($\pm 3\%$).
Lift : à fonctionnement hydraulique.

Cellule de lecture : céramique HIFI type CDS700.

Pression d'appui : 0-5,5 g, avec réglage de l'antiskating.

Amplificateur. Puissance de sortie : 2×8 W eff. sur 4 Ω , à 1 kHz les deux voies chargées. Bande passante : 45 Hz-30 kHz. Entrées : PU céramique, 130 mV/560 k Ω ; tuner, 360 mV/470 k Ω ; magnétophone, 360 mV/470 k Ω . Correcteurs de tonalité : graves, +13 -16 dB à 50 Hz ; aigus, ± 16 dB à 15 kHz.

Rapport signal/bruit : > 55 dB.
Réglage du niveau : à correction physiologique.

Réglage de balance : plage de + à -60 dB.

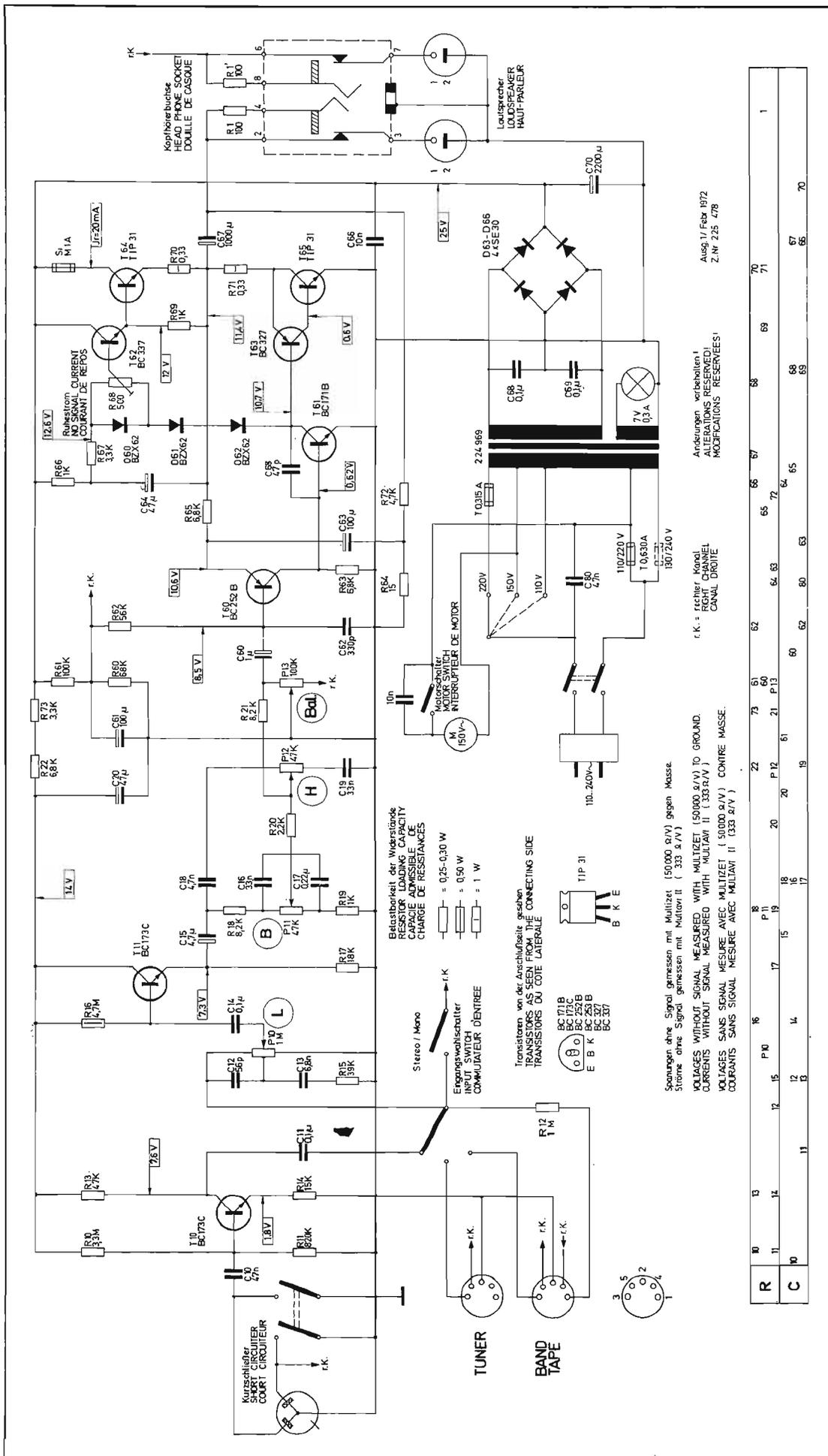
Sorties enceintes : impédance HP 4 Ω .
Prise casque : basse ou haute impédance.

Platine. Rapport signal/bruit (rumble) : > 35 dB.

Séparation des canaux (cellule CDS700) : ≥ 20 dB.
Réglage de la force d'appui : 0-5,5 g.

Mécanisme manuel ou changeur automatique 33-45 tr/mn.

Enceintes. Puissance admissible, 12 W.



H.P. de 200 mm de diamètre, bande passante 60-18 000 Hz. Encombrement : chaîne HS42, 420 × 385 × 205 mm, pour un poids de 11,9 kg ; enceintes, 363 × 230 × 162 mm, pour un poids unitaire de 3,8 kg.

DESCRIPTION DES CIRCUITS (voir schéma)

Les signaux issus de la cellule de lecture sont dirigés vers un étage préamplificateur. Ils traversent le condensateur C10, et parviennent sur la base du transistor préamplificateur T10, monté en émetteur commun.

La sortie collecteur de ce transistor est couplée à travers le condensateur C11, vers l'entrée des circuits correcteurs de tonalité, en traversant préalablement la commande de volume, le potentiomètre P10 à prise de correction physiologique reliée au réseau C12-C13-R15.

Ces circuits sont raccordés également après sélection de source, au tuner ou au magnétophone de reproduction, l'enregistrement des signaux issus de la platine tourne-disque ou du tuner est réalisé à travers la résistance R12 et 1 MΩ.

La commutation mono-stéréo est réalisée avant l'attaque du potentiomètre de volume. Les signaux issus du curseur de ce dernier traversent C14, puis sont appliqués sur la base du transistor T11, étage séparateur monté en émetteur follower qui isole les entrées des correcteurs de tonalité.

Le type choisi est le Baxendall, qui précède la commande de balance. Le transistor T60 amplifie ensuite les signaux, puis à travers une liaison continue attaque le T61. Les étages de sortie sont du type quasi complémentaire, la liaison au haut-parleur s'effectue à travers un condensateur de 1 000 μF. La rétroaction globale est ramenée sur l'émetteur de T60 à travers le réseau R72-R64-C63. La protection est assurée par fusible série au niveau des transistors de sortie.

ECOUTE

Les qualités de cette petite chaîne sont très bonnes, compte tenu de sa catégorie. L'amplificateur a une dynamique convenable, de bonnes attaques, que les enceintes reproduisent très correctement, sans coloration excessive. L'ensemble constitue une bonne chaîne stéréo de début.

Ausg. 11. Febr. 1972
Z.Nr. 225 478

Änderungen vorbehalten!
ALTERATIONS RESERVED!
MODIFICATIONS RESERVEES!

r.k. = rechter Kanal
RIGHT CHANNEL
CANAL DROITE

Spannungen ohne Signal gemessen mit Multizet (50000 Ω/V) gegen Masse.

Strome ohne Signal gemessen mit Multitor II (333 Ω/V)

VOLTAGES WITHOUT SIGNAL MEASURED WITH MULTIZET (50000 Ω/V) TO GROUND.

CURRENTS WITHOUT SIGNAL MEASURED WITH MULTITAM II (333 Ω/V)

VOLAGES SANS SIGNAL MESURE AVEC MULTIZET (50000 Ω/V) CONTRE MASSE.

COURANTS SANS SIGNAL MESURE AVEC MULTITAM II (333 Ω/V)

Belastbarkeit der Widerstände
LOADING CAPACITY
CAPACITE ADMISSEBLE
CHARGE DE RESISTANCES

= 0,25-0,30 W

= 0,50 W

= 1 W

Transistoren von der Anschlussseite gesehen
TRANSISTORS AS SEEN FROM THE CONNECTING SIDE
TRANSISTORS DU COTE LATERALE

BC 171 B
BC 252 B
BC 337
E B K

BC 73 C
E B K

R	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	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
---	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	-----

L'AMPLIFICATEUR SANSUI AU 505



LA partie centrale d'une chaîne haute fidélité est l'amplificateur, maillon qui est à l'heure actuelle de qualité très largement supérieure à celle de la source ou des enceintes. Le choix d'un amplificateur Hi-Fi peut être dicté non seulement sur l'examen de ses performances, mais sur sa catégorie de puissance et ses possibilités de raccordement aux nombreux maillons d'une chaîne.

L'amplificateur AU505 se classe en puissance majeure, 2 x 25 W, ses caractéristiques sont excellentes et ses possibilités de raccordement très étendues. Il constitue l'appareil autour duquel on réalise une chaîne Hi-Fi aux performances très intéressantes.

CARACTERISTIQUES

Puissance de sortie : 2 x 23 W eff. sur charges de 8 Ω à 1 kHz, les deux voies chargées, 35 + 35 W eff. sur 4 Ω à 1 kHz charge appliquée sur une voie.

Bande passante à 2 x 12 W sur 8 Ω : 20 Hz - 20 kHz.

Distorsion harmonique à 2 x 12 W : < 0,5%.

Distorsion par intermodulation : à 60 Hz - 7 000 Hz 4/1, < 0,5%.

Bande passante au niveau d'écoute moyen sur entrée AUX : 20 Hz - 60 kHz ± 2 dB.

Impédance de sortie : 4-16 Ω.

Sensibilité des entrées : PU magnétique : 3 mV/50 kΩ ; microphone, 4 mV/50 kΩ ; tuner, 200 mV/50 kΩ ; auxiliaire, 200 mV ; magnétophone, DIN et CINCH, 200 mV/50 kΩ.

Sorties : 2 paires d'enceintes commutables simultanément ou séparément ; enregistrement DIN et CINCH, 30 et 200 mV ; casque de type dynamique.

Correcteurs de tonalité : ± 13 dB à 50 Hz ; ± 10 dB à 10 kHz.

Correction physiologique commutable : à - 30 dB, + 10 dB à 50 Hz, + 8 dB à 10 kHz.

Filtres : passe haut, - 10 dB à 50 Hz ; passe bas, - 10 dB à 10 kHz. La pente de ces filtres est de 6 dB par octave.

Rapport signal sur bruit : norme IHF, > 70 dB sur PU et micro, > 75 dB sur auxiliaire.

Séparation des canaux : phono, > 50 dB ; aux. > 50 dB.

Alimentation : 110-117, 220-240 V 50/60 Hz.

Consommation maximale : 120 W.

Encombrement : 115 x 407 x 278 mm.

Poids : 8 kg.

PRESENTATION

Sansui aime la couleur noire pour les faces avant de ses appareils, qui confère une touche « maison » à la manière de certaines voitures d'entre les deux guerres. L'aspect est sobre, rehaussé par le boîtier aux flancs de bois. Les différents boutons sont disposés en ligne, et l'on est en présence d'un appareil discret.

Les commandes sont installées de façon à former deux lignes horizontales, l'une audessus visible avec les boutons polis qui contrôlent successivement de la gauche vers la droite la sélection des enceintes couplé à l'interrupteur de mise sous tension, les correcteurs de tona-

lité et la balance, le volume et la sélection de sources.

Sur la ligne inférieure sont disposés le jack casque stéréo, les interrupteurs à levier insérant les filtres passe haut et passe bas, le petit voyant de mise sous tension, les interrupteurs du correcteur physiologique, mono-stéréo, monitoring, la prise DIN magnétophone, le jack microphone, et l'interrupteur commutant l'entrée tuner.

Au dos de l'appareil, les raccordements sont au standard CINCH, mis à part les enceintes que l'on boucle par des poussoirs à ressort pour fil simplement dénudés. Les fusibles de protection réseau et enceintes sont accessibles sur ce panneau, ainsi que le répartiteur réseau, et deux prises pour d'autres maillons de la chaîne sont installés, de puissance 150 W, l'une directe l'autre commandée à la mise en route de l'amplificateur.

L'implantation des différents éléments dans le châssis est réalisée de façon aérée, le transformateur d'alimentation est logé à l'écart, et le radiateur des tran-

sistors de puissance est disposé de façon à dissiper librement ses calories sans les rayonner sur les circuits voisins, et des blindages efficaces protègent les circuits bas niveau. Les composants sont de bonne qualité, les résistances toutes à tolérance de 5 %, la conception des circuits est classique et éprouvée.

Le tableau I indique les raccordements à l'appareil.

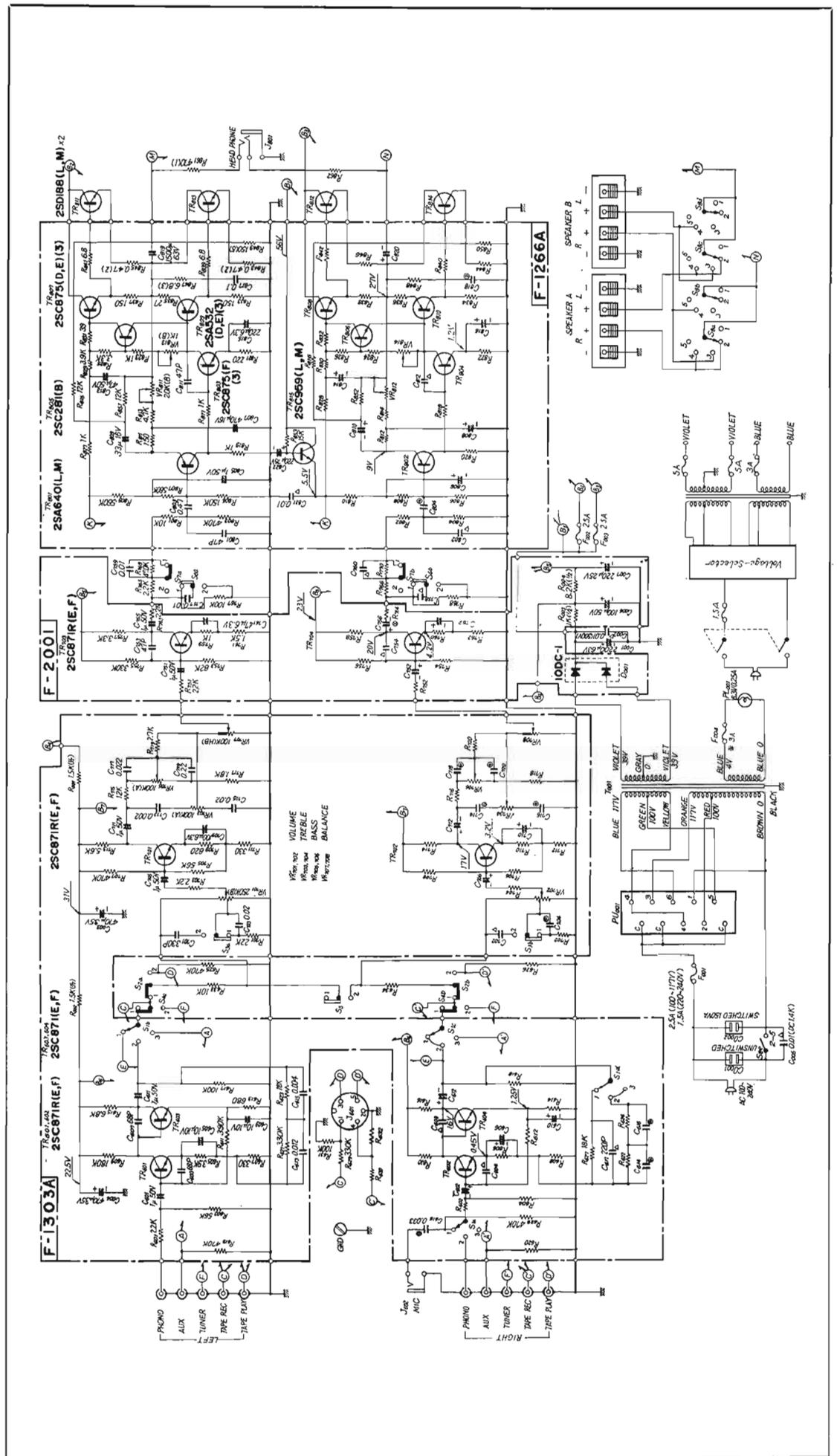
DESCRIPTION DES CIRCUITS (Fig. 1)

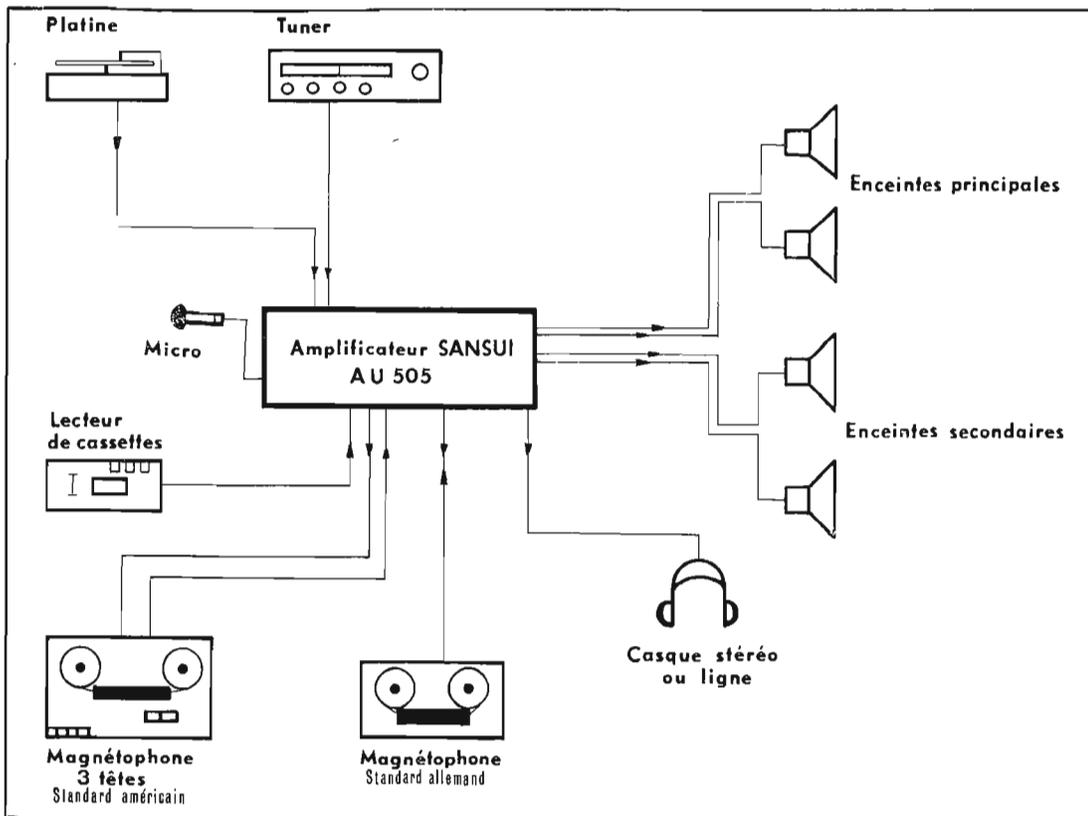
Les circuits sont constitués par les préamplificateurs micro à correction RIAA, les correcteurs de tonalité et les filtres, et les amplificateurs de puissance. Les signaux du microphone ou de la cellule de lecture sont commutés sur l'entrée bas du transistor TR₆₀₂ (voie du bas), en passant par le réseau C₆₁₈-R₆₂₈ puis R₆₀₂-C₆₀₂ lorsqu'ils parviennent du microphone. L'étage est soumis à une contre-réaction locale et globale, le collecteur est relié en continu à l'étage suivant le transistor TR₆₀₄. La contre-réaction globale est ramenée via le condensateur de liaison C₆₁₂ à travers le réseau R₆₂₇-C₆₁₇ sur l'émetteur de TR₆₀₂ lorsque le microphone est en service, à travers le réseau R₆₂₂-R₆₂₄-C₆₁₄-C₆₁₆ à la lecture pick up par cellule magnétique.

A la sortie du préamplificateur, les signaux sont soumis à l'action de la commutation mono-stéréo et dirigés vers les correcteurs et vers l'enregistrement. A cet endroit nous rencontrons le sélecteur de sources, dont les signaux sont d'un niveau suffisant pour l'attaque des correcteurs, et l'inverseur de monitoring que l'on utilise pour contrôle d'enregistrement si le magnétophone dont on dispose est muni de 3 têtes.

La prise DIN est disposée en parallèle sur les prises CINCH, les signaux enregistrement lui parvenant sont atténués pour répondre aux dispositions de la norme de 200 à 30 mV par le pont R₆₃₀-R₆₃₂, ce qui n'améliore certes pas le rapport signal/bruit, mais ces dispositions sont généralisées sur tous les appareils par la norme DIN.

Nous rencontrons ensuite le correcteur physiologique, qui insère sur la prise du potentiomètre de volume VR₇₀₂, le réseau C₇₀₂-C₇₀₄-R₇₀₂. Les signaux sont amplifiés avant l'attaque des correcteurs de tonalité par le transistor TR₇₀₂, afin de disposer d'un bon rapport signal/bruit. En sortie des réseaux des correcteurs, les signaux sont contrôlés par le potentiomètre de balance VR₇₀₈, puis amplifiés par le transistor TR₇₀₄ dont le collecteur comporte les filtres





passé-haut et passé-bas. Attaque ensuite du préamplificateur du bloc de puissance, le transistor TR_{902} , dont l'alimentation ainsi que celle des bases des drivers est contrôlée par le circuit « anti-clics » de démarrage. Ce circuit comporte le transistor TR_{815} en série avec l'alimentation, sa tension base s'établit progressivement lors de la charge de C_{822} et la tension s'établit progressivement sur les bases des petits étages. En sortie collecteur de TR_{802} , la liaison au pré-driver TR_{804} est continue. Le transistor TR_{806} avec R_{824} - R_{826} polarise les étages de sortie sans distorsion de croisement. Les signaux parviennent aux drivers TR_{808} - TR_{810} , puis aux transistors de sortie TR_{812} - TR_{814} , la contre-réaction est assurée par R_{816} - C_{810} - R_{812} , et un bootstrap est installé, C_{814} - R_{828} - R_{830} . La liaison aux enceintes est réalisée à travers le condensateur C_{320} . L'alimentation est filtrée simplement après redressement double alternance elle comporte un fusible de protection série sur chaque voie.

MESURES

La conclusion de nos mesures peut s'énoncer maintenant, avant de détailler les chiffres. Nous sommes en présence d'un excellent appareil, dont les performances sont souvent meilleures que celles annoncées, le constructeur ayant indiqué certainement les valeurs minimales obtenues. La puissance maximale mesurée est de 2×25 W eff. sur charges

de 4 Ω , les deux voies en service simultanément à 1 kHz.

Pour cette puissance, le taux

de distorsion harmonique est de 0,6 % à 40 Hz, de 0,55 % à 1 kHz, de 0,6 % à 20 kHz.

microphones

Primo

TOKYO JAPON



DM 1315
DYNAMIQUE



UD 841
DYNAMIQUE



CMU 506
CONDENSATEUR



UD 876
DYNAMIQUE

SONORISATION

- DM 1315 OMNIDIRECTIONNEL - 200 ohms (magnétophones à télécommande avec commutateur pour circuit extérieur, cassettes, sonorisations foraines ou de plein air).
- UD 841 UNIDIRECTIONNEL - 500 ohms ou 50.000 ohms (magnétophones, cinéma parlant d'amateur - sonorisations foraines).

RADIODIFFUSION-HAUTE FIDÉLITÉ

- CMU 506 UNIDIRECTIONNEL 600 Ω - 20 hz 20 kHz - prise de son alimentation incorporée
- UD 876 UNIDIRECTIONNEL - 70 à 15.000 Hz avec commutateur pour circuit extérieur (chanteurs - orchestres). se montent sur pied ou de table.

Demandez documentation 70-40-02 et 69-40-01.

Autres modèles pour applications diverses - Autres productions : casques d'écoute.

MATÉRIEL RIGOREUSEMENT CONTRÔLÉ ET SÉLECTIONNÉ PAR LES LABORATOIRES LEM.

FAITES CONFIANCE EN LEM

LEM

REPRÉSENTANT POUR LA FRANCE
127, avenue de la République
92320 - CHATILLON (FRANCE)
Tél. : 253.77.60 + - 655.36.37 +
Télex : OMITEL 68461 F/175

La bande passante à la puissance maximale s'étend de 20 Hz à 70 kHz à - 3 dB, valeur très en deçà de celle citée dans les caractéristiques. Nous avons relevé toujours pour la puissance ci-dessus, un taux de distorsion par intermodulation de 0,7% pour les fréquences 50/6 000 Hz en rapport 4/1.

A 2×12 W eff. sur 8 Ω , la distorsion harmonique est de 0,18%, l'intermodulation de 0,2 % ; cette puissance est celle pour laquelle le constructeur donne les taux de distorsion. Là également les chiffres sont bien meilleurs. La correction RIAA s'écarte de ± 1 dB de la valeur typique, très bon résultat.

Les correcteurs de tonalités couvrent une plage de réglage de $\pm 13,5$ dB à 50 Hz, ± 11 - 12,8 dB à 10 kHz ; les filtres passe-haut et passe-bas ont des courbes conformes à celles publiées.

Le correcteur physiologique relève la courbe de + 7 dB à 50 Hz, + 6 dB à 10 kHz ce qui convient à une écoute à bas niveau.

La sensibilité des entrées est toujours meilleure que celle annoncée, 2 mV sur PU, 3 mV pour le micro, 150 mV auxiliaire, 180 mV magnétophone.

Le rapport signal/bruit atteint sur PU 71 dB, valeur intéressante, et 75 dB sur AUX et tuner.

L'utilisation du microphone est possible en mono seulement ; pour l'emploi de deux paires d'enceintes alimentées simultanément, il est nécessaire de disposer d'enceintes 8 Ω pour ne pas que l'impédance résultante descende en dessous de 4 Ω .

ECOUTE

L'écoute a confirmé les bonnes impressions des mesures. Amplificateur raccordé à une platine et des enceintes de qualité, nous avons réalisé de bonnes écoutes. L'action des filtres est très énergique, la puissance disponible assez importante pour transmettre les attaques avec précision, et assurer un très bon rendu des registres sonores.

CONCLUSION

L'amplificateur Sansui AU505 peut être considéré comme un maillon Hi-Fi de très bonne qualité, qui permet de constituer une chaîne de puissance moyenne à hautes performances.

La réalisation est soignée, notre critique portera essentiellement sur le choix d'une protection non électronique par fusibles, caractéristique aujourd'hui dépassée. Par ailleurs le montage du circuit « anti-clic » de démarrage se révèle d'une efficacité totale, et l'appareil ne comporte aucune lacune dans l'étendue de ses possibilités.

J.B.

GÉNÉRATEURS DE FONCTIONS A CIRCUITS INTÉGRÉS « EXAR »

(suite voir n° 1416)

DANS le précédent article publié dans le « Haut-Parleur » d'août 1973, on a donné les schémas théoriques et les détails du montage du générateur de fonctions réalisé avec deux circuits intégrés EXAR type XR205 permettant d'obtenir des signaux de formes diverses modulés ou non, par des signaux de même forme ou de formes différentes en amplitude ou en fréquence ou les deux à la fois.

A la fin de l'article précédent on a indiqué la possibilité additionnelle de prévoir un signal de modulation à fréquence variable. Le schéma de ce montage facultatif est donné à la figure 9, la première du présent article. Dans celle-ci remplaçant celle du précédent article, on a intercalé entre le point 13 de CI₁ et le curseur du potentiomètre R_B de 5 kΩ, une résistance R_C égale à R₂₈ dans les deux variantes du montage ; avec une alimentation R_C = 1 kΩ, avec deux alimentations R_C = 3,9 kΩ.

Voici maintenant la suite de notre description :

CONSTRUCTION

Le « kit » comprend les deux CI, XR205 et la platine imprimée dont les dimensions sont minimales pour un montage aussi important : 140 × 75 mm.

A la figure 10 on donne le dessin conforme de cette platine sur lequel on a reproduit la face correspondant aux composants tandis que les connexions imprimées de l'autre face, apparaissent par transparence.

En observant la figure 10 et en tenant à la main la platine avec la face des composants (dite face supérieure) vers soi, on pourra trouver immédiatement l'emplacement de chacun des composants R, C et CI ainsi que les deux ajustables R₁₀ et R₂₂.

Les deux circuits intégrés pourront être fixés directement sur la platine mais comme chacun vaut plus de cent francs actuels, nous préférons l'emploi de supports qui seront mis en place de la même manière que les CI.

Sur la figure 10, le CI₁ apparaît à gauche et le CI₂ à droite comme dans le schéma théorique.

Les potentiomètres et les commutateurs ne seront pas fixés sur la platine mais sur un panneau avant comme on le précisera plus loin, mais R₁₀ et R₂₂, des ajustables seront soudés sur la platine.

MONTAGE DE LA PLATINE

On remarquera sur la figure 10 les points A, B, C...EE, HH, II... servant au branchement de la platine aux éléments extérieurs, avec lesquels on réalisera l'ensemble du générateur. La première opération est le montage des composants sur la platine. En se laissant guider par le plan de la figure 10, ce travail sera

d'une extrême facilité et il est inutile que nous en donnions ici plus de détails.

Lorsqu'on aura effectué proprement le montage de cette platine, avec un fer à souder adéquat pour ne pas abîmer les composants ou la platine, il ne restera plus qu'à s'occuper des éléments extérieurs.

PANNEAU AVANT

Celui-ci sera plus grand que la platine car il devra supporter les composants de réglage et les bornes. En considérant la figure 10 on voit que le panneau avant pourra être disposé perpendiculairement au plan de la platine. Déterminons ses dimensions, sa forme étant évidemment rectangulaire. Pour cela, il convient de

connaître la liste des composants qui devront être fixés sur ce panneau.

D'après le schéma théorique de la figure 5, on voit qu'il s'agira de fixer les éléments suivants :

1° S₃, commutateur à une seule galette : 3 fois 4 positions ;
2° S₂, commutateur à deux galettes : 4 fois 6 positions, ces deux commutateurs ne sont accompagnés d'aucun composant R ou C ;

3° S₁, commutateur à une seule galette, deux fois six positions, sur lequel on devra fixer les six condensateurs C₁₂ à C₁₇. De ce fait S₁ avec ses condensateurs sera plus encombrant que les deux autres commutateurs. Le condensateur de plus forte valeur est C₁₂ de 2 μF, puis vient C₁₃ de 0,68 μF, C₁₄ de 0,2 μF, C₁₅ de 68 nF, C₁₆ de 20 nF et

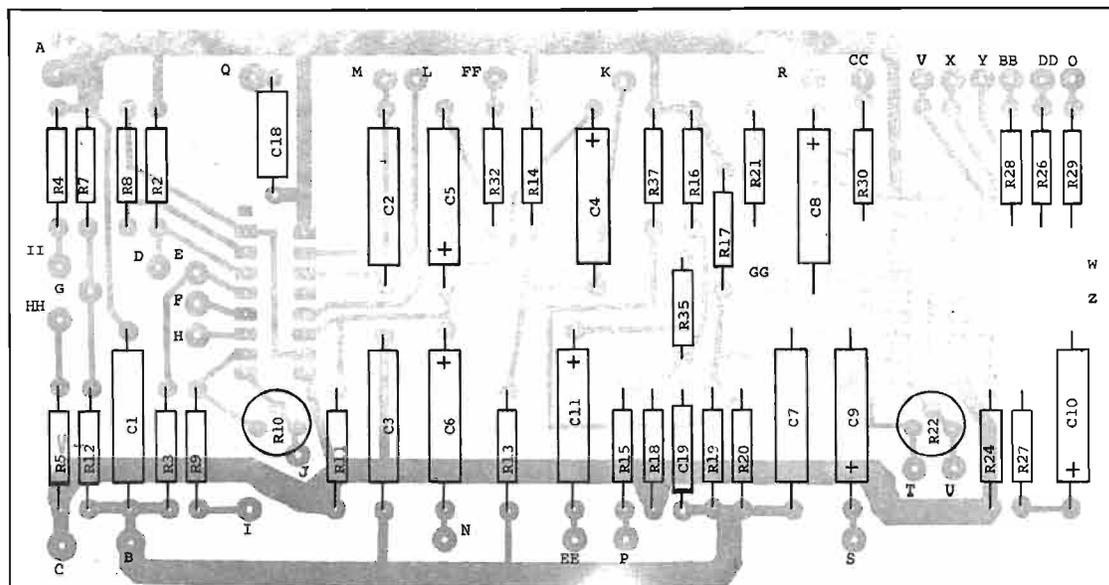


Fig. 9

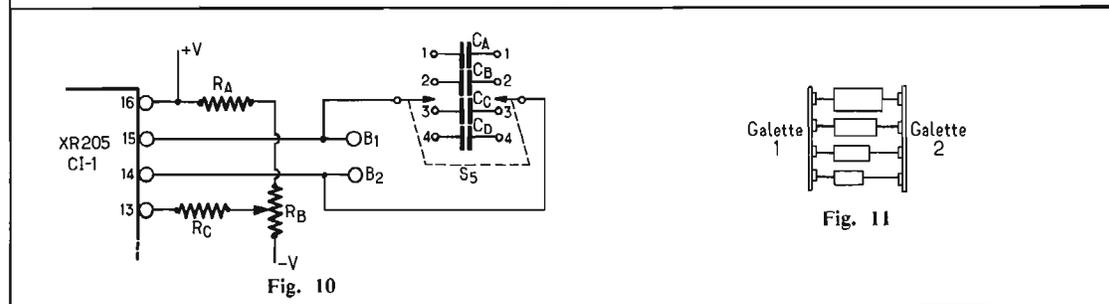


Fig. 10

Fig. 11

C₁₇ de 6,8 nF, ce dernier étant peu encombrant.

Rappelons qu'avec ces six condensateurs on ne couvrira que les gammes de 100 Hz à 150 kHz. Cette gamme globale est presque suffisante en BF et en certains montages industriels mais on pourrait désirer la rendre plus étendue encore étant donné que les CI proposés le permettent. Du côté des fréquences élevées on indique les valeurs suivantes pour les condensateurs : gamme 100 à 500 kHz, 2 nF ; gamme 300 à 1500 kHz (1,5 MHz), 680 pF. Cela exigera un commutateur à deux galettes, chacune à un pôle et huit positions. En fait, avec deux galettes de commutateur on pourrait disposer, si on le désire, jusqu'à 12 et même 13 positions. Profitons-en pour réaliser des gammes de fréquences plus basses que 100 Hz. En se contentant d'une seule : 30 à 150 Hz, on voit qu'il faudra monter une capacité de 6,8 μ F. En tout, il y aura alors 9 gammes de fréquences. La disposition à deux galettes est d'ailleurs plus commode pour le montage des condensateurs comme le montre la figure 11, ces condensateurs se trouvant alors disposés en parallèle entre eux et entourant le commutateur. Dans le montage à une galette les condensateurs se croiseraient. Finalement, nous nous décidons pour 12 gammes mais les condensateurs des gammes à très basses fréquences étant encombrants nous ne les monterons pas dans l'appareil mais nous préviendrons deux bornes de branchement sur le panneau avant. Les gammes « intérieures » seront alors au nombre de huit : première gamme

100 à 500 Hz avec 2 μ F, dernière gamme 300 à 1500 kHz avec une capacité de 680 pF. Le nombre des commutations sera alors de 9, la position 9 servant au branchement du commutateur aux deux bornes auxquelles sera connecté le condensateur extérieur.

- Les gammes TBF seront :
- (A) : 30 à 150 Hz avec C = 6,8 μ F.
 - (B) : 10 à 50 Hz avec C = 20 μ F.
 - (C) : 3 à 15 Hz avec C = 68 μ F.

Remarquons que la position 9 autorisera également la mise en place de n'importe quel condensateur extérieur donc la création de n'importe quelle gamme en TBF, BF ou HF, jusqu'à la fréquence la plus élevée de 3 MHz et parfois plus avec certains échantillons de CI₂.

- 4° S₁ : commutateur à trois positions dont une seule galette ;
- 5° potentiomètre R₁ ;
- 6° potentiomètre R₆ ;
- 7° potentiomètre R₃₁ ;
- 8° potentiomètre R₃₃.

De plus, selon le dispositif additionnel proposé par nous (voir Fig. 9 et son commentaire) il y aura lieu de prévoir encore les éléments suivants :

- 9° un potentiomètre de 5 k Ω analogue à R₃₁, associé à une résistance comme R₂₈ ;
- 10° un commutateur de gammes. Ces gammes pourront être à TBF et BF car le circuit CI₁ devra fournir la modulation du signal du circuit CI₂.

Ces gammes pourront être au nombre de quatre, par exemple les suivantes :

- gamme BF₁ : 1 à 5 Hz avec C_A = 200 μ F,

- gamme BF₂ : 3 à 15 Hz avec C_B = 68 μ F,
- gamme BF₃ : 10 à 50 Hz avec C_C = 20 μ F,
- gamme BF₄ : 30 à 150 Hz avec C_D = 6,8 μ F.

Pour éviter l'encombrement et l'augmentation exagérée des dimensions de l'appareil par l'emploi de fortes capacités des condensateurs, nous décidons finalement de prévoir, simplement deux bornes pour brancher à l'extérieur des capacités ayant les valeurs indiquées, ou toutes autres au gré de l'utilisateur s'il désire d'autres gammes. Le commutateur S₁ sera donc supprimé et le seul élément additionnel sera R_B de 5 k Ω selon la figure 9. Sur celle-ci on a également indiqué les bornes B₁ et B₂ remplaçant S₁ et les condensateurs C_A à C_D.

Le panneau avant supportera, par conséquent, 4 commutateurs, 5 potentiomètres et les bornes suivantes :

- B₁ et B₂ mentionnées plus haut,
- B₃ et B₄ pour la capacité extérieure associée à celles de S₁,
- B₅ et B₆ pour la sortie modulation (SM, voir Fig. 5),
- B₇, B₈ et B₉ pour les entrées AM et FM,

- B₁₀ et B₁₁ pour sortie du signal SS aux bornes de R₃₃,
- B₁₂ et B₁₃ pour + V et - V et B₁₇ pour la masse,

- B₁₄, B₁₅ et B₁₆ : bornes de masse, très utiles pour les travaux d'utilisation de ce générateur.

Le panneau avant, vu de la face avant (celle apparaissant avec les boutons des composants rotatifs) aura la disposition de la figure 12.

Ce panneau est réalisable en métal ou en matière isolante ou toute autre matière. Le mieux est d'utiliser un panneau métallique mais dans ce cas les bornes autres que celles de masse, devront être très bien isolées du panneau qui, lui, sera à la masse.

Bornes : à gauche + et - alimentation. Avec une alimentation unique (recommandée) le - alimentation sera à la masse ; capacité extérieure de modulation (C_A, C_B, C_C, C_D, etc.) : deux bornes isolées. Sortie modulation : une borne à la masse, l'autre isolée ; à droite, de haut en bas : condensateur extérieur pour gammes du générateur ; deux bornes isolées ; deux bornes de masse ; entrée modulation extérieure d'amplitude : une borne isolée, une à la masse ; entrée modulation extérieure de fréquence : une borne isolée, une à la masse ; sortie du signal : une borne isolée, une à la masse. Les bornes isolées sont indiquées par I sur la figure 12.

Commutateurs : S₃, S₄, S₂ et S₁. Potentiomètres : R_B, R₁, R₆, R₃₁, R₃₃.

La disposition de la figure 12 est rationnelle ayant été établie en vue d'effectuer des connexions courtes.

CABLAGE DU PANNEAU AVANT

Il s'agira d'abord de se procurer la plaquette aux dimensions 240 x 100 mm de la figure 12 et de la percer avec les trous aux diamètres convenables permettant la fixation des composants et l'isolation des bornes marquées (I).

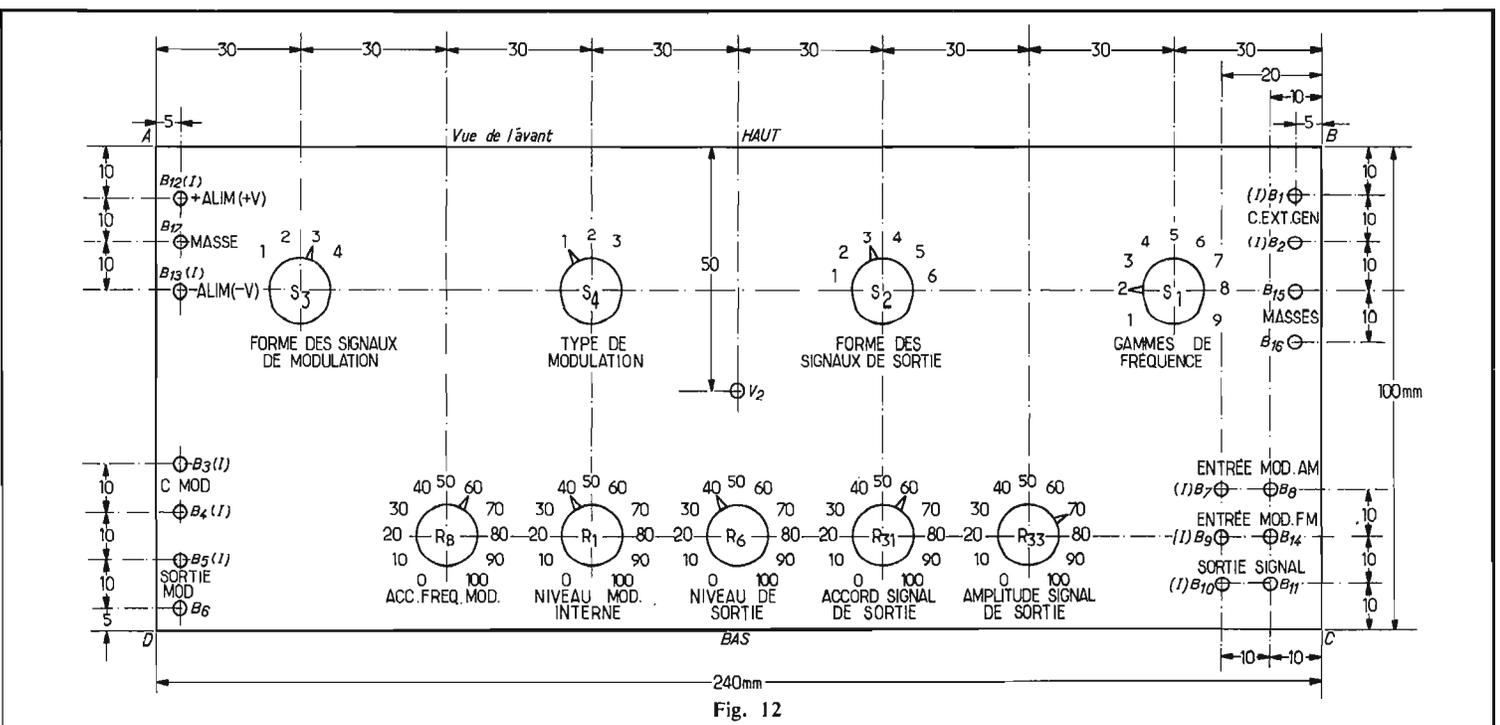


Fig. 12

Des bornes genre douilles de fiche banane ou d'autres plus luxueuses pourront être adoptées. Veiller à ce que les isolations soient excellentes et **robustes**.

Utiliser des potentiomètres d'excellente qualité, par exemple à piste moulée mais pas de potentiomètres bobinés.

Tous les commutateurs seront à galettes et du type rotatif mais des claviers à poussoirs sont également utilisables. Ils augmenteront toutefois le prix de revient sans qu'il y ait une amélioration du fonctionnement mais uniquement un aspect plus luxueux. Câbler d'abord S_1 avec les huit condensateurs d'accord (voir plus haut). Le fixer et réunir les deux bornes C. EXT. GEN, aux cosses de la position 9. Il ne restera plus alors que de réunir par des équerres, le panneau avant et la platine imprimée complètement « garnie ». Ensuite on effectuera les réunions des points marqués A, B, C, D... et AA, BB, CC..., etc. aux points correspondants des composants du panneau avant. Ainsi, à titre d'exemple : D et E à R_1 ; F, G, H, I, J, K et L, au commutateur S_3 , etc.

Relier la broche 13 du CI_1 au curseur de R_B par l'intermédiaire d'une résistance de même valeur que R_{28} . Réunir au + alimentation la borne + du panneau, les bornes de masse du panneau aux masses C de la platine, le - du panneau au -V (A) de la platine. Réunir une extrémité de R_B à la masse et l'autre au + alimentation par une résistance égale à R_{30} ; R_6 à II, HH et curseur à GG, etc. Bornes, par exemple : signal de sortie : une douille (isolée) au potentiomètre R_{33} et celui-ci au point Z ; brancher R_{34} entre les bornes B_7 et B_8 , etc. L'examen constant de la figure 5 permettra d'éviter toute erreur et omission si l'on fait bien attention et on marque d'un trait de crayon de couleur chaque branchement effectué.

COFFRET

Tout appareil électronique, en général et un appareil de mesure

en particulier, est avantageusement monté dans un coffret métallique, mis à la masse. Le coffret devra avoir des dimensions a , b , c (voir Fig. 13 (A)) dont les valeurs minima seront : $a = 244$ mm, $b = 100$ mm, $c = 104$ mm. On voit que, dans ces conditions, a et c sont légèrement plus grandes que le panneau avant et b plus grande que la largeur de la platine imprimée, qui est de 76 mm environ. Le montage constitué par la platine et le panneau avant sera introduit dans le coffret et le panneau avant apparaîtra sur la face avant du coffret dans laquelle on aura pratiqué une fenêtre de dimensions presque égales à celles du panneau. Celui-ci se fixera, alors, par quatre vis. La vis v_2 servira à la fixation de l'équerre réunissant mécaniquement le panneau avant et la platine. En (B) de la figure 13, on montre l'ensemble vu de haut avec le panneau avant (vu de profil) et la platine, vue de face dont la face supérieure (celle opposée à la face imprimée) est disposée vers l'observateur. Dans ces conditions, les composants seront visibles et on devra voir C_{10} à droite, CI_2 à droite ; CI_1 et R_5 à gauche. L'inscription **XR205** de la platine apparaîtra à l'envers, par transparence, à droite et près du panneau avant.

Pratiquement, dès que l'on aura câblé le panneau avant, on déterminera la distance d (voir (C) Fig. 13) de façon à ce que les éléments du panneau ne se trouvent pas au-dessus de la platine. Toutes les portes seront alors aérées et accessibles en cas de vérification. Faire son possible toutefois pour que les liaisons soient courtes. L'appareil étant terminé, il ne restera plus qu'à le vérifier et à l'essayer.

VERIFICATION GENERALE

Reprendre l'examen des schémas théoriques et les plans de câblage et vérifier que les connexions ont été faites sans erreurs et qu'aucune n'a été oubliée.

Il est très prudent d'essayer et de vérifier chaque composant **avant son montage**, en particu-

lier les résistances, les potentiomètres et les condensateurs. Un simple contrôleur universel permettra les vérifications et même la mesure des résistances, très utile car après leur mise en place, il est parfois dangereux pour les CI de mesurer les résistances ou de « sonner » les composants avec une tension.

MISE AU POINT

Si tout est correctement exécuté, les valeurs des composants exactes à la tolérance près, leur qualité et leurs états actuels excellents, l'appareil doit fonctionner car les CI sont vérifiés préalablement par leur fabricant. Si l'on prévoit des supports pour les CI, on pourra essayer d'abord le CI_2 sans mettre en place le CI_1 . Ce dernier sera essayé ensuite dans l'emplacement du CI_2 pour comparer les deux CI et voir lequel « monte » plus haut en fréquence ($f_{max} = f_{normal} = 4$ MHz, $f_{min} = 2$ MHz). Adopter comme CI_2 , celui qui « monte » le plus. Cet essai se fera avec une capacité extérieure aux bornes B_1 - B_2 avec S_1 en position 9. Comme réglage de mise au point, il n'y a que les deux potentiomètres ajustables (voir Fig. 5 et 10) R_{10} et R_{22} fixés sur la platine et réglables depuis la face supérieure, par tournevis. R_{10} réglera la forme du signal sinusoïdal fourni par CI_1 en vue de la modulation de CI_2 . Effectuer ce réglage de façon que ce signal de modulation soit le plus proche du signal sinusoïdal, donc présentant le minimum d'harmoniques. Avec R_{22} même genre de réglages mais il s'agira alors du signal sinusoïdal fourni par CI_2 .

DETAIL DES REGLAGES AJUSTABLES R_{10} ET R_{22}

Les réglages sont basés sur l'examen de la forme des signaux. Cet examen se fera le plus rapidement possible à l'oscilloscope mais mieux, au distorsiomètre. A la figure 14 on indique le montage de mesures à effectuer avec oscilloscope. La « source » de

signaux est dans le cas présent, l'appareil décrit dont on utilisera la sortie fournissant le signal à examiner. Ce signal sera appliqué par l'intermédiaire d'un coaxial (ou, à la rigueur par deux fils) à l'entrée V (entrée de l'amplificateur de déviation verticale, dit ampli « vertical ») en faisant attention de relier les masses ensemble. Régler l'oscilloscope sur synchronisation externe (donc par le signal à étudier) et la base de temps de manière à ce que l'on fasse apparaître deux ou trois périodes de sinusoïde ce qui revient à accorder la base de temps sur $f/3$, f étant la fréquence du signal. Régler la synchronisation pour obtenir une image stable. « Dilater » horizontalement l'oscillogramme pour pouvoir bien examiner la période du milieu des trois périodes. Régler la hauteur, la luminosité, la concentration et le centrage. Cela fait passer à la mise au point, par R_{10} d'abord. Placer S_3 en position 1, S_4 en 2. Régler R_1 pour le maximum de signal de sortie (aux bornes reliées à FF et masse, donc, les bornes « sortie modulation » : B_3 et B_6 (celle-ci à la masse)). Ce seront donc B_3 et B_6 à brancher à l'oscilloscope.

Régler R_{10} en remarquant que si R_{10} est de forte valeur (résistance élevée entre les broches 7 et 8 de CI_1) le signal visible sur l'oscilloscope est triangulaire. Si, au contraire, R_{10} est faible le signal est écourté et ressemble à un signal rectangulaire. Régler alors sur une position intermédiaire pour obtenir la plus belle forme sinusoïdale.

Lorsque la distorsion est minimale, elle sera approximativement de 2,5 % mais seul un distorsiomètre saura distinguer 2,5 % de 5 %. A l'oscilloscope, ces genres de mesures ne sont qu'approximatifs. En ce qui concerne R_{22} , le signal de sortie à brancher à l'oscilloscope ou au distorsiomètre, est aux bornes « sortie signal » B_{10} et B_{11} (celle-ci à la masse). Le signal de sortie de CI_2 non modulé est le signal porteur.

Placer S_1 en 3, S_2 en 1, S_4 en 2. Régler R_6 pour le maximum de signal porteur de sortie et R_{33} pour le maximum d'amplitude

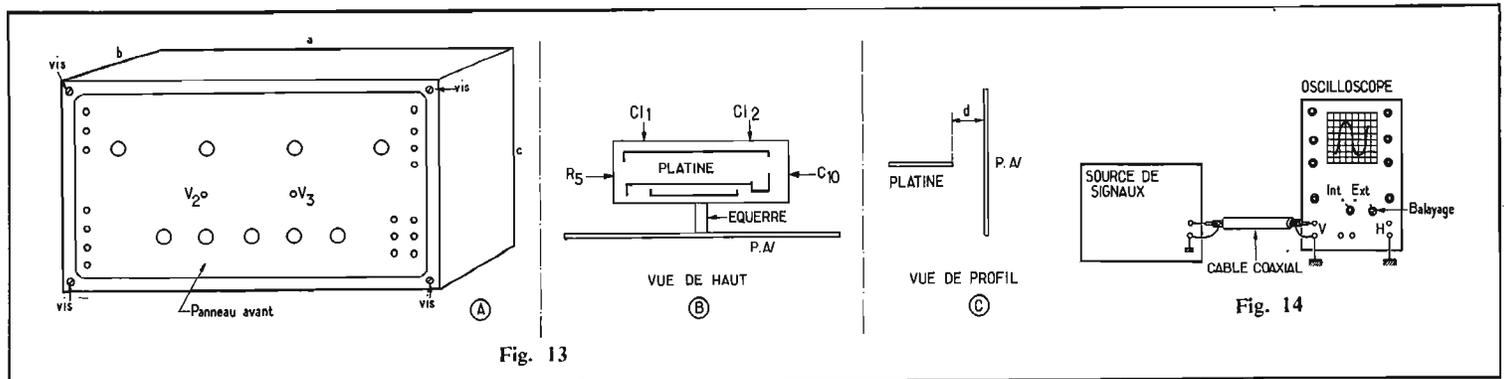


Fig. 13

Fig. 14

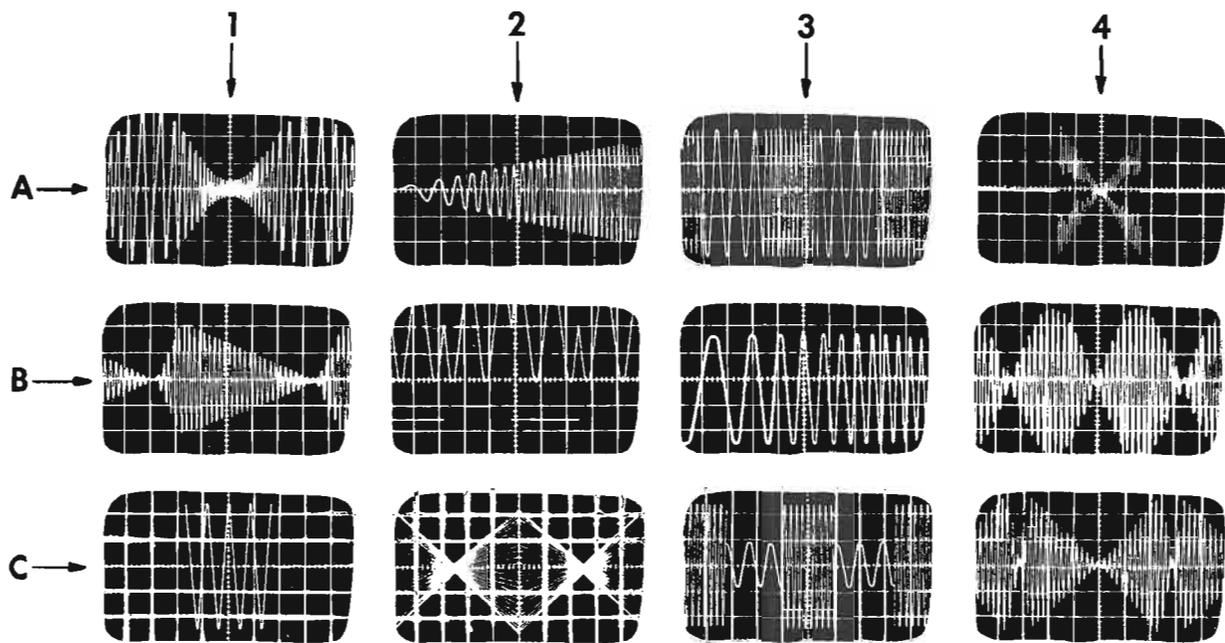


Fig. 15

la position de R_{31} étant approximativement vers le milieu de la course du curseur (division 50 s'il y a 100). L'amplitude du signal doit être alors de 2 à 3 V crête à crête.

Régler alors R_{22} pour réduire les tensions harmoniques pour observation de l'oscillogramme ou au distorsiomètre. Le minimum de distorsion est alors de 2,5 % environ.

MODE D'EMPLOI

Voici quelques indications pour les diverses applications de cet appareil très moderne et aux emplois les plus utiles et, de plus, très spectaculaires lors de l'observation des oscillogrammes lorsque l'on examine à l'oscilloscope le signal de sortie des bornes B_{10} - B_{11} (point Z de la platine et point de masse).

(A) Signal porteur de sortie non modulé

Placer S_4 en 2, régler R_6 au maximum du signal désiré. Choisir la fréquence et les niveaux avec S_2 , S_1 , R_{31} , R_{33} respectivement.

(B) FM intérieure avec f_{mod} à 1 kHz

Lorsque le condensateur C_2 (voir Fig. 5) de $0,2 \mu F$ est branché aux bornes 14 et 15 et que la borne 13 de CI_1 n'est pas branchée, on aura rétabli le montage normal, sans l'adjonction du dispositif de la figure 9.

Dans ce cas, $f = 1000$ Hz pour la modulation. Placer S_4 en 1 et régler R_6 au maximum. Choisir la forme désirée du signal « porteur » (de CI_2) et celle du signal de modulation (de CI_1) avec S_2 et S_3 . Régler R_1 pour

ajuster la déviation de fréquence. Si l'on a adopté le perfectionnement utilisant R_B (Fig. 9) mais C_2 remplacé par les bornes B_3 et B_4 (Fig. 12), mettre en place C_2 de $0,2 \mu F$ et débrancher le point 13.

(C) FM extérieure

Placer S_3 en 4, S_4 en 2 et régler R_6 au maximum. Appliquer un signal extérieur de modulation au point DD, c'est-à-dire aux bornes B_9 et B_{14} (masse) (voir Fig. 5 et 12). La source de modulation de fréquence, extérieure sera branchée en B_7 par une capacité pour couper la composante continue. Capacité inversement proportionnelle à la fréquence, par exemple 10 nF à 1000 Hz, donc 100 nF à 100 Hz, etc.

(D) AM interne sans porteuse

Placer d'abord S_4 en 3, S_3 en 4 et R_{33} au maximum. Régler R_6 pour obtenir un signal zéro en Z (bornes B_{10} - B_{11}). Choisir ensuite la forme du signal de modulation avec S_3 et l'amplitude de modulation désirée avec R_1 . Ensuite agir sur R_{33} pour régler l'amplitude du signal de sortie à porteuse supprimée.

(E) AM interne à deux bandes latérales

Procéder comme en (D) avec R_1 en position maximale. Augmenter R_6 depuis la position de zéro et diminuer R_1 pour obtenir le niveau désiré de modulation. Régler R_{33} pour l'amplitude désirée du signal de sortie de CI_2 .

(F) AM stabilisée par cristal (facultatif)

Placer un cristal à la place d'un condensateur du commu-

tateur S_1 , par exemple de C_{17} ou, aux bornes supplémentaires B_1 - B_2 si elles ont été prévues. Dans ce cas, S_1 sera en position 9. Utiliser un condensateur variable de 100 pF en série avec le cristal pour accorder celui-ci sur la fréquence désirée. Placer S_1 en 6 (ou 9), S_2 en 3, S_4 en 3 et choisir la forme du signal de modulation avec S_3 . Pour les niveaux de modulation voir (D) et (E) plus haut. S_2 restera en position de signal rectangulaire c'est-à-dire position 3.

(G) AM extérieure

Placer S_4 en 2 et S_3 en 4. Avec R_6 régler le niveau de sortie de la porteuse (signal de CI_2) et choisir la forme du signal de porteuse avec S_2 . Appliquer le signal de AM extérieur au point EE (bornes B_7 - B_8).

(H) Déviation de fréquence (balayage, wobulation)

Le montage générateur que nous venons de décrire permet une modulation en fréquence comme celle d'un wobulateur, dans un rapport de fréquences de 5 à 1 en appliquant une polarisation continue extérieure aux bornes DD et masse (B_9 et B_{14} sur le panneau avant). Si l'alimentation est double (± 12 V), la tension de modulation sera de 0 à -12 V (autrement dit le $-$ à DD et le $+$ à la masse). Si l'appareil est à la masse seule alimentation de 12 V la tension de balayage sera variable entre 0 et $+6$ V avec le point C (allant vers $-$ V) mis à la masse comme on l'a expliqué précédemment. Pour une modulation extérieure R_{31} sera approximativement placée vers le milieu de son réglage. Pour une modulation extérieure,

R_{31} sera approximativement placée vers le milieu de son réglage.

OSCILLOGRAMMES

Les oscillogrammes sont particulièrement spectaculaires pour les fervents de l'électronique, c'est-à-dire tous les lecteurs de notre revue.

Voici à la figure 15 quelques exemples d'oscillogrammes du plus heureux effet et du plus haut intérêt :

Oscillogramme A_1 : modulation AM et FM simultanée et sinusoïdales d'un signal sinusoïdal ou triangulaire.

Oscillogramme A_2 : modulation linéaire AM et FM.

Oscillogramme A_3 : modulation de fréquence avec $f_1 = 4 f_2$.

Oscillogramme A_4 : « burst » modulé (burst = salve).

Oscillogramme B_1 : modulation AM en dents de scie d'un signal sinusoïdal ou triangulaire.

Oscillogramme B_2 : modulation de phase (P.S.K.) d'un signal sinusoïdal, par un signal rectangulaire.

Oscillogramme B_3 : modulation de fréquence.

Oscillogramme B_4 : AM avec porteuse supprimée.

Oscillogramme C_1 : « burst ».

Oscillogramme C_2 : AM à TBF.

Oscillogramme C_3 : modulation AM et FM simultanées.

Oscillogramme C_4 : modulation AM en rampe avec porteuse supprimée.

Bien entendu, une infinité d'autres oscillogrammes pourront être obtenus en réglant convenablement les divers boutons de commande. Pour la modulation simultanée AM et FM, un générateur extérieur est nécessaire.

F. JUSTER.

la chaîne ITT SCHAUB LORENZ



C 1001

A côté des ampli-tuners mis sur le marché depuis le dernier Festival du Son, ITT propose une chaîne compacte aux caractéristiques Haute-Fidélité, qui comporte une platine, un amplificateur et deux enceintes à trois éléments.

Les caractéristiques générales en sont bonnes, la puissance de 2×18 W eff. et la platine à changeur automatique PE3012 à cellule de lecture Shure M75 la situent dans la catégorie intermédiaire.

CARACTERISTIQUES

Platine : PE3012 à changeur automatique. 3 vitesses : 33-45-78 tr/mn. Moteur : synchrone 4 pôles. Entraînement du plateau : par galet et poulie conique. Réglage de vitesse : $\pm 3\%$. Plateau : antimagnétique, diamètre 270 mm, poids 1,380 kg. Pleurage + scintillement : $\pm 0,15\%$ (selon DIN 45507). Rapport si-

gnal/bruit : > 56 dB (selon DIN 45544). Réglage de la force d'appui : 0-6 g. Cellule de lecture : type Shure M75D magnétique à pointe diamant Shure NB71. Force d'appui recommandée : 2,5 g.

Amplificateurs : Puissance maximale : 2×18 W. Courbe de réponse : 20 Hz-30 kHz ± 3 dB. Distorsion harmonique : $\leq 0,3\%$. Correcteurs de tonalité : ± 15 dB à 45 Hz ; ± 12 dB à 10 kHz. Diaphonie : ≥ 45 dB. Impédance de sortie : 4 à 16 Ω . Correction physiologique : commutable. Entrées : tuner, magnétophone 100 mV/500 k Ω . Sorties : 2 paires d'enceintes commutables à mise en service séparée. Alimentation : 110-220 V 50 Hz. Encombrement : 520 x 350 x 135 mm.

Enceintes : Du type close, à 3 éléments. 1 HP graves, diamètre 210 mm, 1 HP médium,

diamètre 120 mm, 1 tweeter, diamètre 51 mm. Impédance 4 Ω . Puissance admissible : 25 W. Encombrement : 387 x 220 x 250 mm.

PRESENTATION

L'aspect sobre de l'appareil permet une installation dans un ameublement classique ou moderne, sans que sa présence n'amène spécialement l'œil sur lui.

Les commandes sont disposées sur profilé de couleur aluminium, avec une disposition symétrique.

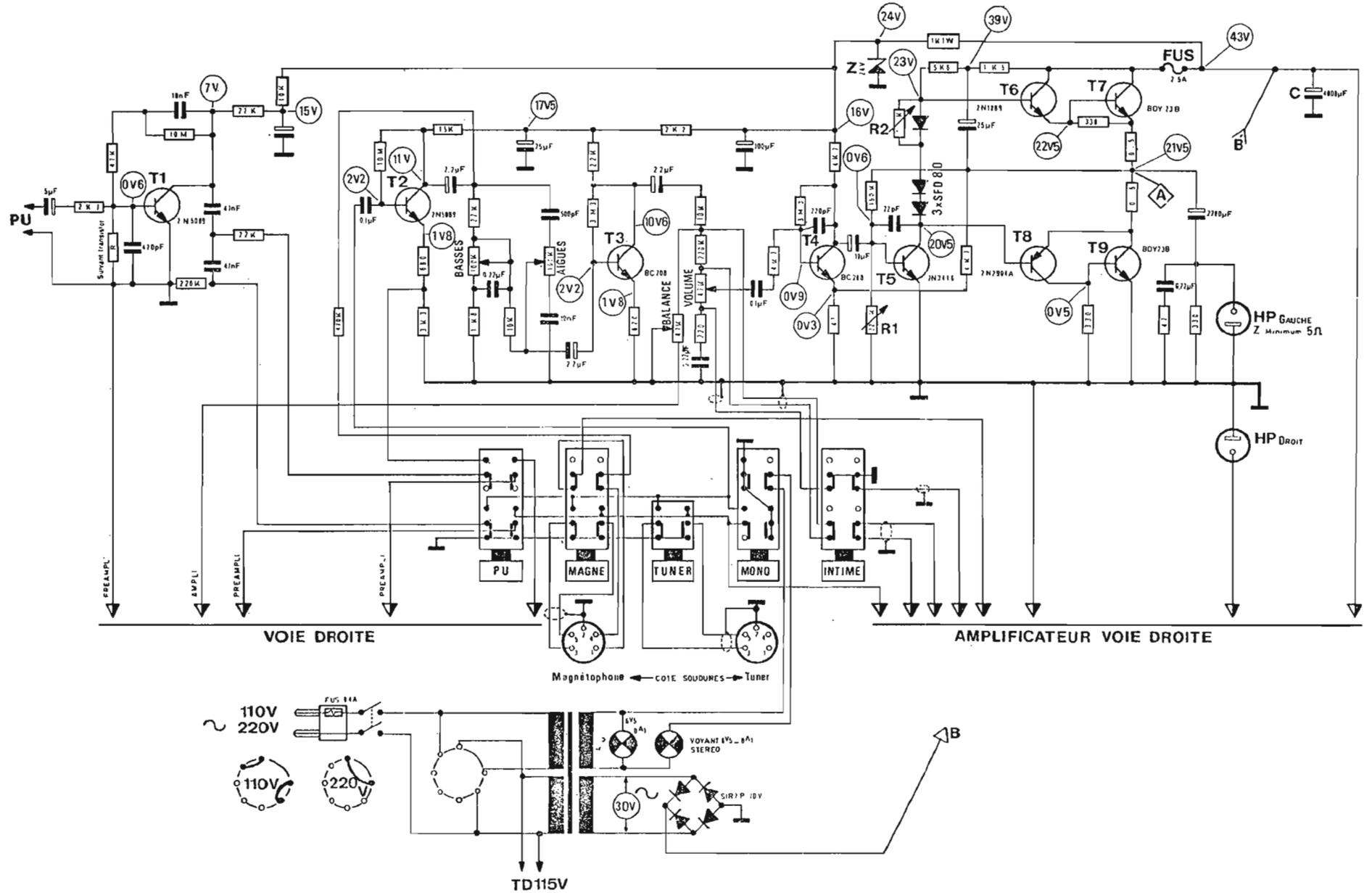
À gauche, nous rencontrons les potentiomètres de volume et balance à commande rotative classique, puis le voyant stéréo de couleur verte. Au centre, un clavier à six touches contrôle les commutations mono/stéréo, pickup, magnétophone, tuner, correcteur physiologique, arrêt-marche. À droite, disposé en symétrie avec les accessoires de gauche, le

voyant rouge de mise en route, et les correcteurs de tonalité graves et aigus.

La platine située sur le dessus est décentrée vers la droite. Le fonctionnement est automatique, mais l'on dispose d'un lift hydraulique pour l'interruption en cours de lecture.

Le bras est en alliage léger moulé en U profilé, d'une longueur de 210 mm entre axe et pointe. Il ne comporte pas de dispositif d'antiskating réglable. Le dispositif d'équilibrage est très progressif, celui du réglage de la force d'appui bien disposé est contrôlé par une molette graduée latérale.

À l'arrière, un poussoir permet de commuter le fonctionnement des 2 groupes d'enceintes A ou B, les prises HP et tuner-magnétophone étant au standard DIN. Le changement de tension est facile, le bouchon adaptateur étant situé sur ce panneau.



VOIE DROITE

AMPLIFICATEUR VOIE DROITE

Magnétophone ← COÏLE SOUDURES → Tuner

TD115V

Les différents composants des amplificateurs sont à l'aise dans le boîtier, un radiateur de grande surface est utilisé pour les étages de puissance. Les circuits sont de conception classique, les composants utilisés sont bien entendu ceux du groupe ITT. A noter que le fusible réseau est disposé dans le corps de la prise, accessible en dévissant une des broches.

DESCRIPTION DES CIRCUITS

(Voir schéma)

Les signaux provenant de la cellule de lecture magnétique sont appliqués au préamplificateur correcteur RIAA utilisant le transistor T_1 . Cet étage monté en émetteur à la masse comporte le réseau de correction disposé entre base et collecteur, ainsi qu'un second réseau disposé entre le pont diviseur capacitif du collecteur et l'émetteur de l'étage suivant, le transistor T_2 . Après amplification par T_2 , le signal est dirigé sur les correcteurs de tonalité en traversant un condensateur de $2,2 \mu\text{F}$, et vers la prise enregistrement magnétique en passant à travers

une résistance de $470 \text{ k}\Omega$. En exploitation de signaux provenant d'un tuner ou d'un magnétophone après commutation, ceux-ci sont appliqués sur la base du transistor T_2 .

Les réglages de tonalité assurés, les signaux parviennent sur la base du transistor T_3 , étage monté en émetteur commun. Après amplification, il sont soumis au contrôle du circuit balance, au réglage de volume, et à l'action du filtre de correction physiologique commutable, circuits disposés dans le collecteur de T_3 . Les signaux prélevés sur le curseur du potentiomètre de volume traversent ensuite un réseau RC série, puis attaquent la base du transistor T_4 , amenant le signal à un niveau correctement exploitable avec un bon rapport signal/bruit après l'affaiblissement apporté par les circuits correcteurs et le potentiomètre de volume. Amplification ensuite par le transistor T_5 , puis par les étages drivers T_6 - T_8 et par ceux de puissance T_7 - T_9 disposés en quasi complémentaire. La contre-réaction globale est ramenée de la sortie à travers une résistance de $4,7 \text{ k}\Omega$ sur l'émetteur de T_4 . La tension de sortie est prélevée à

travers un condensateur de $2\ 200 \mu\text{F}$, le réseau 330Ω - 47Ω - $0,22 \mu\text{F}$ stabilisant l'amplificateur en l'absence de charge.

La protection de l'étage de puissance consiste en un classique fusible disposé en série dans l'alimentation; une diode Zener règle la tension nécessaire au fonctionnement des petits étages.

MESURES

Platine : Le fonctionnement en changeur automatique s'est révélé satisfaisant, la douceur du mécanisme est très convenable. La mesure du pleurage + scintillement atteint $0,18 \%$. Le rumble en mesure non pondérée est de 40 dB .

La cellule de lecture procure une séparation des voies de 26 dB à 1 kHz , sa bande passante couvre de 20 Hz à 22 kHz à -3 dB . Le déséquilibre entre les deux voies est très faible, $0,6 \text{ dB}$.

Amplificateurs : La puissance maximale mesurée les deux voies simultanément chargées sur 4Ω à 1 kHz est de $2 \times 17 \text{ W}$ eff.

Pour cette puissance, le taux de distorsion harmonique est de $0,19 \%$. La bande passante à la puissance maximale est de 20 Hz - 28 kHz à -3 dB .

La correction physiologique est convenable, le relevé est de $+6 \text{ dB}$ à 100 Hz remontée par rapport à un niveau de -30 dB en sortie.

Les correcteurs de tonalité ont une plage d'action de $+15 - 13 \text{ dB}$ à 50 Hz , $+12 - 13 \text{ dB}$ à 10 kHz .

La correction RIAA est proche de la courbe normalisée à $+2 - 1 \text{ dB}$, valeur intéressante eu égard au circuit de correction employé.

La séparation des canaux est de 44 dB droite/gauche, 42 dB gauche/droite.

ECOUTE

La chaîne est d'une bonne homogénéité, la puissance importante peut être bien exploitée par les enceintes dont les qualités sont agréables. Les transitoires sont bien reproduites, les attaques passent franchement.

CONCLUSION

La chaîne C1001 convient comme ensemble Hi-Fi de moyenne puissance lorsque l'on désire un équipement Hi-Fi d'une bonne qualité et de présentation discrète. La réalisation est bonne, les performances honorables.

J.B.

LE PLUS IMPORTANT SPÉCIALISTE DE LA RÉGION RHONE ALPES

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

DISTRIBUTEUR

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



publistyl

TOUT POUR LA RADIO

66 COURS LAFAYETTE - 69003 LYON - TEL. 60.26.23

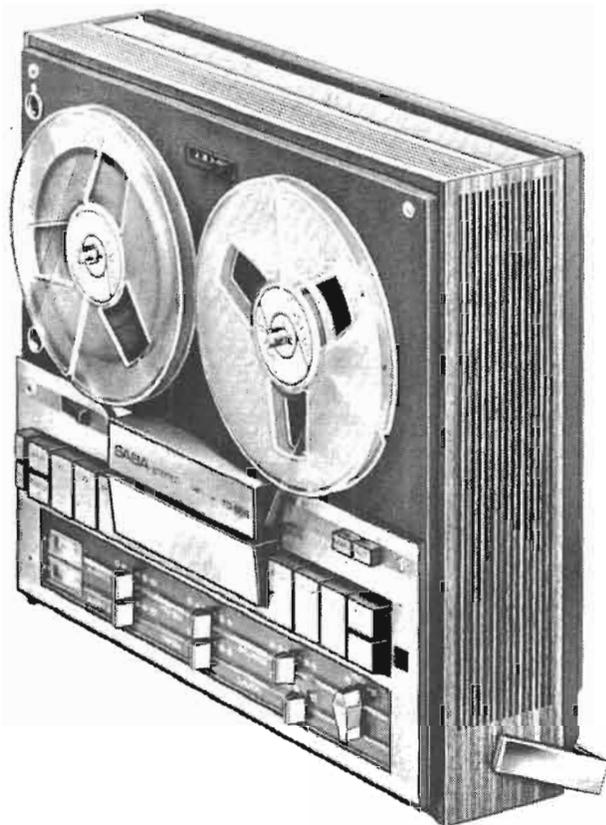
AMATEURS ET PROFESSIONNELS : CONSEILLERS TECHNIQUES

LE MAGNÉTOPHONE STÉRÉOPHONIQUE

SABA

TG664

HI-FI



LA firme Saba a mis sur le marché cette saison une nouvelle génération de magnétophones, en restant fidèle à la formule monomoteur et à l'équipement comportant amplificateurs et haut-parleurs incorporés. Les différences essentielles par rapport à la série précédente, TG543-TG546G, portent sur une refonte des ensembles mécaniques, cependant conçus selon les mêmes principes d'entraînement, et sur les circuits électroniques qui sont réalisés à l'aide de circuits intégrés pour les pré-amplificateurs de lecture et d'enregistrement. Le TG664 est l'appareil le plus complet de cette série. Les performances sont donc nettement supérieures à celles de la série précédente, déjà très intéressantes pour un appareil monomoteur. Grâce à deux amplificateurs de bonne qualité complétés par deux haut-parleurs incorporés sur chaque canal, le TG664 constitue une petite chaîne transportable, pouvant simultanément reproduire directement un programme issu d'une source quelconque sur ses amplificateurs tout en l'enregistrant. Les différents trucages sont possibles, le niveau des entrées est à réglage manuel ou automatique, le mélange des sources en est facilité.

CARACTERISTIQUES

Magnétophone à 4 pistes stéréo.

Vitesses : 9,5-19 cm/s.

Diamètre des bobines : 180 mm.

Têtes : enregistrement, lecture, effacement.

Pleurage : $\leq 0,1\%$ à 19 cm/s, $0,15\%$ à 9,5 cm/s.

Rapport signal/bruit pondéré : > 56 dB à 19 cm/s, 52 dB à 9,5 cm/s.

Bande passante : 40 Hz-16 kHz à 9,5 cm/s, 40 Hz-18 kHz à 19 cm/s.

Distorsion harmonique : 3%.

Fréquence de prémagnétisation : 57 kHz.

Durée d'enregistrement : 2 heures par piste à 9,5 cm/s, 1 heure par piste à 19 cm/s pour une bande de 720 m.

Durée de rebobinage : 3 mn environ pour 720 m.

Puissance des amplificateurs : 2×7 W *eff.*

Entrées : microphones, 0,2/40 mV sur 2 k Ω ; tuner 1-200 mV/10 k Ω ; monitoring 100 mV/2 V/100 k Ω ; PU (piezo) 100 mV - 2 V/1 M Ω .

Sorties : enceintes extérieures, monitoring et radio 1 V/10 k Ω .

Haut-parleurs incorporés : 2 de 10,5 \times 19 cm, 2 de 8 \times 13,5 cm.

Contrôle par 2 vumètres, niveau d'enregistrement à réglage manuel ou automatique.

Alimentation : 110-220 V, 50 Hz, consommation maximale 60 W.

Encombrement $\approx 420 \times 175 \times 370$ mm avec couvercle.

Poids : 12 kg.

PRESENTATION

La disposition des différentes commandes est indiquée sur la figure 1. L'aspect de l'appareil est très clair, l'utilisation de potentiomètres à déplacement linéaire permet une familiarisation rapide de l'utilisateur grâce à la configuration adoptée. Les touches sont toutes à verrouillage. Les raccordements sont disposés dans un logement à couvercle rabattable, en haut de l'appareil, et muni d'encoches pour le passage des câbles, celui-ci étant fermé.

L'ensemble des mécanismes est très bien réalisé, avec toute la rigueur utilisée outre-Rhin pour la mécanique de précision. Il faut toujours se souvenir que les performances d'un magnétophone sont obtenues d'abord par une bonne réalisation mécanique. L'ensemble est disposé sur un châssis très rigide en zamac coulé nervuré et renforcé malgré son épaisseur. L'entraînement est assuré à partir d'un moteur trans-

formateur d'alimentation, à la fixation flottante. Une poulie à étages transmet le mouvement à un lourd volant de 115 mm de diamètre, évidé en son centre pour reporter la masse à sa périphérie et assurer une grande régulation de la vitesse de défilement. Le cabestan est directement fixé sur le volant ; il est d'un diamètre important et la partie en contact avec la bande est moletée.

Les mouvements en avance rapide ou rebobinage sont obtenus par deux poulies intermédiaires mises en service par des tringleries lors de l'enclenchement de ces fonctions, alors que le défilement en lecture est assuré par une poulie indépendante à partir du volant.

Les circuits électroniques sont disposés sur deux cartes imprimées situées sous l'appareil de part et d'autre du moteur. Des cloisons assurent une protection très efficace contre les rayonnements de celui-ci.

L'utilisation de circuits intégrés a très sérieusement simplifié le câblage, les performances obtenues sont tout à fait comparables à celles que procurent les circuits classiques. Le circuit de réglage automatique de niveau à l'enregistrement est utilisé depuis longtemps par Saba : son utilité n'est

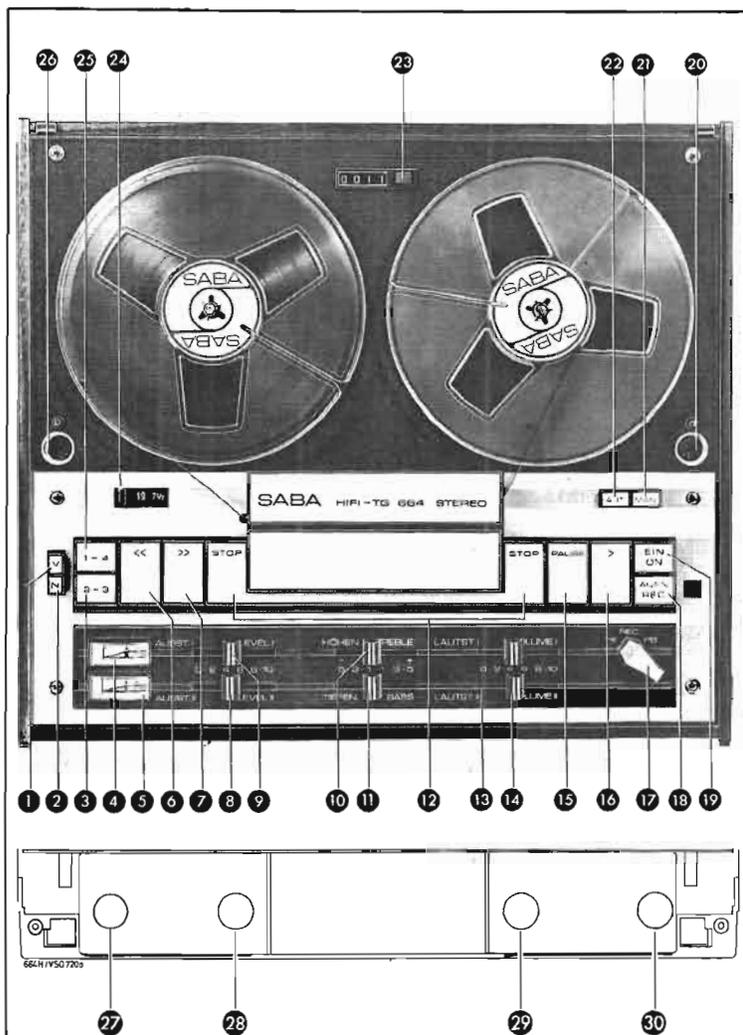


Fig. 1

- | | |
|---|---|
| 1. Contrôle à l'enregistrement. | 16. Touche marche. |
| 2. Monitoring. | 17. Commutateur enregistrement-lecture, amplificateur BF. |
| 3. Pistes 2 et 3. | 18. Touche enregistrement. |
| 4. Vumètre canal droit. | 19. Touche de mise sous tension. |
| 5. Vumètre canal gauche. | 20. Prise micro droite. |
| 6. Touche rebobinage. | 21. Réglage de niveau manuel à l'enregistrement. |
| 7. Touche avance rapide. | 22. Réglage de niveau automatique à l'enregistrement. |
| 8. Potentiomètre de réglage de niveau à l'enregistrement, canal gauche. | 23. Compteur avec remise à zéro. |
| 9. Potentiomètre de réglage de niveau à l'enregistrement, canal droit. | 24. Commutateur de vitesses. |
| 10. Correcteur de tonalité, canal gauche. | 25. Pistes 1 et 4. |
| 11. Correcteur de tonalité, canal droit. | 26. Prise micro gauche. |
| 12. Touche stop. | 27. Prise monitoring. |
| 13. Volume canal gauche. | 28. Prise tuner et pick-up. |
| 14. Volume canal droit. | 29. Prise HP extérieur droit. |
| 15. Touche pause. | 30. Prise HP extérieur gauche. |

plus à démontrer, il met l'utilisateur dans les conditions optimales pour réaliser un enregistrement.

Les différents trucages sont bien entendu possibles, dans toutes les configurations, fondu, écho sans élément extérieur, etc. La touche de pause est à déclenchement rapide.

Les haut-parleurs sont disposés latéralement sur le devant de l'appareil, ce qui oblige à l'utilisateur posé à plat si les amplificateurs basse fréquence sont en service, mais le bon fonctionnement de la platine est prévu appareil vertical ou horizontal.

DESCRIPTION DES CIRCUITS

Ceux-ci sont scindés en deux sous-ensembles : préamplificateurs correcteurs de lecture et d'enregistrement, amplificateurs de puissance et oscillateur de prémagnétisation.

Les préamplificateurs sont détaillés sur le schéma de la figure 2. Le constructeur a utilisé le circuit intégré TBA231, amplificateur opérationnel double (schéma Fig. 3) dont chaque partie est utilisée sur une voie, pour toutes les fonctions de cet ensemble.

Enregistrement : Les signaux issus du microphone ou de la prise tuner-platine sont appliqués sur l'entrée du préamplificateur correcteur intégré IS401A (voie en haut du schéma Fig. 2). Ce signal provenant du tuner ou de la platine est atténué par le pont $R_{401}-R_{403}$ pour les porter à une valeur analogue à ceux issus du microphone. Les réseaux de correction sont constitués par les éléments $C_{404}-R_{411}$ et $C_{403}-R_{409}$. A la sortie de cet amplificateur, est disposé le potentiomètre de volume P_{505} commutable à la mise en service du circuit de contrôle automatique de niveau d'enregistrement. Les signaux entrent ensuite sur l'amplificateur d'enregistrement, le circuit IS402A. Le circuit automatique de commande de niveau est disposé en parallèle sur l'entrée et la sortie de cet étage. Son fonctionnement agit simultanément sur les deux voies. L'inverseur S_{103} contacts 8-9 polarise la diode D_{402} , qui fournit un signal continu redressé prélevé en sortie IS402A à la base du transistor T_{401} . Ce signal est amplifié également par le transistor T_{402} et agit sur l'étage T_{403} monté en résistance variable sur la charge de sortie du préamplificateur IS401A. Le gain de la boucle de régulation est ajusté par le potentiomètre P_{403} qui définit la dynamique de la régulation.

La courbe d'enregistrement est corrigée séparément entre les deux vitesses à l'aide de réseaux commutés électroniquement sur le circuit intégré IS402A.

A 19 cm/s, seul le réseau $R_{422}-R_{424}-C_{414}-C_{415}-R_{425}$ est employé. Sur 9,5 cm/s, le commutateur S_{105} débloque par application d'une tension sur sa base le transistor T_{406} ; celui-ci met en service le réseau $L_{401}-R_{426}-C_{413}$. Ce même procédé est employé à la lecture.

Le signal est dirigé sur le vumètre après redressement par la diode D_{403} et amplification par le transistor T_{407} .

Le mélange des signaux basse fréquence avec ceux provenant de l'oscillateur de prémagnétisation est réalisé au point A3. L'injection du niveau HF est contrôlé par le condensateur ajustable C_{428} . Les signaux sont ensuite dirigés sur la tête d'enregistrement L_{801} et la tête d'effacement L_{803} simultanément alimentées en HF.

Grâce à la tête de lecture L_{802} , le monitoring peut être contrôlé directement sur l'appareil à l'aide des amplificateurs basse fréquence, ou extérieurement en se raccordant sur la prise monitoring.

Lecture : Les signaux délivrés par la tête L_{802} parviennent à l'entrée du préamplificateur de lecture, le circuit IS403A (liaison C). La correction à la lecture est assurée en 19 cm/s par le réseau $R_{443}-R_{446}-R_{444}-C_{431}-C_{434}$, et par celui commuté par le transistor T_{408} à 9,5 cm/s, $R_{442}-C_{436}$. A la sortie du circuit IS403A, les signaux sont dirigés vers la commutation monitoring où ils seront dirigés soit vers la prise monitoring soit vers les amplificateurs.

Bloc basse fréquence (Fig. 4) : Nous sommes en présence d'une petite chaîne stéréo. Son entrée reçoit les signaux magnétophone ou ceux provenant du tuner ou de la platine, sur le potentiomètre de volume à correction physiologique P_{503} . Le correcteur de tonalité, un Baxendall classique, est associé au transistor T_{501} . Le bloc de puissance est à trois étages, en configuration de sortie complémentaire.

L'oscillateur de prémagnétisation utilise les systèmes $T_{301}-T_{302}$ en montage symétrique ; la réaction est injectée sur les bases par $R_{301}-R_{308}-C_{303}$ et $R_{302}-R_{307}-C_{302}$. Le bobinage secondaire L_{301} délivre une tension de l'ordre de 180 V à 57 kHz.

L'alimentation + 15 V des circuits intégrés préamplificateurs est réglée par le circuit intégré IS301, du type TBA625C monolithique (schéma Fig. 5). Ce circuit délivre environ 100 mA régulés à 1%, et comporte une protection contre les surcharges et les courts-circuits : son encombrement est voisin d'un TO5 (TO39). Les transistors $T_{303}-T_{304}$ commandent les relais R_{101} qui contrôle la mise au repos du mécanisme en fin de bande par

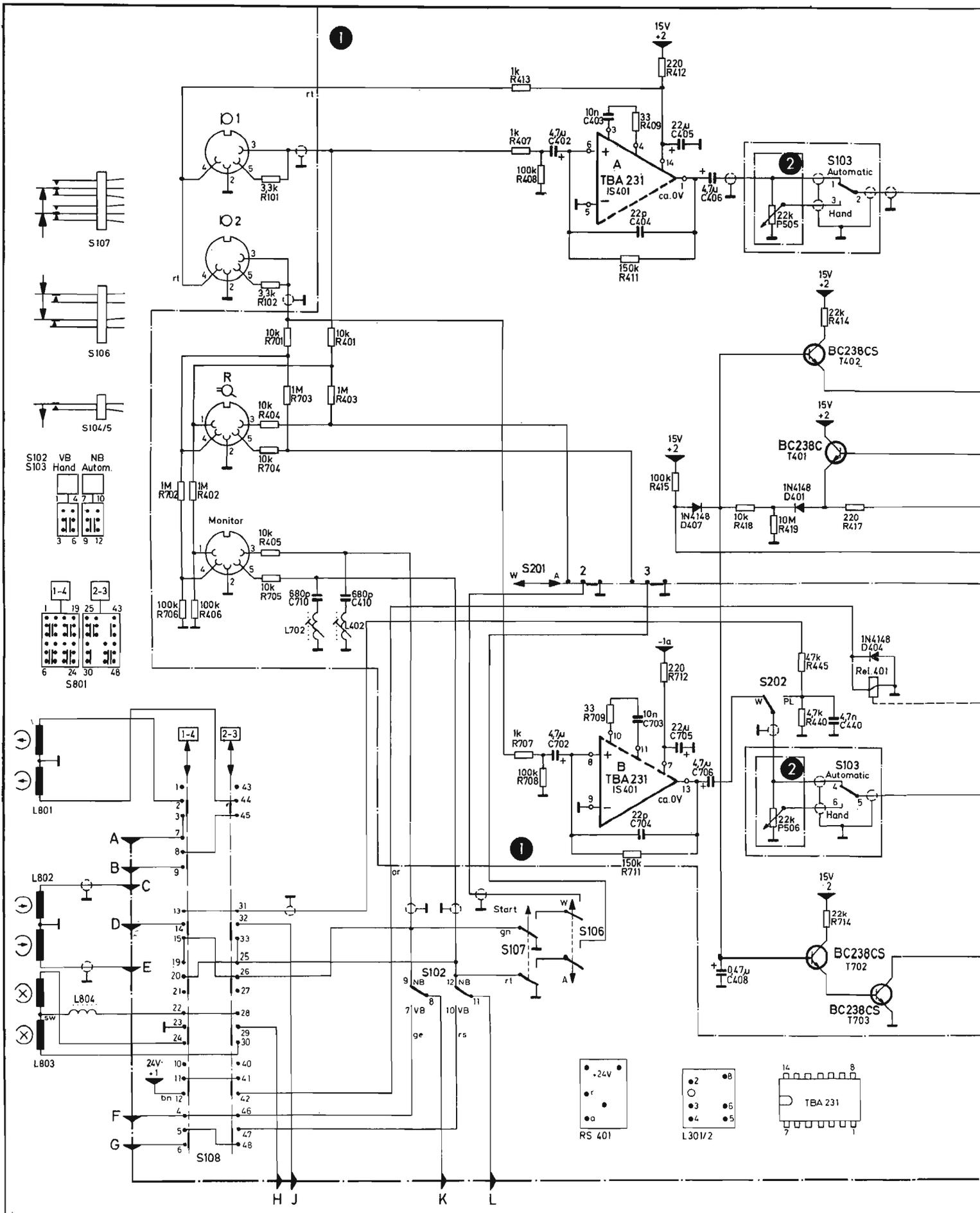
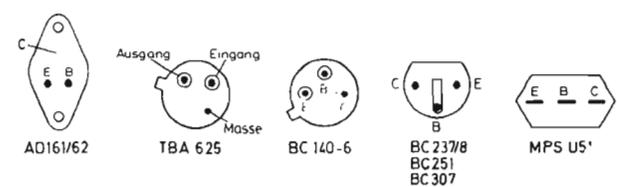
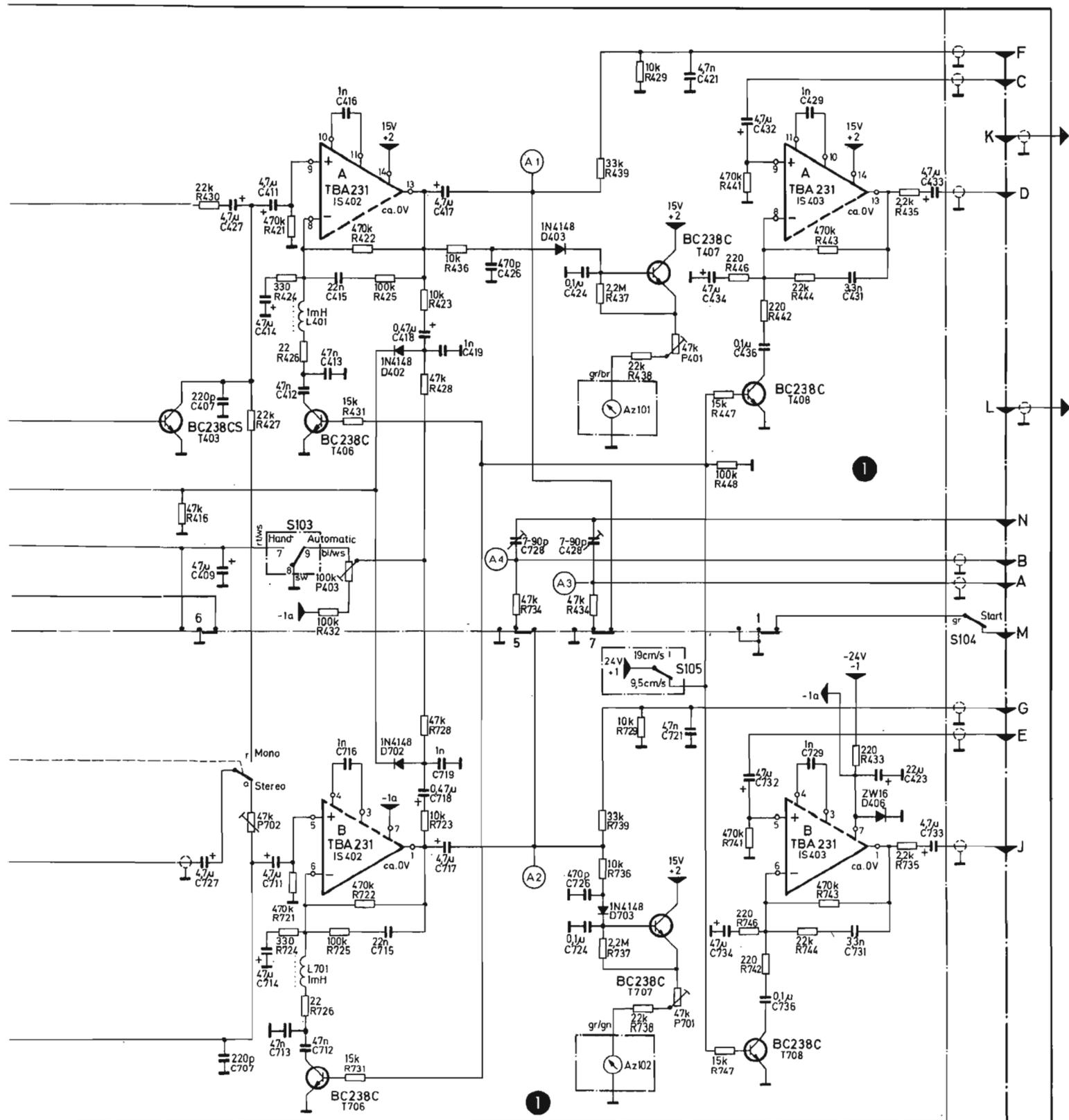


Fig. 2
Page 176 - N° 1420



Mesures avec voltmètre à lampes en position „enregistrement” sans signal

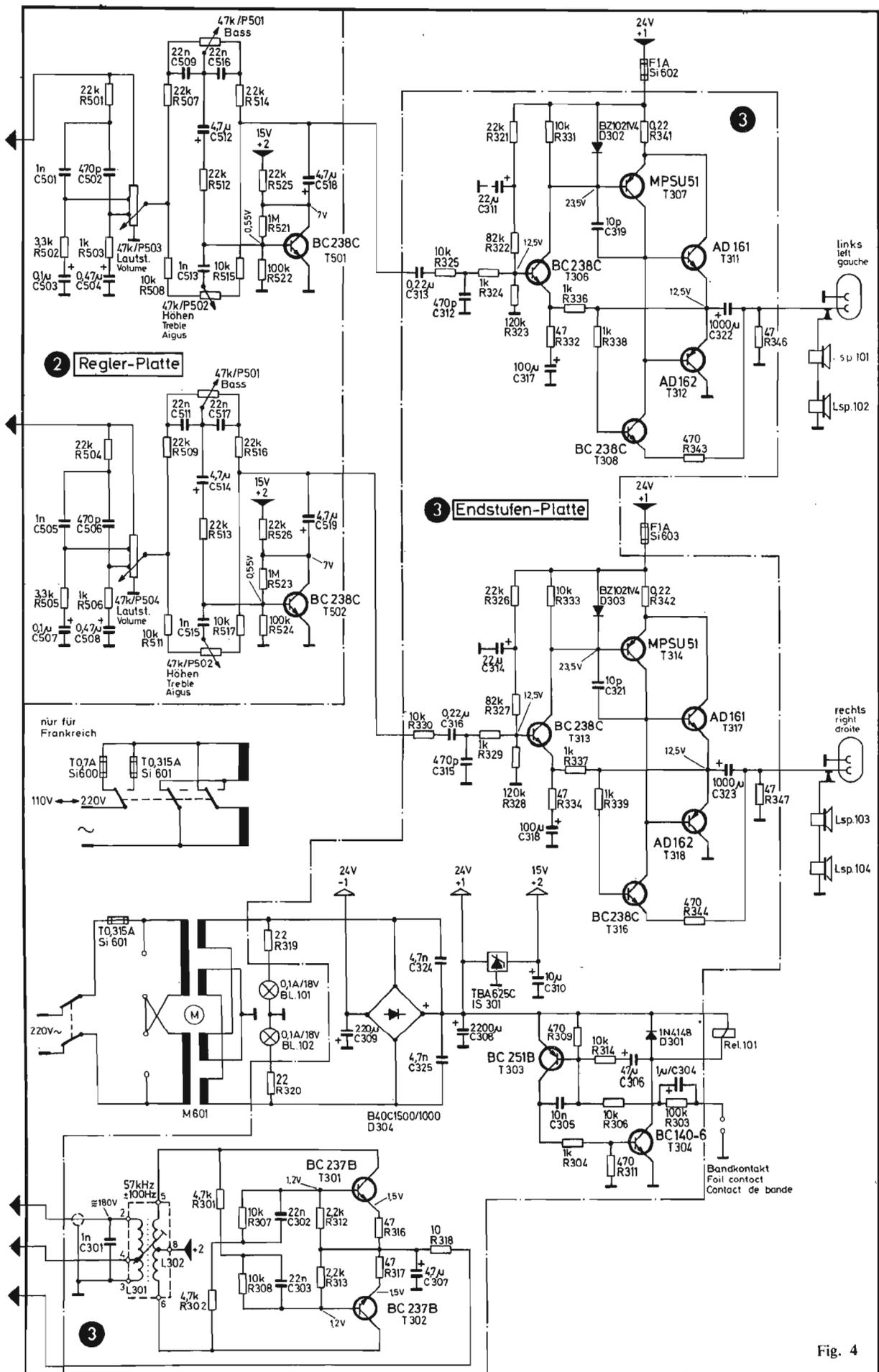


Fig. 4

TBA231

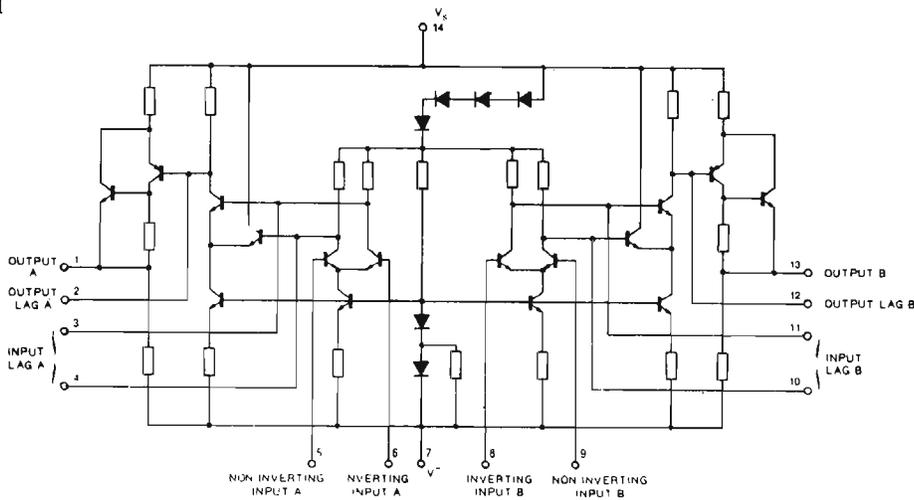


Fig. 3

capable de gêner ses voisins. La partie magnétophone permet tous les trucages, elle comporte tous les gadgets que peut souhaiter l'amateur.

Les enregistrements à l'aide de la commande automatique de niveau sont d'un tel agrément qu'il est à souhaiter qu'elle soit installée sur tous les enregistreurs.

CONCLUSION

Appareil très intéressant, le Saba TG664 stéréo est actuellement proche de la limite des possibilités de la catégorie des magnétophones monomoteur. Il peut constituer la base d'une petite chaîne stéréo transportable, et ses possibilités de duoplay, multiplay echo, mélanges à niveau contrôlé le situent dans le peloton de tête des appareils de sa catégorie.

J. B.

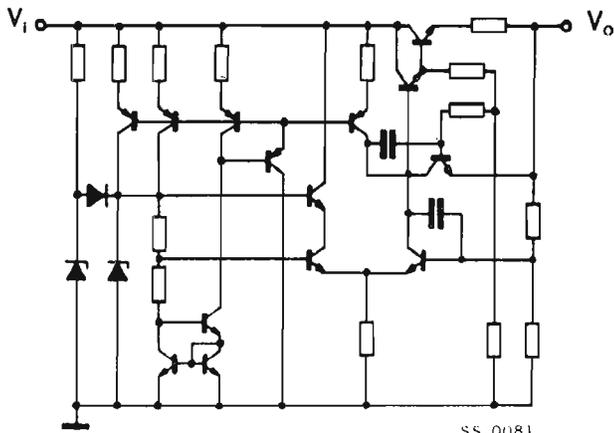


Fig. 5

SS 0081 TBA625C

déclenchement à l'aide de l'amorce métallisée.

MESURES

Les mesures nous ont permis de déterminer que nous sommes en présence d'un excellent appareil.

La précision de vitesse est de 0,9 % valeur maximale en début de bande, 0,2 % en fin de bande, chiffres relevés en 9,5 et 19 cm/s.

Le pleurage est de 0,08 % à 19 cm/s, 0,09 % à 9,5 cm/s.

Le rebobinage d'une bande de 720 m est de 2 mn 52 en défilement avant, 2 mn 58 en défilement arrière.

La courbe de réponse enregistrement-lecture est bonne : à 9,5 cm/s : 40 Hz-16 kHz, + 2 - 3 dB ; à 19 cm/s : 40 Hz-18 kHz, + 1 - 3 dB.

Le taux de distorsion harmonique est de 1,6 % à 1 kHz, mesuré en réglage automatique de niveau ou en réglage manuel.

Le rapport signal/bruit non pondéré est de 50 dB, valeur très intéressante. Le constructeur donne sa fréquence de prémagnétisation pour 57 kHz ± 100 Hz ; la mesure nous a donné 57080 Hz, valeur comprise dans la fourchette de variations.

La bande utilisée est une Agfa PE36.

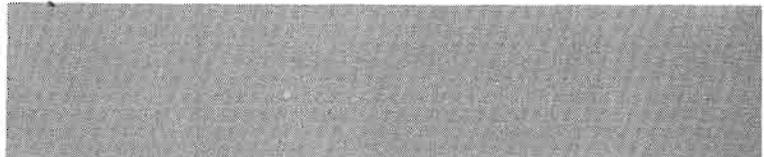
Nous sommes donc en net progrès sur cet appareil par rapport à ceux de l'ancienne gamme.

Les amplificateurs sont de catégorie Hi-Fi. Sur charges extérieures de 4 Ω la puissance délivrée est de 2 x 7,2 W *eff.* à 1 kHz, pour un taux de distorsion harmonique de 0,1 %. La bande passante s'étend de 30 Hz à 30 kHz à - 3 dB.

Les correcteurs de tonalité ont une plage d'action de ± 10 dB à 100 Hz, ± 11 dB à 10 kHz.

ECOUTE

Tel que livré par son constructeur, l'appareil constitue une petite chaîne stéréo. Comme malgré tout il n'est pas possible d'inclure deux enceintes de bonne qualité dans l'appareil, il ne peut être qualifié de Hi-Fi. Mais raccordé à des enceintes extérieures l'amplificateur est capable de satisfaire beaucoup de mélomanes. Nous avons raccordé l'entrée sur une platine à cellule de lecture piézo-électrique, les résultats sont très bons. La puissance de 2 x 7 W est suffisante en appartement : à 2 x 5 W on dispose déjà d'un volume sonore



CE MATÉRIEL EST NOTAMMENT EN VENTE :

PLATINE MAGNÉTOPHONE STÉRÉO SABA TG664

3 têtes - 9,5 et 19 cm - Compteur 4 chiffres - Play-back - Multi play-back - Echo - B.P. : 40 à 18 000 Hz - Dim. : 42 x 17 x 37 cm - Poids : 10 kg - 2 amplis 10 W + 2 H.P. de contrôle incorporés.

PRIX 1 650 F

(à crédit : 490 F et 68,30 F par mois)

En prime pour le lancement :

5 BANDES 18 cm - 540 m SCOTCH Hi-Fi



7, rue Taylor, PARIS-X^e - Tél. 208.63.00

607-05-09 - 607-83-90

Ouverture le lundi de 14 à 19 h et du mardi au samedi de 10 à 19 h. Nocturnes tous les jeudis jusqu'à 22 h

Parking : 34, rue des Vinaigriers - C.C.P. PARIS 5379-89

Pour votre collection, procurez-vous

- LA RELIURE « HAUT-PARLEUR » (Marron)
- LA RELIURE « HI-FI STÉRÉO » (Bleu)
- LA RELIURE « ÉLECTRONIQUE PROFESSIONNELLE » (Rouge)

Au prix de **10 F** l'une + 2,50 F de port

Adressez commande au :

LE HAUT-PARLEUR

2 A 12, RUE DE BELLEVUE - 75019 PARIS
TÉL. : 202-58-30 C.C.P. 424-19 PARIS

LE BLOC-NOTES A CASSETTE



AIWA TP747

LE bloc-notes sonore est d'une utilisation maintenant assez largement répandue, dont l'emploi est possible à tout instant même au volant de sa voiture, ce qui lui confère une souplesse de mise en œuvre très appréciée de nombreuses catégories professionnelles.

Le TP747 Aiwa utilise les cassettes standard, ce qui procure une autonomie d'enregistrement très importante avec les cassettes C60 ou C120, au prix d'un encombrement certes supérieur à un modèle à cassettes miniatures. L'appareil est un magnétophone miniature, muni d'un microphone à électret incorporé, alimenté par piles ou par bloc secteur extérieur fourni avec les accessoires.

CARACTERISTIQUES

Cassettes standard, vitesse : 4,75 cm/s.

Deux têtes magnétiques, effacement ; enregistrement lecture.

Bande passante : 50 Hz, 10 kHz.

Rapport signal/bruit : 40 dB.

Puissance de sortie : 600 mW.

Microphone : incorporé à électret, ou extérieur, avec

commande automatique de niveau.

Haut-parleur : impédance 8 Ω , diamètre 65 mm.

Alimentation : interne par 4 piles 1,5 V miniatures, ou par bloc-secteur incorporé, contrôle de l'état des piles par vu-mètre à secteur coloré, ou + 6 V extérieur.

Encombrement : 165 x 97 x 44 mm, pour un poids de 750 g.

Accessoires livrés : écouteur, Jack pour effacement, bloc alimentation secteur, housses pour écouteur et pour l'appareil.

PRESENTATION

L'encombrement est réduit, ce qui autorise un transport aisé en toutes circonstances. Le bloc de touches est d'une exploitation commode, un petit point en relief est disposé sur la touche enregistrement afin de pouvoir la repérer du bout du doigt. Le compteur à trois chiffres est précis, et sa capacité correctement exploitée, une cassette C60 détermine une lecture de 475 en bout de bande.

Le constructeur livre un Jack miniature de mise en court-circuit du microphone, utilisable lorsque l'on veut effacer une cassette.

Une prise pour commande extérieure est prévue, qui permet l'arrêt et la remise en route de la fonction sélectionnée par le clavier. Le bloc mécanique occupe la majeure partie de l'emplacement disponible, sa réalisation est soignée. L'entraînement est assuré à partir d'un moteur continu à régulation de vitesse mécanique, dont le mouvement est transmis par une courroie à section carrée à un volant solidaire du cabestan. Les circuits électroniques font appel à un circuit intégré pour les fonctions de préamplification et amplification finale.

DESCRIPTION DES CIRCUITS (Fig. 1)

Le schéma représente l'appareil commuté à l'enregistrement. Toutes les fonctions de préamplification et d'amplification sont comme nous l'avons noté, remplies par un circuit intégré, et deux transistors assurent respectivement la prémagnétisation HF et la régulation automatique du niveau à l'enregistrement.

A l'enregistrement, les signaux issus du microphone sortent de la source du transistor FET qui

lui est incorporé, et via la prise microphone extérieure et le commutateur SW₁, sont appliqués sur la base de la paire de transistors préamplificateurs à couplage continu à la borne 14. Les signaux sortent par la borne 4, sont corrigés à l'aide de la résistance de 10 k Ω mise en service par SW₁, puis à travers SW₄ entrent sur la base de la paire de transistors à couplage continu assurant l'amplification finale. Les signaux sortent de l'émetteur du dernier transistor, banc 6, et sont dirigés en traversant les réseaux 3,3 k Ω et 0,68 μ F, 18 k Ω , 3 000 pF, 5 mH, 3 000 pF sur la tête d'enregistrement, où ils sont mélangés aux signaux HF. Ces derniers sont produits par le transistor 2SC711G, dont le circuit accordé est constitué par le bobinage de la tête d'effacement. Les remontées haute fréquence sont bloquées côté amplificateur par le circuit 5 mH, 3 000 pF, et côté alimentation par la self de 1,2 mH.

Le contrôle automatique de niveau est assuré par le transistor 2SD227V monté en résistance variable dosant la contre-réaction entre les points 5 et 6. A la lecture, les signaux issus de la tête

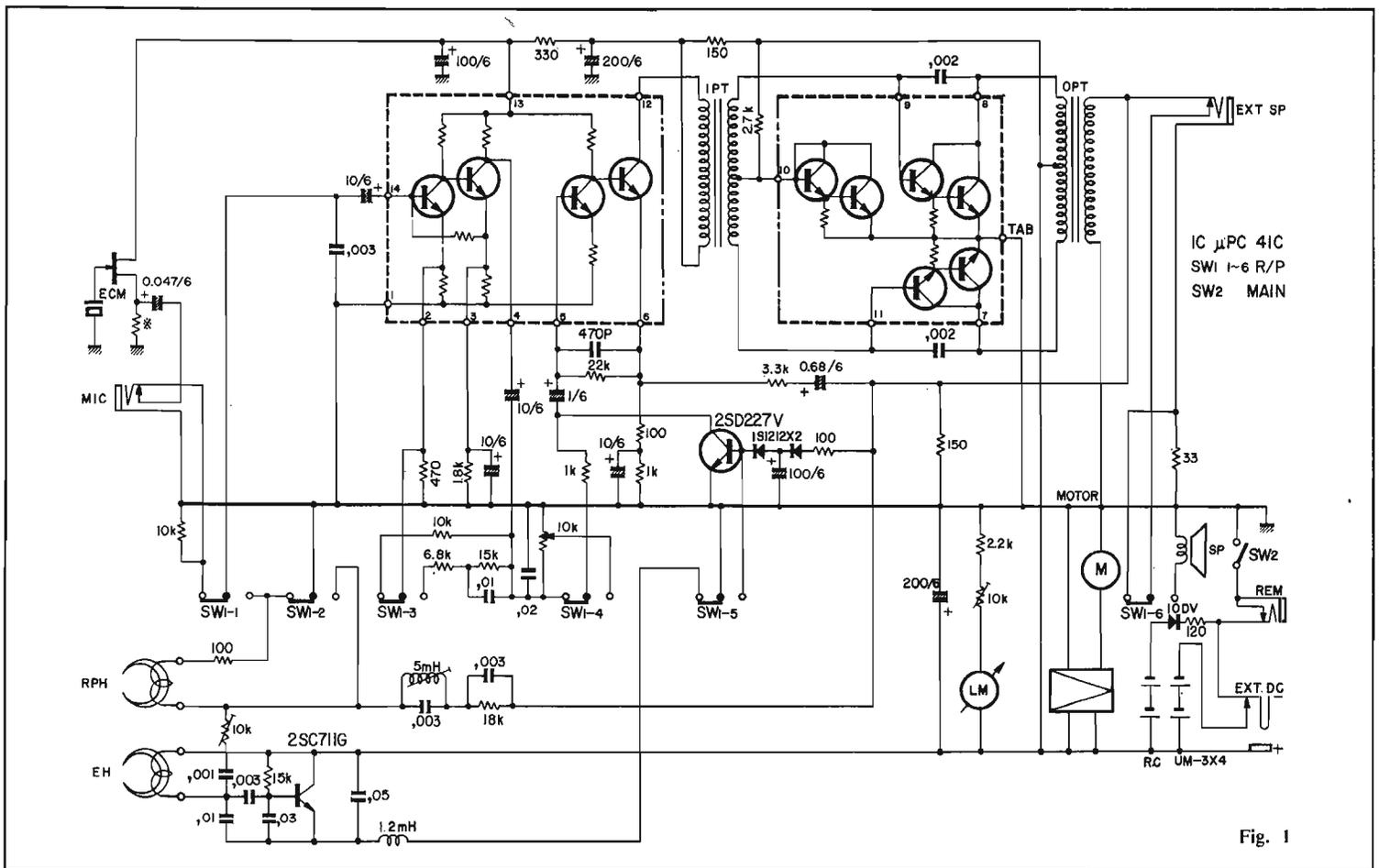


Fig. 1

parviennent après commutation sur la base du premier étage préamplificateur. SW1₃ insère le réseau 6,8 kΩ, 15 kΩ, 0,01 μF entre collecteur et émetteur du préamplificateur, alors que SW1₄ met en service le potentiomètre de 10 kΩ de la commande de volume. Les signaux amplifiés par la seconde paire de transistors traversent le transformateur IPT disposé en charge collecteur, dont le secondaire attaque les bases d'un circuit complémentaire monté en Darlington. La polarisation continue des bases de l'étage de puissance est assurée à travers deux transistors montés en diodes.

La charge de l'étage de puissance est constituée par le transformateur OPT, dont le secondaire est raccordé au haut-parleur ou à l'écouteur.

Dans cette position, l'alimentation de l'oscillateur de préamagnétisation est coupée par SW1₅, et simultanément la base du transistor de commande automatique de niveau est mise à la masse.

Le bloc alimentation extérieur comporte à partir d'un transformateur 110/220 V un redressement double alternance avec un filtrage par condensateurs de forte valeur.

UTILISATION

La simplicité de mise en œuvre est très bonne. Le constructeur

a très judicieusement inclus un microphone à l'appareil, ce qui présente un très net avantage par rapport à l'utilisation d'un haut-parleur en microphone, au point de vue de la qualité sonore.

L'arrêt automatique en fin de bande à la lecture ou à l'enregistrement est bien conçu. Les vitesses d'avance rapide ou de reboinage sont comparables à celles que l'on rencontre sur les platines de magnéto-cassettes.

La puissance basse fréquence est très convenable pour assurer une audition correcte en voiture, et l'enregistrement ne nécessite pas de réglage grâce au contrôle automatique. Il est à souhaiter que cette tendance qui se généralise soit prochainement adoptée par tous les constructeurs pour assurer des résultats d'enregistrement garantis quel que soit le degré d'initiation de l'utilisateur.

CONCLUSION

Séduisant petit magnétophone, le TP747 permet l'enregistrement de toutes les sources dans de bonnes conditions. Son microphone est de très bonne qualité, et son utilisation en bloc-notes sonore à grande capacité doit séduire certains utilisateurs potentiels.

J.B.



plus facile
plus rapide

avec la
**VALISE
DÉPANNAGE
SPOLYTEC**

...LE DÉPANNAGE ET L'ENTRETIEN
À DOMICILE

- 1 - Casiers pour tubes, dont 12 gros modules.
 - 2 - Porte cache-tubes amovible équipé d'une glace rétro et d'un chevalot et muni d'un porte-document au dos.
 - 3 - Sangle amovible de retenue de couvercle.
 - 4 - Boîtes en plastique transparent.
 - 5 et 6 - Compartiments pour outillages divers et pour trousse mini-bombes Contact-Service.
 - 7 - Par jeu de cloisons mobiles, emplacement pour tous les types de contrôleurs.
 - 8 - Logement pour tous types de fer à souder Engel et leurs panes.
- Présentation avion - Polypropylène injecté - Deux serrures. La - SPOLYTEC LUXE - comporte un couvercle intérieur rigide garni de mousse; calage des composants pendant transport ou ouverture inversée de la valise et servant de tapis de travail chez le client. Dim.: 550 x 400 x 175 mm. Prix: 285 F.T.C. (port: 12 F).

Nombreux autres modèles

EXCEPTIONNEL - NOUVEAUTE: Conditionnement de 10 boîtiers plastique pour composants électroniques. Dim.: 114 x 27 x 32 mm
Prix franco 20 F

idéale
pour les

DÉPANNÉURS
radio et télévision

250 GROSSISTES FRANCE ET BENELUX
Demandez notre nouveau catalogue.
Spécialités Ch. PAUL 22, rue Brûlefer, 93100 MONTREUIL
C.C.F., PARIS 4577-71 TEL.: 287-45-97

L'ÉLECTROPHONE STÉRÉO

DT9802



DUCRETET-THOMSON

L APPAREIL ci-dessus cité entre dans le haut de gamme de la série électrophone, d'une part par ses bonnes caractéristiques, d'autre part, par sa réalisation qui est en fait, celle d'une petite chaîne stéréo. L'appellation du constructeur ne semble donc pas exactement adaptée à son produit, et ne le valorise pas convenablement. En effet, nous sommes en présence d'une platine RC491 à changeur universel de grande qualité, dont une étude complète a été publiée dans le H.P. numéro 1318, et d'un amplificateur de 2×7 W eff. alimentant une paire d'enceintes à deux voies de sonorité remarquable.

CARACTERISTIQUES

Amplificateurs : puissance 2×7 W eff. sur 5Ω à 1 000 Hz.
Page 182 - N° 1420

Bande passante : 50-20 000 Hz ± 3 dB.
Distorsion harmonique : \approx à 1%.
Séparation des canaux : > 40 dB.
Correcteur de tonalité : + 9, - 6 dB à 100 Hz ; + 13, - 9 dB à 10 kHz.
Balance : à équilibrage automatique.
Impédance de sortie : 4 à 5 Ω .
Entrées : magnétophone, 10 mV/5 k Ω ; tuner, 120 mV/1,5 k Ω .
Alimentation : 110-220 V, 50 Hz, consommation 30 VA.
Platine : type RC491 à changeur automatique tous formats à 4 vitesses de France Platines.
Moteur : asynchrone équilibré dynamiquement.
Pleurage : $\approx 0,1$ %.
Rumble : > -40 dB.
Cellule céramique à pointe diamant.

Courbe de réponse : 50 Hz, 15 kHz.
Séparation des canaux : 20 dB à 1 kHz.
Différence de niveau entre canaux : 3 dB.
Encombrement de la chaîne : 500 x 330 x 170 mm, pour un poids de 9,5 kg.
Enceintes : à deux haut-parleurs, de 170 mm de diamètre et tweeter de 65 mm.
Bande passante : 40 Hz, 12 kHz à -3 dB.
Encombrement : 395 x 275 x 160 mm pour un poids de 6 kg.

PRESENTATION

La chaîne DT9802 n'est pas destinée à être véhiculée d'un endroit à un autre, mais à être installée à demeure comme tout ensemble haute fidélité. Elle est

habillée ainsi que les enceintes d'un revêtement de bois aux tons foncés neutres.

L'amplificateur a ses commandes disposées sur la droite, avec les boutons de correcteurs de tonalité séparés pour chaque canal, les commutations sont réalisées par l'intermédiaire d'un clavier à touches. La commande de balance est la même que celle installée sur l'amplificateur PA216 décrit dans le H.P. n° 1379. On enfonce une touche, et l'on tourne le potentiomètre pour obtenir le signal minimal en sortie, et après relâchement de la touche, la balance est parfaitement réglée. Il est à noter que ce dispositif de réglage sur un minimum est bien supérieur à celui obtenu de façon classique. Deux voyants en forme de secteurs colorés indiquent la fonction mono ou stéréo exploitée.

La platine ayant été décrite de façon très détaillée dans le H.P. n° 1318, nous ne reviendrons pas sur le détail de sa présentation, si ce n'est pour signaler que son usinage est pour certaines pièces, réalisé au micron près, ce qui pour une fabrication en très grande série n'est pas toujours simple.

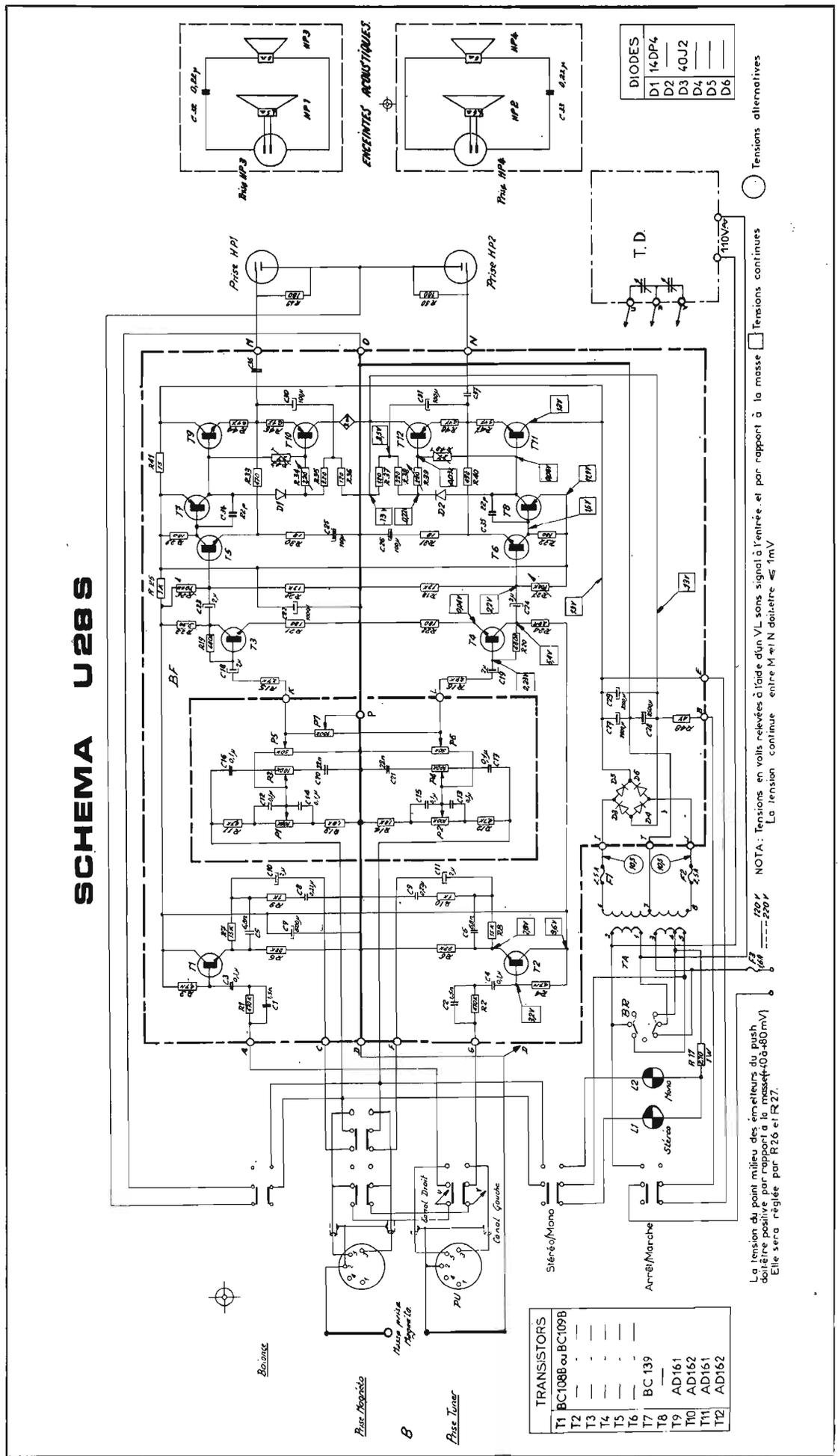
La réalisation est correcte, la technique et la technologie sont tout à fait classiques et éprouvées. Les transistors de puissance sont disposés sur des radiateurs de taille importante, et l'alimentation est capable de délivrer une puissance supérieure à celle nécessaire au fonctionnement des amplificateurs.

DESCRIPTION DES CIRCUITS (voir schéma)

Les signaux provenant de la cellule de lecture piézoélectrique sont de valeur qui compense à peu près la correction RIAA. Ce type de cellule est assimilé à un condensateur délivrant un signal fonction de la valeur de celui-ci. Le signal traverse le réseau R₁-C₁ (canal droit en haut du schéma), le condensateur C₃, puis il est appliqué sur la base du transistor T₁ monté en émetteur follower. La sortie sur l'émetteur traverse le condensateur C₁₀, puis le signal se trouve dirigé sur un commutateur qui l'aiguille sur les circuits correcteurs de tonalité, ou le coupe si l'on désire lire un signal provenant d'un magnétophone ou d'un tuner.

Après les réseaux de correction de tonalité de type Baxendall, les signaux sont dosés par le potentiomètre de volume P₅, et celui de la balance P₇, puis traversent la résistance R₁₅ et le condensateur C₁₈ pour parvenir sur la base du transistor T₃, étage préamplificateur. Le signal issu du collecteur est appliqué sur la base du transistor T₅, à travers le condensateur C₂₃, puis le collecteur de celui-ci attaque le transistor driver T₇, en liaison continue sur sa base. Les étages de puissance sont montés en symétrie complémentaire, utilisant les transistors T₉-T₁₀. La résistance R₃₃ ramène un signal de contre-réaction sur l'émetteur de T₅, et la liaison aux haut-parleurs se réalise à travers une liaison capacitive utilisant C₃₆, condensateur de forte valeur, 5 000 µF. La tension d'alimentation est redressée par un pont de diodes, les résidus sont filtrés par les trois condensateurs de 2 500 µF, C₂₇-C₂₈-C₂₉.

SCHEMA U285



DIODES	
D1	14DP4
D2	—
D3	40J2
D4	—
D5	—
D6	—

TRANSISTORS	
T1	BC108B ou BC109B
T2	—
T3	—
T4	—
T5	—
T6	—
T7	BC139
T8	—
T9	AD161
T10	AD162
T11	AD161
T12	AD162

NOTA : Tensions en volts relevées à l'aide d'un VL sans signal à l'entrée, et par rapport à la masse. La tension continue entre M et N doit être $\leq 7mV$.

La tension du point milieu des émetteurs du push-pull doit être positive par rapport à la masse (+0,5 à +80 mV). Elle sera réglée par R26 et R27.

○ Tensions continues
□ Tensions alternatives

MARGUERITE

3, rue Dugommier - PARIS-12^e - Tél. 344-66-70 - C.C.P. 12.007-97 Paris

Ouvvert de 9 à 12 h. et de 14 à 18 h. - Fermé dimanche et lundi

Aucun envoi contre remboursement - Toute commande doit être accompagnée de son règlement (port compris) - Minimum d'envoi : 20 F - Bons de commandes acceptés.

Oscilloscope Centrad type 175 P7, ampli vertical bande passante 6,5 Mcs, atténuateur étalonné de 100 mV/cm à 20 V/cm en 12 gammes séquence 1, 2, 5, base de temps relaxée ou déclenchée de 1 μ s à 0,5 s en 18 gammes tube à persistance moyenne de 7,5 cm. Secteur 110/220 V 50 Hz. Prix : **700 F** + 25 F de port.

Oscilloscope Philips (RTE) modèle 003 ampli vertical bande passante 6,5 Mcs, atténuateur d'entrée étalonné de 0,02 V/cm à 50 V/cm, base de temps déclenchée couvrant de 40 ms à 0,2 μ s en 22 gammes, loupe électronique par 5 sur l'ampli horizontal. Secteur 110/220 V 50 Hz. Prix : **800 F** + 25 F de port.

Oscilloscope ORPX 6A, bande passante de 25 Hz à 4 Mcs, sensibilité 0,1 μ V/cm, ligne à retard et marqueur incorporés, secteur 110/220 V, 50 Hz, très bon état. **300 F** + 20 F de port.

Oscilloscope «Leres», type T7 bande passante 7 Mcs, balayage de 1 cycle à 1 mégacycle relaxé ou déclenché, ampli vertical, sensibilité 100 mV sur Cm ampli horizontal de 10 c/s à 3 Mcs/s. secteur 110, 220 V, 50 Hz. **650 F** + 35 F de port.

Oscilloscope AN/USM 24C ampli vertical, bande passante 8,5 Mcs, base de temps relaxée ou déclenchée, secteur 115 V 50 Hz. Prix : **450 F** + 35 F de port.

Oscilloscope Tektronix, type 511A, ampli vertical, bande passante 10 Mcs, sensibilité de 30 V/cm à 10 mV/cm, base de temps relaxée ou déclenchée, ampli horizontal avec loupe électronique, tube de 12,5 cm, secteur 115 V 50 Hz. Prix : **1 000 F** + 40 F de port.

Générateur VHF Marconi, type TF 995A couvre de 1 500 Kcs à 220 Mcs en 4 gammes en AM et FM, secteur 110/220 V 50 Hz. Prix : **700 F** + 30 F de port.

Générateur Ferisol VHF, type L601, de 100 à 156 Mcs, atténuateur à piston étalonné en tension et décibel, quartz d'étalement sur 1 Mc, modulation interne à 400 et 1 000 Hz, contrôle HF et modulation sur galvanomètres, secteur 110/220 V 50 Hz. Prix : **500 F** + 35 F de port.

Générateur SHF Hewlett Packard, type 624C de 8,5 à 10 GHz, atténuateur à piston étalonné en dB et en μ V, galvanomètre de tarage, modulation interne variable de 40 à 4 000 Hz, secteur 115 V 50 Hz. Prix : **1 000 F** + 40 F de port.

Générateur UHF Hewlett Packard, type 608 D de 10 à 420 Mcs, en 5 gammes, atténuateur à piston étalonné en tension et en dB, modulation interne en impulsion et en amplitude à 400 ou 1 000 Hz, calibrage interne par quartz étalon tous les 1 et 5 Mcs, contrôle HF et modulation par galva, secteur 110/220 V 50 Hz. Prix : **1 200 F** + 40 F de port.

Générateur UHF Hewlett Packard, type 608 D de 10 à 420 Mcs, caractéristiques et performances que le 608 D, mais secteur 115 V 50 Hz. Prix : **1 000 F** + 40 F de port.

Générateur BF Philips, type GM 2317 couvre de 20 Hz à 250 kHz en 6 gammes, atténuateur à décade et contrôle par galvanomètre donnant une tension de sortie variable de 0 à 12 V, secteur 110/220 V 50 Hz. Prix : **450 F** + 25 F de port.

Générateur HF type I72, couvre de 100 Kcs à 32 Mcs en 5 gammes, secteur 115 V, 50 Hz. **150 F** + 15 F de port.

Générateur HF «Métrix» 931 R couvre de 50 kHz à 50 MHz en 6 gammes, 1 gamme supplémentaire pour les réglages moyenne fréquence comprise entre 420 et 500 kHz, atténuateur à décade de 1 μ V à 10 mV, réglage fin par potentiomètre, modulation inter à 400 Hz, alimentation secteur 110-220 V. **550 F** + 35 F de port.

Récepteur RU95, de 50 Kcs à 30 Mcs, sans trou filtre à quartz sélectivité variable, secteur 110, 220 V, 50 Hz. **550 F** + 35 F de port.

Récepteur Telefunken, couvre sans trou de 110 Kcs à 30,6 Mcs en 7 gammes, sensibilité 1 μ V sur toutes les gammes, bande passante variable 5 positions en filtre à quartz donnant des sélectivités allant de 500 Hz à 3 dB jusqu'à 25 Kcs à 3 dB BFO variable depuis le panneau avant galvanomètre étalonné en point S. Vernier démultiplicateur à 2 vitesses, H.P. incorporé, secteur 110/220 V 50 Hz. Prix : **1 500 F** + 40 F de port.

Récepteur AME7G superhétérodyne à double changement de fréquence, 1 600 kHz et 80 kHz, couvre de 1 700 Kcs à 40 Mcs en 7 gammes, sensibilité 0,6 μ V, secteur 110, 220 V, 50 Hz, vendu en parfait état de fonctionnement et réétalonné. **1 000 F** + 60 F de port.

Récept. BC652-A. De 2 à 6 Mcs. En 2 gammes. Avec générateur-marqueur. A quartz incorporé. Répare tous les 20 Kcs. **150 F** + 20 F de port.

Récepteur BC603 de 20 à 28 Mcs en accord continu AM + FM, avec alimentation secteur neuve incorporée. 110-220 V, garantie impeccable : **170 F** + 20 F de port.

BC603, complet en FM, sans alimentation. **70 F** + 20 F de port.

Récepteur R11A, couvre de 190 à 550 Kcs, MF sur 85 Kcs, cet appareil est la version modernisée du BC453, vendu état neuf **130 F** + 12 F de port.

Récepteur BC453 de 190 à 550 Kcs MF sur 85 Kcs, à couplage réglable BFO. Très bon état. **200 F** + 12 F de port.

Récepteur BC454 de 3 à 6 Mcs MF sur 1 415 Kcs, à couplage réglable. BFO. Très bon état. **150 F** + 12 F de port.

Récepteur BC455 de 6 à 9 Mcs MF sur 2 830 Kcs. A couplage réglable BFO. Très bon état. **130 F** + 12 F de port.

Alimentation secteur 110, 220 V, 50 Hz, pour récepteurs R11A, BC453, BC454, BC455, avec schéma. **65 F** + 7 F de port.

Câble de commande avec sa gaine neuf reliant les postes à leurs boîtes de commande pour les types de récepteurs suivants : R11A, R15, R19, BC453, 454, 455. **35 F** + 3 F de port.

Boîte de quartz complète pour BC604 de 20 à 27,9 Mcs dont la fondamentale est de 370,370 Kcs à 516,666 Kcs, table de conversion parue dans Radio Plans Spécial Surplus, la boîte de 80 pièces **100 F** + 5 F de port.

Quartz pour BC684 de 28 à 38,9 Mcs dont la fondamentale est de 388,888 Kcs à 540,277 Kcs. table de conversion parue dans Radio Plans Spécial Surplus, la boîte de 120 pièces **100 F** + 7 F de port.

Sachet contenant entre 100 et 150 résistances ou condensateurs, matériel neuf **8 F** + 2 F de port.

Emetteur T11, couvre de 108 à 135 Mcs, piloté quartz 5 canaux, 2 W, modulateur incorporé, sans alimentation. **70 F** + 10 F de port.

Fréquence-mètre BC221 très haute précision. Couvre en 2 gammes de 125 Kcs à 20 Mcs. Les fréquences sont contrôlées par quartz de 1 μ V à 1000 Kcs. Vendu avec carnet d'étalonnage d'origine. Alimentation secteur 110/220 V. Complet et en parfait état de fonctionnement. **250 F** + 20 F de port.

Contrôleurs Guerpillon de 0 à 30 A continu 3 échelles et de 0 à 150 V continu 3 échelles livré en saccho cuir, 50, 100, 150 mm. **35 F** + 5 F de port, le même complet mais en panne **15 F** + 5 F de port.

Une antenne très bonne pour tous les postes couvrant de 20 à 40 Mcs avec boîtier, sortie coaxiale 52 ohms sur SO239, l'ensemble **52 F** + 6 F de port.

Galvanomètre Peckly \square 40 mm de 0 à 1 mA, 220 ohms. **25 F** + 2 F de port.

Le même mais non étalonné. **20 F** + 2 F de port.

Galvanomètre \square 70 mm - 15 et 300 mA, 2 échelles - Neuf : **15 F** + 1 F de port.

3 mA \square 65 mm. Neuf. **15 F** + 2 F de port.

Galvanomètres \square 55 mm Pecky - 2 x 1 mA 200 ohms - **15 F** + 2 F de port.

Voltmètre Pecky 400 V continu \square 60 x 60 mm. Neuf. **15 F** + 1 F de port.

Galvanomètre \square 70 mm de 0 à 1 mA non étalonné. **15 F** + 2 F de port.

Galvanomètre \square 70 mm, de 0 à 20 μ A. **40 F** + 2 F de port.

Galvanomètre Peckly \square 60 mm, de 0 à 80 mA, **20 F** + 2 F de port.

Galvanomètre Peckly \square 60 mm, de 0 à 400 mV continu non étalonné **15 F** + 2 F de port.

Galva 45 mm \square de 0 à 1 mA 100 Ω . **25 F** + 2 F de port.

Galva Weston \square 70 mm de 0 à 1 200 V CC **25 F** + 2 F de port.

Galva \square 50 mm de 0 à 15 V alternatif et continu **15 F** + 2 F de port.

Galva \square 60 mm de 0 à 10 A **15 F** + 2 F de port.

Galva Philco \square 120 x 110 mm de 0 à 50 mA 20 000 Ω par volt **50 F** + 4 F de port.

Récepteur Bronzavia type 5-31 couvre de 190 à 500 Kcs, accord variable, alimentation en 24 V, sortie 600 Ω . **30 F** + 7 F de port.

Antenne VHF type A 1549, réglable de 100 à 160 Mcs, maximum 3 kW, équipé coaxiale SO239, matériel état neuf. **70 F** + 12 F de port.

Emetteur T13, couvre de 118 à 148 Mcs, piloté quartz 5 canaux, 2 W, modulateur incorporé sans alimentation. **120 F** + 10 F de port.

BC604. Emetteur de 20 à 28 Mcs piloté quartz, complet. Très bon état. **110 F** + 30 F de port.

BC1000, émetteur-récepteur de 40 à 48 Mcs, accord continu, puissance 250 mW, très bon état. **50 F** + 12 F de port.

Alimentation PP114 pour BC1000, entrée, 6, 12 ou 24 V. **70 F** + 15 F de port.

Antenne longue 3,20 m pour BC1000. **20 F** + 3 F de port.

Emetteur-récepteur BC659 de 27 à 40 Mcs, 3 watts, état neuf, la station complète avec alimentation PE120, entrée 6 ou 12 V, antenne et combiné TS13. **190 F** + 35 F de port.

Amplificateur HF, marque Socrate, puissance 10 W, entrée 110-220 V pour BC620 ou BC659. Très bon état. **150 F** + 15 F de port.

Jeux de tubes complets pour BC659. **35 F** + 3 F de port.

Alimentation secteur, neuve, pour BC620 ou BC659, entrée 110-220 V, 50 Hz. **150 F** + 25 F de port.

Jeu de tubes complet pour cette dernière. **20 F** + 3 F de port.

Micro T17 équipé d'une PL68, neuf. **20 F** + 3 F de port.

Casque d'écoute Fino à oreillettes. 600 ohms. **20 F** + 3 F de port.

Combiné TS13, neuf. **40 F** + 5 F de port.

Récepteur BC728 de 2 à 6 Mcs en 4 gammes, HP incorporé. **70 F** + 15 F de port.

Batterie pour BC728, neuf, 2 V, 28 A. **35 F** + 6 F de port.

Récepteur BC733 VHF, couvre de 125 à 140 Mcs, piloté quartz 6 canaux, livré avec sa commutatrice d'alimentation 24 V. **75 F** + 18 F de port.

Récepteur CTS Collins, superhétérodyne, de 1 500 Kcs à 12 Mcs en 3 gammes accord continu MF sur 455 Kcs, BFO très haute stabilité, sensibilité en AM 1 μ V sur toutes les gammes. **250 F** + 20 F de port.

Prises coaxiales PL259, SO239, type N femelle UG58A/U, mâle UG21B/U et BNC mâle et femelle. **3 F** pièce + 10 %.

Câble coaxial 50 Ω équipé de 2 PL259, 12 m neuf en emballage. **45 F** + 6 F de port.

Récepteur BC344 de 150 à 1 500 Kcs en 4 gammes MF sur 80 Kcs BFO, secteur 115 V 50 Hz complet mais en panne **120 F** + 25 F de port.

BC1308 émetteur récepteur puissance 15 W de 3,8 à 6,4 Mcs état neuf **250 F** + 25 F de port.

Récepteur Socrat type RC1104 couvre de 1 500 Kcs à 21 Mcs en 4 gammes, alimentation par commutatrice 6 V, 3 sorties BF 600 Ω **220 F** + 20 F de port.

Support stéatite neuf pour tous types de tubes QOE **12 F** + 1 F de port.

6A56	6Q7	1R5	EF80
6AT6	8B8	155	EY81
8B76	6M7	1A3	ECF80
6BH6	6J7	2X2	EL81
6R7	6S7J	2D21	EF22
6SL7	6AG7	3A4	EL83
6AL5	6F6	354	EF86
6AQ5	6AF7	5R4	EL41
6AU6	6CQ6	5T4	EL86
6X4	6J6	0A2	EZ80
6BE6	6AC7	0B2	EL84
EBA6	6SN7	12A7	ECH42
6AN6	6S57	12AU7	ECC40
6AK5	6AK6	12AX7	EF40
6B07	6L7	12SG7	EZ40
6J5	6J4	12SC7	EB41
6E8	6A8	12BY7	E92CC
6H6	6AM6	12J5	E90CC
6M6	6V6	12A6	E182CC
6X5	114	21B6	
6K7	1T4	85A2	

Tubes testés 100%, **3 F** pièce + 10 % frais de port.

Casque d'écoute H16U à oreillettes 600 Ω neuf **25 F** + 3 F de port.

Arrivage important de pièces détachées neuves comprenant potentiomètres, flectors, CV, contacteurs à poussoirs 250 V 20 A, noyaux plongeurs, relais BT, intars, boutons réostat à curseur 0-300 V 200 mA 1 200 Ω , voyants.

Pour aligner votre émetteur charge fictive TRC7 équipée d'une PL259 **15 F** + 1 F de port.

Boîtier KR30 interphone VHF dimensions 15 x 12 x 7 cm comprenant tubes, potards, contacteurs, galettes et matériel divers **8 F** + 2 F de port.

HP LS3 600 Ω 3 W convient pour tous types de récepteurs de surplus **70 F** + 12 F de port.

Téléphone d'intérieur Siemens avec combiné et sonnerie, état neuf **35 F** + 6 F de port.

Magnétophone Philips type marine QHTE 9A secteur 110/220 V 50 Hz **200 F** + 25 F de port.

Variac Ferris entre 220 V 50 Hz sortie de 0 à 300 V 12 A **200 F** + 30 F de port, le même sortie de 0 à 260 V **160 F** + 30 F de port.

MESURES

La puissance maximale délivrée correspond bien à celle annoncée, nous avons obtenu 2 x 7 W eff. sur charges de 4 Ω à 1 kHz, et pour une distorsion harmonique de 1,1 %.

La bande passante couvre de 50 Hz à 20 kHz à -3 dB ; la séparation des canaux est de -41 dB.

Les correcteurs de tonalité ont une plage d'action un peu faible, +10, -7 dB à 100 Hz, +12, -8 dB à 10 kHz, mais il ne faut jamais oublier que leur rôle est d'adapter la chaîne à l'acoustique d'une pièce plutôt que de flatter l'oreille par la reproduction de basses ronflantes.

Le rapport signal/bruit, entrée magnétophone est de -57 dB valeur très honorable ; les sensibilités des entrées sont celles énoncées par le constructeur.

Les caractéristiques de la platine sont, eu égard à sa classe, très intéressantes, le pleurage + scintillement est de 0,1 %, le rumble est de -46 dB valeur non pondérée qui semble excellente si on compare ce chiffre à celui obtenu sur des platines de grande classe Hi-Fi. En réalité ces très bons résultats sont dus à l'utilisation de la cellule piézo employée, qui délivre un signal

de très forte valeur, quelques centaines de millivolts, contre quelques millivolts pour une cellule de lecture magnétique. Dans ce cas, ce chiffre qui est un rapport signal/bruit est très favorable.

Le mécanisme du changeur est d'une grande douceur de fonctionnement, le mécanisme de présélection de diamètre des disques est bien conçu.

ECOUTE

Les résultats sont bons, grâce à la qualité des enceintes à deux éléments. La puissance délivrée est celle du seuil déterminé par la norme DIN 45 500 (6 W), elle permet une écoute à un niveau sonore capable de satisfaire en appartement. La réponse aux fréquences graves est très bonne pour une chaîne de cette catégorie.

CONCLUSION

Chaîne aux caractéristiques et performances intéressantes, valorisée par ses enceintes la DT9802 permet aux mélomanes disposant d'un budget limité d'acquiescer un ensemble bien fabriqué susceptible de leur procurer des écoutes très agréables.

J.B.

L'INTELLIGENCE ARTIFICIELLE :

SYNTHÈSE DE LA PAROLE : L'EFFORT FRANÇAIS

(suite, voir n° 1416)

LA diffusion des systèmes à réponse vocale a été jusqu'ici très lente, mais on dénote aux Etats-Unis particulièrement, une nette tendance à l'accélération : il y a, outre-Atlantique, plus de 600 installations, le marché étant dominé par IBM qui en détient 80 %. Parmi les constructeurs d'ordinateurs, seuls Burroughs et Honeywell proposent des matériels de ce type. On rencontre, en outre, de nombreux constructeurs spécialisés (Datatrol, Periphonics, Phonoplex...). Ces derniers proposent des matériels à vocabulaires limités (souvent 30 à 50 mots) ; en outre, certains de ces matériels sont conçus pour fournir un message vocal à caractère digital. Ainsi, au lieu d'annoncer la date sous la forme classique « 15 septembre », ils énonceront : « 1509 », l'auditeur, averti, reconnaissant dans les deux premiers chiffres, le numéro du jour, et, dans les deux derniers chiffres, le numéro du mois.

De nombreuses unités de réponse vocale sont destinées à être intégrées dans des systèmes auxquels auront accès de nombreux utilisateurs ; il y a lieu, dans certains cas, de pouvoir stocker, dans la mémoire de ces unités, des phrases entières, et non d'envisager d'assembler des bribes de phrase, ou des mots isolés, pour faciliter la compréhension des messages énoncés. Cette possibilité n'est pas offerte dans tous les systèmes commercialisés.

Une autre caractéristique des unités de réponse vocale est leur « pouvoir communicatif ». Il est clair qu'une telle unité ne se conçoit que dans des situations

où il faut transmettre un volume important d'informations : c'est le cas dans les transactions bancaires. Ainsi, la Banque Régionale d'Escompte et de Dépôts (la BRED) a installé deux auto-commutateurs IBM 2750, autorisant 650 postes téléphoniques à touches à se connecter à son ordinateur IBM 370/145, une unité IBM 7770 fournissant les réponses sous forme vocale. L'unité 7770 est essentiellement une unité de sortie capable de délivrer des messages composés de mots pré-enregistrés sous forme analogique, sur un support magnétique. Le système a été calculé pour supporter 1 500 messages à l'heure sans attente. Le vocabulaire de la BRED comprend : les chiffres de 0 à 9, des numéros de comptes, des codes, les 26 lettres de l'alphabet et 75 mots prédéterminés, servant à préciser le sens des réponses. Ce vocabulaire a été enregistré par un speaker de Radio-Monte-Carlo au laboratoire IBM de la Gaude, et envoyé à l'usine de Raleigh, aux U.S.A., pour le montage du tambour servant de mémoire à l'unité.

LE TÉLÉPHONE A TOUCHES : UN VÉRITABLE TERMINAL D'ORDINATEUR

Dans de nombreux systèmes faisant appel à des unités de réponse vocale, le périphérique d'entrée-sortie proposé à l'utilisateur est le clavier à touches. Le prix des téléphones à touches est peu différent des classiques postes téléphoniques à cadran. Un poste téléphonique est en outre une machine capable d'envoyer au central des numéros d'appel,

donc des chiffres. Actuellement, la numérotation entre le poste d'abonné et le central s'effectue suivant l'un des trois principes suivants :

- la signalisation par train d'impulsions. C'est le type de signalisation le plus répandu en France ;

- La signalisation à courant continu : l'impédance du poste est fonction du chiffre à transmettre.

- La signalisation à fréquences vocales : chaque chiffre est

converti en 2 fréquences parmi 7, émises simultanément.

Pour des applications de télé-informatique, la signalisation à fréquences vocales paraît la plus intéressante, car elle est la seule à pouvoir traverser telle quelle le réseau jusqu'à l'abonné demandé. Le même poste à clavier pourrait donc, en ce cas, non seulement établir la communication, mais ensuite transmettre des « données ».



Terminal à réponse vocale : c'est un simple poste téléphonique à touches.
(Cliché Post Office Research Station, Londres.)

TABLEAU 5
Qui participe, en France,
au développement de la synthèse
de la parole ?

- CEA - Saclay
- CII - Vélizy/Grenoble
- CIT-Alcatel
- CNET - Lannion
- ENSER - Grenoble
- ENST - Paris
- IBM - La Gaude
- Laboratoires de Marcoussis
- LIMSI - Orsay
- SLE-CITEREL - Lannion
- Thomson-CSF

TABLEAU 6. — Les unités à réponse vocale IBM

	7770	7772
Nombre de lignes de sortie	4, 8, 12, ... 48.	2, 4, 6, 8.
Enregistrement du vocabulaire	ANALOGIQUE	NUMÉRIQUE
Taille du vocabulaire	32, 48, 64, ... 128 mots de durée fixe (0,5 seconde).	Illimitée : le nombre et la durée des mots, ou phrases sont choisis par le client.
Stockage du vocabulaire	Tambour magnétique interne à l'unité à réponse vocale.	Mémoires à accès sélectif de l'ordinateur.
Transfert du vocabulaire en mémoire	A partir d'une bande magnétique enregistrée par un locuteur.	L'enregistrement analogique est numérisé par un analyseur de vocodeur à canaux.

TABLEAU 8. — Enquête de marché pour les synthétiseurs de marché effectuée en 1971 par la C.I.T. (25 sociétés interrogées)

Système proposé : — installation desservant 50 à 100 terminaux vocaux ;
 — entrée des informations par clavier téléphonique ;
 — prix : 100 millions de francs ;
 — vocabulaire 200 mots.

Résultat

Intérêt très certain	Intérêt très moyen	Intérêt très médiocre	Pas d'intérêt manifesté
40 %	20 %	28 %	12 %

TABLEAU 7

Type de synthétiseur	Enregistrements		Synthétiseurs à canaux				
	Terminal vocal à mémoire holographique	IBM 7700	CIT DECLAM	CNET U.R.V.	S.P.S.	IBM 7772	IBM synthèse à 200 bits/s
Qualités							
Intelligibilité } intrinsèques de la parole	Excellente		Bonne				
	Excellente		Moyenne				
Qualité d'information	Signal analogique		2400 bits/seconde				
Nombre et nature des paramètres de commande	"		12 canaux + pitch			15 canaux + pitch	
Complexité du matériel	Moyenne	Simple	Moyenne				
Etat d'achèvement du matériel	Etude	Commercialisé	Opérationnel			Commercialisé	Opérationnel
SÉLECTION	Phrases		oui	oui			
	Mots	oui	oui	oui		oui	
	Diphonèmes				oui		oui
	Phonèmes	←		matériel pas approprié			
Etat d'achèvement du système		Commercialisé	Opérationnel	Développement	Etude	Commercialisé	Opérationnel
REMARQUES	Ces méthodes ne permettent pas l'accès à la prosodie ni à aucun paramètre lié à la sémantique de la parole. Il s'agit plus de recherches sur les mémoires que sur la synthèse de la parole.		Pas de prosodie	Prosodie	Prosodie	Pas de prosodie	Prosodie
			Possibilité d'action sur les paramètres spectraux pour corriger le vocabulaire. Possibilité facile d'action sur le pitch et le rythme, tant en correction du vocabulaire qu'en cours de synthèse pour l'introduction de la prosodie.				

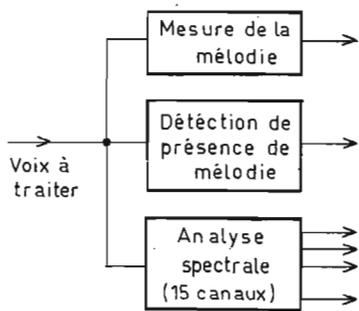


Fig. 5

Les sons vocaux peuvent être divisés en deux grandes catégories suivant qu'il y a, ou non, vibration des cordes vocales du larynx.

Un premier paramètre fondamental concerne l'existence de cette vibration. Lorsqu'elle est présente (cas des voyelles), il faut en mesurer la fréquence. deuxième paramètre fondamental. Cette information, appelée mélodie, donne la hauteur, au sens musical, de la voyelle. Le timbre du son est donné par les cavités résonnantes du système phonatoire humain, qui renforcent ou atténuent les divers harmo-

niques du son fondamental produit par les cordes vibrantes. Dans le cas des sons non laryngés (consonnes sourdes), tout se passe comme si une source de bruit était modulée par ces cavités résonnantes. Par suite, une dernière série de mesures définit la forme du spectre d'énergie du signal en fonction de la fréquence.

La figure 5 montre le schéma d'un analyseur de codeur de voix (ou VOCODEUR, compression de « voice coder »), où l'on reconnaît un système d'analyse spectrale associé à un détecteur de mélodie.

Les possibilités d'un tel « terminal » sont suffisantes pour une application en informatique : le CNET a réalisé un réseau expérimental permettant, à partir d'un poste téléphonique, d'interroger un ordinateur pour effectuer des opérations du type « calcul de bureau ». Les résultats des calculs demandés sont renvoyés au client sous forme verbale grâce à une unité de réponse vocale. C'est le

système SCT, ou « Service de Calcul par Téléphone ».

EN FRANCE, PLUSIEURS LABORATOIRES S'INTÉRESSENT A LA SYNTHÈSE DE LA PAROLE

L'Institut de Recherche d'Informatique et d'Automatique

(IRIA) a organisé, le 2 février 1973, une journée d'études consacrée aux perspectives de recherche et de développement en France de la synthèse de la parole, à laquelle ont participé de nombreux responsables français de travaux en ce domaine. On y a montré que les unités faisant la synthèse de la parole se classent dans l'une des cinq classes suivantes :

● Synthétiseur analogique : on enregistre directement le signal vocal, qui a donc la même qualité que le son à la sortie d'un magnétophone. Des exemples de cette méthode sont l'horloge parlante, le système IBM 7770, ainsi que le terminal vocal à mémoire holographique réalisé à Toulouse : dans ce dernier cas, les syllabes à mémoriser sont enregistrées photographiquement

		Synthétiseurs à formants			Simulateurs de conduit vocal		Codage prédictif		
ICOPHONE	Vocoder numérique S. L. E.	ENSERG	CGE	CIPHON Thomson/CSF	ENSERG	CNET	ENSERG	CNET	ENST
		←	Bonne	→	Espérées bonnes à très bonnes		Espérées bonnes à très bonnes		
		←	Bonne	→					
3700 bits/s	2400 bits/s	1000 bits/s	1200 bits/s	7000 bits/s	Objectif final 50 bits/s		à étudier		
47 canaux binaires	12 canaux + pitch	11 paramètres		7 paramètres	26 ou 17 aires de section du conduit ou environ 10 paramètres		12 paramètres de commande + paramètres d'entrée		
Simple	Moyenne	Moyenne		→	?	?	?		
Opérationnel	Développement	Développement			Etude		Etude		
		oui	oui	Utilisé	Sans intérêt		} Toutes les méthodes sont envisageables		
		oui	oui	en					
oui		oui mais		télécom-munications	oui	oui			
Opérationnel		Etude			Recherche fondamentale		Etude		
Pas de pitch, donc pas de prosodie. Les diphonèmes sont en mémoire et ne sont pas traités en temps réel.	Susceptible des mêmes applications que les vocoders analogiques.	La méthode actuellement optimale d'emploi de ce type de synthétiseurs est la synthèse par mots. La synthèse par règles avec ces matériels peut être étudiée à fin de recherche fondamentale sur les transitions de la parole. Mais la complexité finale des règles de transition en termes de formants ne semble pas ouvrir la voie à une utilisation réelle du synthétiseur à formants par association de phonèmes ou diphonèmes.			C'est la source d'une recherche fondamentale sur la physiologie du conduit vocal, le fonctionnement des cordes vocales. On se rapproche de l'étude des commandes réelles de l'organe phonatoire par l'homme.				

TABLEAU 4. — LES UNITÉS A RÉPONSE VOCALE (SAUF IBM)

Fabricant	Modèle	Vocabulaire		Mémoire de stockage	Nombre de lignes téléphoniques accessibles	Temps d'accès (milliseconde)	Extension possible ?	
		Nombre de mots	Durée des messages (seconde)					
Advanced Communications Inc.	VS6464/1	64	64		1	< 1		
	VS6464/1M	64	64		1			
American Systems	Voicemaster 3000	3 000		Disque magnétique	32		Jusqu'à 10 000 mots	
Cognitronics	630	10	10	Tambour magnétique	1	625		
	631, 632, 672/4/6/8	31	31		0,5-0,6	1	625	
	636	31			0,5-0,6	1	625	
	MARS	31 à 189			0,5-0,6	4 à 48	260	
	STAR	32				1	625	
	Horloge parlante	70				1	10 000 (par message)	
Co-System, Inc.	TAU16-W	16		Ruban magnétique		600		
	TAU16-Wx	64				600		
	DTD-16W	16				600		
	DTD-16Wx	64				600		
	DTD-8M	8				600		
	TAU-8M	8				4 600		
Datatrol Inc.	CS-1400	31 à 256	0,5 à 1,5	Tamb. magn.	2 à 64			
Métrolab Inc.	Digitalk 256	26 à 256	0,5-0,6	Tamb. magn.	1	600 à 1 200		
	Digitalk 3100	32 à 64	0,5-0,6	Tamb. magn.	1	600 à 1 200	Par bloc de 27 mots ou phrases	
	Digitalk 4000	36 à 64	0,5-0,6	Tamb. magn.	1	500		
Periphonics Corp.	PAC2000	2 000	Diverse	Disque magn.	256	16,5	Jusqu'à 10 000 mots	
Phonoplex Corp.	7050	50	0,5	Semi-conduct.	4 à 256	125	Extension non limitée	
Wavetek Data Communications	A500	32 à 256	0,5-0,6	Tamb. magn.	8 à 64			

sous forme d'une modulation d'amplitude, et on réalise à partir de chacune des photographies ainsi obtenues, des microhologrammes ; la lecture des hologrammes se fait grâce à un faisceau laser.

● Synthétiseur à canaux : le signal vocal est considéré comme la somme de signaux émis par une batterie de générateurs, émettant un signal de fréquence donnée dans la bande passante audible, et d'amplitude variable. Ce signal, pour un locuteur donné, dépend du phonème (*) prononcé ; mais également de la fréquence fondamentale, dite « pitch », qui

caractérise une voix grave ou aiguë. L'absence de pitch correspond à une voix chuchotée.

Ce type de synthétiseur est le plus répandu. Il est à la base du système DECLAM de la CIT-Alcatel, de l'Unité de Réponse Vocale (URV) du CNET, du système de synthèse par syllabes (SPS), également étudié au CNET, de l'IBM 7772, du système IBM à 200 bits par seconde, du Vocoder de la SLE et du système ICOPHONE. Ce dernier système se distingue des précédents par le fait qu'il n'y a pas commande en amplitude des filtres, mais commande par tout-

ou-rien, ce qui fait passer le nombre de canaux de 12 ou 15, à 45.

● Les synthétiseurs à formants : on simule les qualités de résonance du conduit vocal par des circuits électriques. Les pics de résonance correspondent à ce qu'on appelle les formants. Le naturel des voix synthétisées ainsi est incontestablement meilleur qu'avec les synthétiseurs à canaux. Des synthétiseurs de ce type ont été réalisés à l'EN-SERG, aux laboratoires de Marcoussis, ainsi que par Thomson-CSF.

● Les simulateurs de conduit

vocal : ils simulent le comportement acoustique d'un conduit de section variable correspondant à un conduit vocal simplifié, à l'aide de circuits électriques. A l'EN-SERG et au CNET, des études sur ce type de synthétiseurs sont menées.

● Les synthétiseurs à codage prédictif : ils simulent de façon globale la fonction de transfert du conduit vocal. Trois études sont en cours, à l'ENSERG, au CNET et à l'ENST.

(à suivre)

Marc FERRETTI.

* Voir H.-P. précédent « L'ordinateur parle ».

COMMUTATION PAR CIRCUITS INTEGRES DANS LES ORGUES ELECTRONIQUES

LE TBA 470

On a donné le schéma intérieur du TBA470 ITT dans notre précédent article intitulé : Effets spéciaux dans les orgues électroniques, paru dans le numéro d'août du « Haut-Parleur ».

Voici la suite de l'étude du dispositif de commutation à circuit intégré TBA470, d'après les indications des documents ITT et divers articles publiés dans des revues allemandes. L'équivalent du montage mécanique peut être réalisé de plusieurs manières différentes. La première est donnée à la figure 1. On a représenté qu'une seule entrée signal, commandée par une touche à un seul contact mécanique attaquant le 6 du CI. D'autres touches à un seul contact mécanique attaqueront, de la même manière, les points restants : 2, 3, 4, 5, 9, 10, 11, 12, 13.

La résistance R_1 sépare le point 6 de la source (entrée du signal) afin de permettre, comme dans le dispositif mécanique d'appliquer au point 6, des signaux d'autres sources au même point en vue de synthèse. La résistance R_2 sépare le contact de touche du point 6 car d'autres touches pourront commander l'application du signal à ce même point.

La diode D_1 du type BA170 fonctionne comme interrupteur : lorsque le signal doit être transmis, l'exécutant abaisse la touche et il y a contact. La tension négative $-V_1$ polarise négativement l'émetteur relié au point 6 dont le collecteur est rendu positif par la tension $+V_{CC}$. De ce fait, le transistor considéré est conducteur entre l'émetteur et le collecteur, et le signal est transmis au BUS. La diode est bloquée car l'anode est à une tension inférieure à celle de la cathode mise à la masse.

Lorsque la touche est lâchée, le signal n'est pas transmis au point 6. A la figure 2, on donne le montage pratique correspondant. La tension du signal de note est V_s . Passant par le transistor, ce

signal sera récupéré sur le collecteur, point 1 commun à tous les collecteurs donc conduisant au BUS (ligne collectrice).

Le SAJ110 donne un signal V_s de 8,5 à 9 V lorsque l'alimentation est de 10 V. En prenant R_1 et R_2 de 47 k Ω , la tension rectangulaire V_s transmise variera entre deux niveaux, 0,3 V et 4,5 V approximativement. La tension émetteur à base sera de 4,5 V.

Dans les transistors du TBA470, la résistance d'entrée h_{ib} est de 260 Ω environ avec $i_c = 0,1$ mA. Les résistances R_1 et R_2 doivent être grandes par rapport à h_{ib} , condition bien réalisée dans le cas présent. La tension du signal de collecteur est V_{out} .

DISTRIBUTION AVEC LE MONTAGE A

Pour faciliter la généralisation du montage A des figures 1 et 2, nous donnons à la figure 3 un schéma de distribution appliqué à un certain nombre de notes, réunies à la sortie 1 du CI, par les BUS 4' et BUS 8'. Voici quelques éclaircissements sur ce montage, en apparence compliqué. Partons de la touche de note DO_2 (C en allemand et anglais) située sur la ligne de la tension $V_1 = -5$ V destiné à polariser l'émetteur du transistor concerné par cette note, comme expliqué plus haut.

Cette note DO_2 correspond au transistor du point 2 du TBA470 (1). En effet, en partant de la touche et en passant par le point A, on aboutit à une résistance de 47 Ω reliée au point 2 mentionné. Le signal de cette note est transmis par 47 Ω également, à partir du point (à gauche) C (DO_2) au même point 2. Le point est, rappelons-le, l'émetteur du transistor.

Si l'interrupteur de touche est coupé, l'émetteur considéré n'étant pas polarisé négativement par V_1 de -5 V, le transistor est bloqué et bien que le signal de C (DO_2) soit présent au point 2 de TBA (1) le signal ne passera pas vers la sortie sur le collecteur.

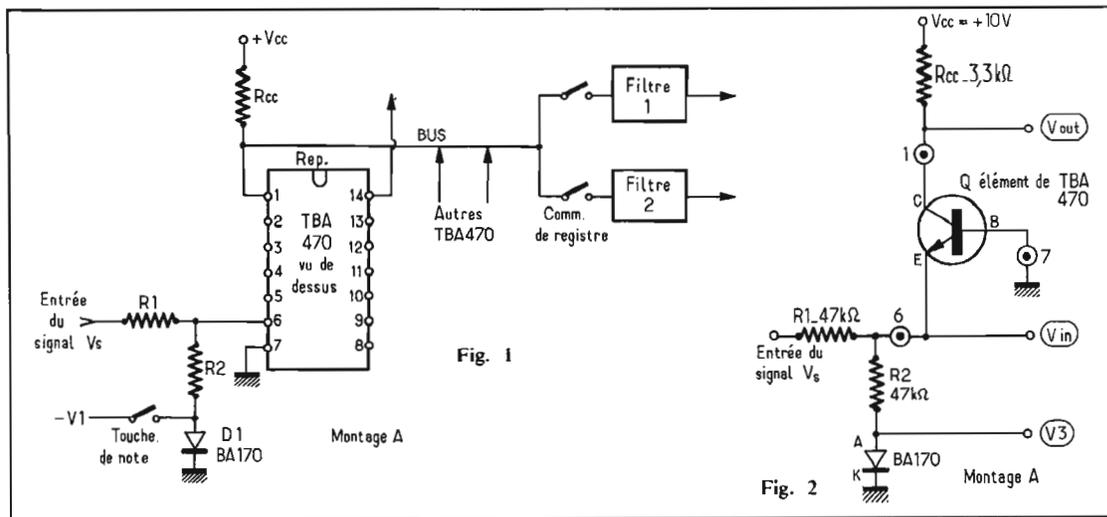
Abaissons maintenant la touche pour obtenir la note désirée, le DO_2 à laquelle cette touche est destinée sur le clavier. On voit immédiatement que la tension $V_1 = -5$ V sera appliquée à l'émetteur (point 6 de TBA470 (1)) du transistor concerné par la touche du DO_2 considérée. Il y aura donc le signal de cette note dans le BUS 8' et ce signal sera de forme rectangulaire s'il provient d'un générateur de signaux de cette forme (cas du SAJ110 par exemple) et si cette forme n'a pas été modifiée avant que le signal parvienne au point « entrée des signaux » DO_2 (ou

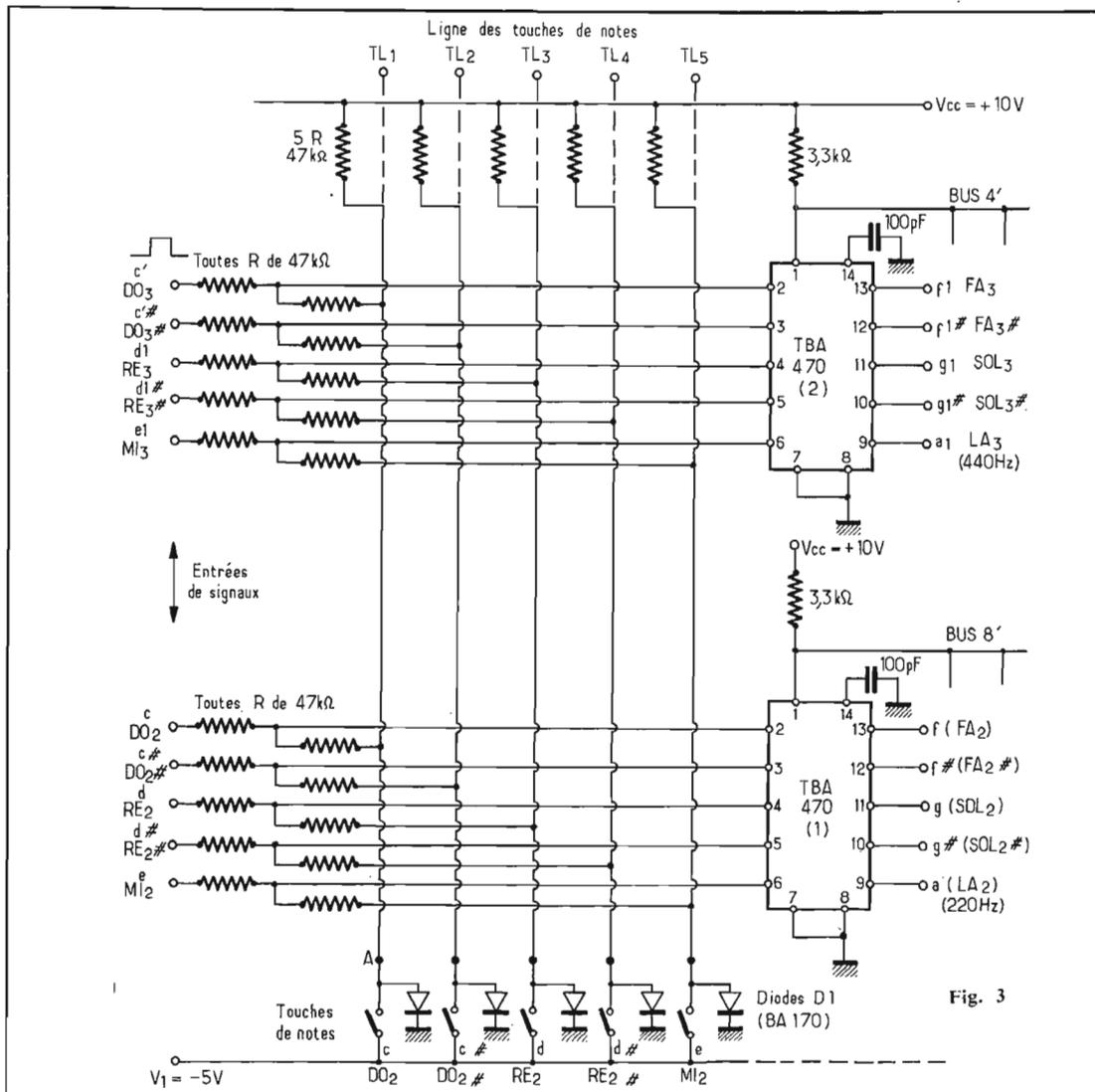
C). Pour bien effectuer la synthèse des sons, qui consiste à modifier la forme rectangulaire (qui implique l'absence des harmoniques pairs : 2f, 4f, 6f, 8f, etc. et la présence des harmoniques impairs : 3f, 5f, 7f, etc.), il faudra ajouter au signal rectangulaire de la note DO_2 (ou C) des signaux à d'autres fréquences, en général supérieures à celles de ce DO_2 .

Dans le cas du schéma de distribution de la figure 3, un signal indispensable à ajouter est celui à la fréquence double du DO_2 . C'est donc le signal de la note DO_3 (en allemand et anglais c'). Ce signal de note DO_3 , à 261,59 Hz sera donc prélevé à la source qui le produit et appliqué par l'intermédiaire d'une résistance de 47 Ω au point 2 du TBA470 (2) pas au même TBA que celui recevant le DO_2 .

Selon le même processus, rien ne passera vers la sortie de ce circuit intégré tant que l'émetteur du point 2 ne sera pas polarisé négativement.

Revenons maintenant à la touche du DO_2 (en bas et à gauche sur le schéma). Si l'on abaisse (ou actionne) cette touche la tension de -5 V sera transmise, aussi bien au point 2 du TBA470 (1) qu'au point 2 du TBA470 (2) par la ligne de la touche considérée et des résistances de 47 k Ω .





de fréquence sera donc au maximum celui correspondant à un intervalle d'une demi-octave si l'on adopte cette disposition. Complétons maintenant l'analyse du schéma de distribution de la figure 3.

Le BUS 8' recevra, à l'aide du même TBA (1) mais grâce à des touches différentes, les signaux des notes qui suivent le DO₂, donc, comme indiqué sur la figure, les signaux de DO₂ #, RE₂, RE₂ #, MI₂ par les points 3, 4, 5 et 6 du CI. Egalement, par les points 9 à 13, il y aura cinq autres notes : FA₂, FA₂ #, SOL₂, SOL₂ #, LA₂ (220 Hz). Ne perdons pas de vue qu'en même temps les notes de même nom mais d'indice supérieur seront envoyées au BUS 4' et ainsi de suite pour « enrichir » la note considérée. Considérons aussi les BUS 4', 8' et autres. Chaque BUS aboutissant à des circuits formants (ou filtres) doit « collecter » des signaux de fréquences voisines comme on vient de l'expliquer. Le BUS 4' par exemple, collectera tous les signaux venant du TBA (2) mais aussi des signaux d'autres TBA correspondant à des notes d'indice 3 (p. ex. DO₃) mais fondamentales en harmoniques d'autres notes allant à des BUS inférieurs en nombre de pieds. L'essentiel est que dans un BUS déterminé, il n'y ait que des notes de la catégorie qu'il représente afin que les signaux puissent être passés par des filtres efficaces à ces signaux.

ORIGINE DES INDICATIONS EN PIEDS (FOOT)

Comme on s'en doute, cette origine vient de la terminologie des facteurs ou organiers et des utilisateurs d'orgues à tuyaux. Les notes de ces instruments sont groupées par une indication d'un certain nombre de pieds car les tuyaux donnant ces notes ont une longueur de cet ordre. Ainsi, l'acoustique nous apprend qu'un tube ouvert donnant un son à la fréquence f , a une longueur L fonction de cette fréquence. Déterminons cette relation.

A la fréquence f (en hertz) correspond une longueur d'onde λ donnée par la formule :

$$\lambda = vT$$

dans laquelle v = vitesse du son = 340 m/s environ et T est la période du signal donc, comme :

$$T = \frac{1}{f} \text{ et } f = \frac{1}{T}$$

il en résulte que :

$$\lambda = \frac{340}{f} \text{ mètres}$$

Considérons maintenant la mesure anglo-saxonne en pieds (foot). On sait qu'un pied est égal à 0,304 m donc pour avoir

Il en résulte que la ligne collectrice ou BUS 4' recevra le signal de la note DO₃ en même temps que la ligne collectrice BUS 8' recevra le signal de note DO₂. En lisant cette explication le lecteur pourrait être quelque peu désorienté et voudrait savoir pour quelle raison la note DO₃ est transmise au BUS 4' par la touche du DO₂ alors qu'elle devrait bénéficier d'une touche qui lui soit spécialement destinée. Qu'on se rassure, il n'y a pas d'erreur. La note DO₃ est traitée comme la note DO₂ et il y a, dans une autre partie de l'ensemble de distribution, un système analogue à celui indiqué à la figure 3 pour le DO₂.

Etant maintenant tranquillisés sur le sort des notes DO₃ et ses pareilles, continuons notre analyse.

En prenant toujours comme exemple la note DO₂, considérée comme la note fondamentale à laquelle est attribuée la touche DO₂ et la ligne de touche TL1, on voit que cette ligne se prolonge vers le haut (du dessin). La partie non représentée doit recevoir des signaux DO, ou autres, destinés à « enrichir » d'harmoniques le DO₂.

On a vu que le premier signal supplémentaire était le DO₃. Le suivant peut être à la fréquence $3f$ ou $4f$. A cette dernière on aura affaire à la note DO₄ (c² en allemand et anglais) pour laquelle il y aura un autre circuit intégré TBA470 avec une sortie sur un BUS 2'. La note DO₂ sera donc « enrichie » de cette façon. Donnons aussi la raison pour laquelle le DO₃ est envoyé à un bus différent de celui du DO₂. Remarquons d'abord que finalement, les deux signaux parviendront bien au haut-parleur de l'orgue car tous les BUS convergent vers l'amplificateur final. La cause précise de l'envoi du DO₃ au BUS 4' et du DO₄ éventuellement au BUS 2' réside dans le fait que ces BUS aboutissent à des filtres spéciaux et, on sait que tout filtre à un comportement qui diffère d'une fréquence à l'autre s'il contient un ou plusieurs composants réactifs, c'est-à-dire bobines ou condensateurs ou les deux, accompagnés ou non de résistances pures.

Théoriquement, il faudrait autant de filtres à éléments réactifs qu'il y a de notes. Comme pour chaque timbre, il faut un

filtre (formant) différent, et qu'il y a plusieurs dizaines de timbres différents, par exemple 30, on aurait besoin de $30 \times 92 = 2760$ filtres ce qui augmenterait le prix de revient de l'orgue et la complexité de son montage. On se contentera, comme l'expérience le prouve, de grouper les signaux, les notes d'une bande peu étendue pour être traités ensemble par un même filtre.

On pourra par exemple grouper ensemble, sans trop de diminution de l'effet des filtres, les douze notes de l'intervalle d'une octave, par exemple du DO₂ au SI₂. Les filtres seront alors prévus, pour ce groupe, de façon à ce qu'ils soient efficaces au maximum sur la note médiane de cette gamme, cette note étant ici celle dont la fréquence est la moyenne géométrique entre f et $2f$ à peu de chose près. Dans notre exemple, $f = 130,79$ Hz, $2f = 261,59$ Hz et la moyenne géométrique est la racine carrée du produit de ces deux fréquences. Elle est donc égale à $1,414 f = 1,414 \cdot 130,79$ ce qui donne 185 Hz environ. La note la plus proche convenant à cette fréquence est le FA₂ # à la fréquence de 184,91 Hz. L'écart

λ en pieds il faudra diviser son expression par 0,304 ce qui donnera :

$$\lambda \text{ (pieds)} = \frac{1111}{f}$$

Il ne reste plus qu'à voir à quelles fréquences correspondent ces nombres « fatidiques » de 16', 8', 4', etc. Soit par exemple $f = 32,69$ Hz correspondant au DO_0 . En remplaçant f par cette valeur on obtient 33,9 pieds. La moitié de cette longueur est 17' environ, on sait justement la longueur approximative d'un tuyau ouvert donnant le son à $f = 32,69$ Hz. On a donc la formule $L = \lambda/2$ et cela se vérifie expérimentalement par le fait qu'il y a un ventre de pression dans le tuyau (voir Fig. 4). En comparant avec les indications des BUS, on voit que l'on a les correspondances suivantes entre BUS (en pieds) et la note fondamentale la plus basse à être admise dans cette ligne collectrice :

DO_0 : BUS 32', DO_1 : BUS 16', DO_2 : BUS 8', DO_3 : BUS 4'. Il s'agit des notes correspondant nominalement aux touches. En réalité, les BUS ainsi désignés peuvent admettre également des notes à fréquences inférieures et surtout des notes à fréquences supérieures comme on le verra par la suite.

CARACTERISTIQUES DU TBA470

Proposé par ITT ce circuit intégré comporte un boîtier rectangulaire à 14 broches « DIL » de dimensions habituelles.

CARACTERISTIQUES MAXIMA

Courant de collecteur I_C : 25 mA (broches 1 ou 14);
 Courant d'émetteur I_E par émetteur : - 5 mA (broches des émetteurs);

Courant de base I_B : 25 mA (broches 7 ou 8);

Tension collecteur à émetteur V_{CE0} : 22 V;

Puissance totale dissipée à

$T_{amb} = 60^\circ C$: P_{tot} 250 mW;

Température ambiante - 10 à + 60 °C;

CARACTERISTIQUES NORMALES A 25°C

Gain de courant en continu avec $V_{CE} = 2$ V, $I_C = 1$ mA $B > 40$; tension de saturation de collecteur à $I_C = 1$ mA, $I_B = 0,1$ mA : V_{CES} at < 0,4 V; courant de blocage, d'émetteur à $V_{CE} = 15$ V... $I_{CEO} < 100$ nA.

FORMATION DES SIGNAUX EN DENTS DE SCIE EN ESCALIER

A l'aide de signaux rectangulaires il est possible de créer des signaux en dents de scie par synthèse. Jusqu'à présent on a traité de synthèse à l'aide de signaux sinusoïdaux en se basant sur les spectres de fréquences. Cette méthode est excellente mais nécessite la formation des signaux sinusoïdaux ce qui n'est pas toujours réalisable à l'aide de procédés économiques. Le principe de la formation des signaux en « dents de scie à marches d'escalier » est indiqué à la figure 5. Il s'agit d'additionner des tensions rectangulaires dans les proportions indiquées sur la figure : la fondamentale à la tension $e = V_1$, l'octave à $e = 0,5 V_2$, l'octave suivante à $e = 0,25 V_3$. Si les tensions V_1 , V_2 et V_3 sont égales on voit que pendant une période de V_1 il y aura 2 périodes de V_2 , 4 de V_3 et la tension résultante V_3 sera en « dents de scie en marches d'escalier » (ou échelons) de fréquence égale à celle de la fondamentale, donc $f = f_0$.

Le montage électrique de synthèse est donné par la

figure 6. Ce montage mélangeur donnera le dosage désiré si les résistances des sources de signaux V_1 , V_2 et V_4 , de fréquences f_0 , $2 f_0$ et $4 f_0$ sont très petites devant R et, « a fortiori » devant 2R et 4R.

D'autre part il faut aussi que $R_L \gg 4R$. Voici à la figure 7 un exemple de schéma d'une partie du montage d'un orgue dans laquelle on a adopté un dispositif de formation par synthèse, de tension en marches d'escalier comme celles de (d) figure 5, à l'aide de tensions rectangulaires telles que (a), (b) et (c) de la même figure.

Il va de soi que ces tensions seront obtenues à partir de diviseurs de fréquence à transistors, UJT (transistors unijonction) ou mieux, circuits intégrés. La commutation est obtenue électriquement par des circuits intégrés TBA470.

Partons des sources de signaux rectangulaires non représentées sur le schéma. Ces sources fournissent les signaux aux différentes fréquences, par l'intermédiaire des touches (voir par exemple le schéma de la Fig. 3) aux points d'entrée des circuits TBA470. Ces CI (24 dans le montage considéré ici) permettent de « collecter » 240 signaux de notes car chaque TBA470 possède deux fois cinq entrées sur les émetteurs des transistors intérieurs. Ainsi le premier en haut et à gauche sur le schéma de la figure 7 considéré présentement, reçoit les dix signaux rectangulaires de notes suivantes : DO_3 , $DO_3 \#$, RE_3 , $RE_3 \#$, MI_3 , FA_3 , $FA_3 \#$, SOL_3 , $SOL_3 \#$, LA_3 (440 Hz).

En terminologie allemande ou anglaise ces notes sont, respectivement c^1 , $c^1 \#$, d^1 , $d^1 \#$, e^1 , f^1 , $f^1 \#$, g^1 , $g^1 \#$, e^1 (440 Hz). Les indices sont disposés en haut comme des exposants. Par le point 1 du TBA considéré,

ces signaux sont transmis au BUS 2'. De la même manière, le rang inférieur suivant de TBA470 alimentera en signaux le BUS 4'. Ces signaux sont à l'octave inférieure de ceux du rang précédent. Ensuite, on « collectera » les signaux rectangulaires pour les BUS 8' et BUS 16'. Les transistors Q_1 à Q_4 sont indiqués comme pouvant remplacer ceux des TBA470. Du type BC172B ils pourront être groupés comme ceux des CI, avec les collecteurs réunis pour représenter le point de sortie 1, les émetteurs séparés et les bases réunies (voir schéma du TBA470 à la figure 9 de notre précédent article). Ces transistors pourront ainsi servir pour compléter la série de notes fournies par les CI qui n'ont que 10 transistors. Chaque BUS aboutit à la base d'un transistor (Q_5 à Q_8) un par BUS. Ces transistors sont montés en collecteur commun et sortent sur l'émetteur. Ce montage en « émetteur suiveur » est réducteur d'impédance et permet une bonne adaptation entre l'impédance des sorties 1 des CI et celle d'entrée sur les bases des transistors Q_5 à Q_{12} .

Considérons maintenant, un de ces transistors, par exemple Q_9 . De l'émetteur de Q_9 , il peut recevoir tous les signaux indiqués sur cette rangée de BUS 2'. Bien entendu ne parviendront que les signaux que l'exécutant aura transmis vers le BUS à l'aide des touches qu'il aura actionnées (voir Fig. 3). On a vu que lorsque l'exécutant actionne une touche, il envoie dans les différents BUS, non seulement la note « nominale » de la touche mais aussi, les signaux rectangulaires octaves et éventuellement harmoniques (non nécessaires dans le présent montage). En considérant à nouveau l'émetteur de Q_9 , on voit qu'à la sortie 2' R, on disposera de tous les

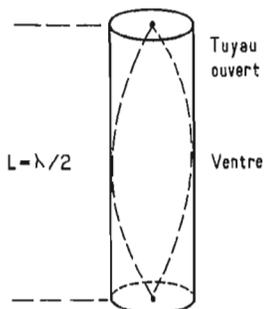


Fig. 4

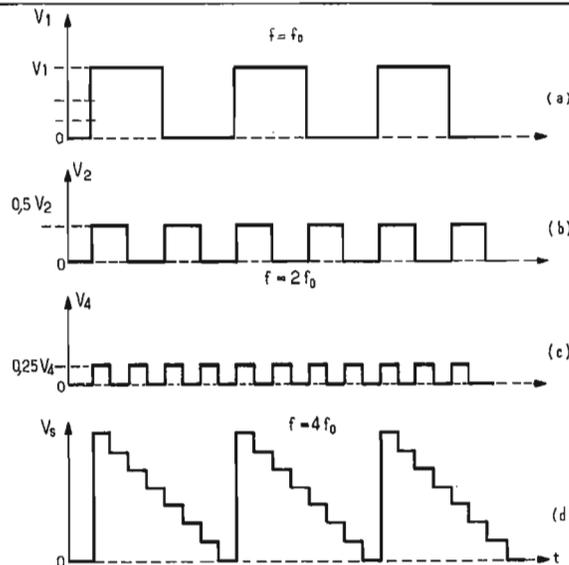


Fig. 5

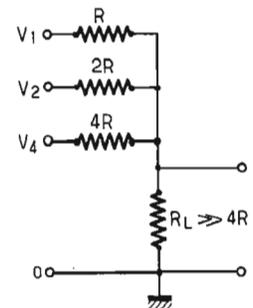


Fig. 6

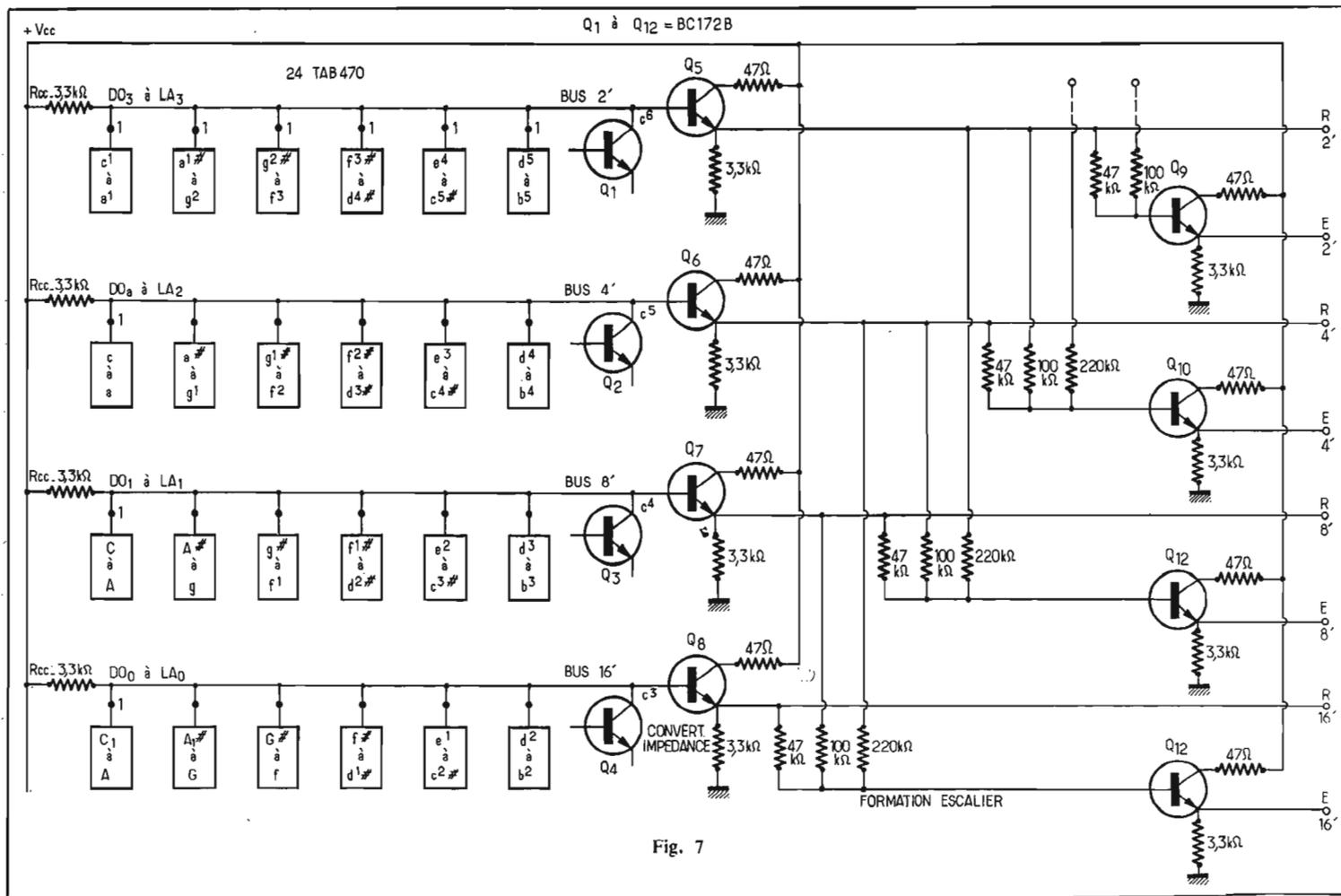


Fig. 7

signaux rectangulaires du BUS 2' qui n'ont été que transmis sans modification de forme et de sens de variation, par le transistor non inverseur. Par contre à la sortie 2'E il y aura un signal en marches d'escalier (« staircase » en anglais). En effet, on voit que sur la base de Q_5 , on transmet, à l'aide de résistances, un signal du BUS 2 (par 47 kΩ) et un signal d'un BUS 1' (à l'octave supérieure de ceux du BUS 2') non représenté sur le schéma, par la résistance de 100 kΩ.

Remarquons que conformément à la synthèse des tensions rectangulaires expliquée par la figure 5, la fréquence du signal en dents de scie en marches d'escalier, est celle du signal rectangulaire à la fréquence la plus basse, autrement dit, les notes du BUS 4' par exemple, donneront des notes d'un BUS de sortie 4' également. Dans

ce montage de la figure 7, on dispose, pour chaque BUS, de deux sorties, celles désignées par E pour les tensions à marches d'escalier. Les dernières peuvent être transmises aux filtres formants et conviennent bien pour les formants établis pour des tensions en dents de scie comme c'est le cas le plus fréquent.

SIGNAUX AUX SORTIES D'UN DIVISEUR DE FREQUENCE

En utilisant un SAJ110, les signaux obtenus à ses sorties sont rectangulaires mais il est facile de les modifier à l'aide de composants extérieurs simples et économiques.

A la figure 8 (A) m indique une sortie de diviseur SAJ110. Rappelons que dans le SAJ110 il y a une série de FLIP-FLOPS F. La sortie considérée est entre la sortie de F_n (par exemple F_1) et l'entrée de F_{n+1} (par exemple

F_2). Le signal rectangulaire « parfait » est transmis par la diode D (BA170) au réseau RC composé de R_L , R_S et C_L . La tension de sortie après modification de la forme est V_{RL} aux bornes de R_L . Sa forme est indiquée à la figure 8 (B).

On voit que l'alternance négative est modifiée, au lieu d'une descente instantanée, il y a une descente curviligne. Sa forme peut se caractériser par le temps τ , fraction de la demi-période $T/2$ du signal à la fréquence $f = 1/T$. On définit le temps $\tau = R_L C_L$ par la différence entre les temps t_2 (rencontre de la tangente avec l'axe de temps) et t_1 (fin du palier horizontal supérieur).

Ce temps τ peut donc être prévu si l'on donne aux composants R_L et C_L les valeurs convenables. En général on prendra $\tau = 0,25/f$ c'est-à-dire $0,25 T$,

$R_L > 2,2 k\Omega$ et $R_S = 180 \Omega$, C_L étant alors déterminé par la fréquence fondamentale du signal considéré.

Exemple : soit $f = 440$ Hz. La valeur de τ est alors :

$$\tau = \frac{0,25}{440} \text{ seconde}$$

mais, comme $\tau = R_L C_L$, si l'on prend $R_L = 3,3 k\Omega$ par exemple il vient :

$$C_L = \frac{\tau}{R_L} = \frac{0,25}{440 \cdot 3300} \text{ farad} \\ = 0,17 \mu\text{F environ}$$

Il est donc utile de préciser les constitutions suivantes des signaux :

Signaux rectangulaires parfaits à périodes partielles égales : se composent uniquement de la fondamentale ($f = f_0$) et des harmoniques impairs ($f = f_3, f = f_5, f = f_7$, etc.).

Signaux rectangulaires imparfaits : comme par exemple celui de la figure 8 (13) : contient la fondamentale et les harmoniques pairs et impairs ($2 f_0, 4 f_0, 6 f_0$, etc. et $3 f_0, 5 f_0, 7 f_0$, etc.). Il en résulte qu'en pratique, comme il est très rare qu'un signal dit rectangulaire soit parfait, il contiendra en réalité des harmoniques impairs et pairs. Une analyse spectrale confirme ce qui vient d'être dit ci-dessus.

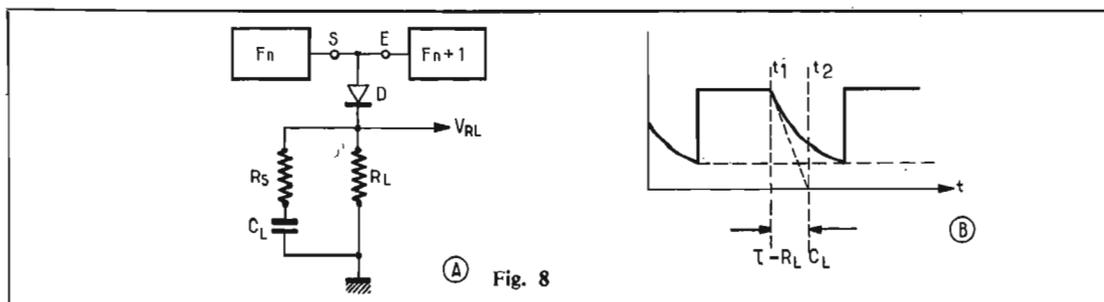


Fig. 8

LES ÉMETTEURS DE SIGNAUX HORAIRES

POUR le professionnel aussi bien que pour l'amateur, les émetteurs de signaux horaires sont des sources de renseignements précieux, car ils donnent non seulement l'heure avec une grande précision, mais aussi des fréquences étalon d'un très haut degré de stabilité. D'après un document de l'observatoire de la marine américaine, et lequel nous a été aimablement transmis par la « Physikalisch-Technische Bundesanstalt », Branschweig, Allemagne Fédérale, il existe actuellement, dans le monde, environ 120 stations qui diffusent, de façon continue ou intermittente, des signaux horaires. Le premier des deux tableaux qui suivent mentionne celles de ces stations qui travaillent, en moyenne, plus de trois heures par jour, à l'exception des émetteurs dont la réception est hautement improbable en France. Le second tableau donne des précisions complémentaires sur les stations qu'on arrive à capter, en France, de façon plus ou moins courante, ce « plus ou moins » étant ensuite précisé dans un bref compte rendu d'écoute. Dans les deux tableaux, les indications sont données en heure légale française.

Bien que la forme des signaux et le type de modulation varient d'une station à l'autre, l'heure utilisée est strictement la même dans le monde entier. Les signaux émis par les divers émetteurs sont ainsi parfaitement synchrones, et on observe, tout au plus, des différences dues à la durée de propagation. Toutefois, ces différences ne sauraient dépasser 1/10 de seconde que dans le cas assez exceptionnel d'un écho ionosphérique.

Les fréquences de porteuse sont, elles aussi, basées sur un même étalon (TAI), dans le monde entier. Il s'agit là d'un étalon de temps, puisque les fréquences sont exprimées en nombre de périodes par seconde. Il se trouve, toutefois, que cet étalon n'est pas rigoureusement identique à 1/86 400 de la durée

moyenne du jour terrestre, lequel devrait se composer exactement de $60 \times 60 \times 24 = 86\,400$ secondes. On a constaté que la seconde « étalon » est un tout petit peu plus courte que la seconde terrestre. Pour la correction, on ajoute, environ deux fois en trois ans, une seconde supplémentaire à la dernière minute du dernier jour soit du mois de juin, soit du mois de décembre. Ce système du « temps universel coordonné » (UTC) est en vigueur depuis le 1^{er} janvier 1972. C'est le « Bureau International de l'Heure » (BIH), à Paris, qui décide des secondes additionnelles, et suivant ces décisions, tous les émetteurs de signaux horaires, dans le monde entier, diffusent, le moment venu, une minute comportant 61 secondes.

Ce système fait qu'une horloge qu'on asservit sur les tops « secondes » (ou sur la fréquence porteuse) d'un émetteur de signaux horaires, avance inévitablement de 2 secondes environ en trois ans. Par contre, si on asservit une horloge sur les tops « minutes », elle restera infailliblement juste. L'imprécision de la fréquence porteuse des émetteurs est, relativement, peu importante. Même dans le cas le plus défavorable (2×10^{-10}) elle n'intervient que pour moins d'une seconde par siècle.

CONDITIONS DE RÉCEPTION

Ondes très longues

La station la mieux reçue, à Paris et dans une grande partie de la France, est DCF (77,5 kHz). C'est en même temps la station la plus précise, mais les aléas d'une propagation sur 500 km (de Paris) font qu'on ne peut que partiellement utiliser la précision offerte. Les stations MSF (450 km de Paris) et HBG (400 km) ne sont reçues qu'avec un niveau inférieur de 10 dB environ à celui de DCF. Finalement, la station tchécoslovaque « OMA » (50 kHz) ne peut être

Émetteurs de signaux horaires — TABLEAU I
Pour les stations dont l'indicatif est imprimé en gras, le tableau II donne des précisions complémentaires

Fréquence (kHz)	Indicatif	Position géographique	Horaire
50	OMA	Liblice, Tchécoslovaquie	Continu (1)
60	MSF	Rugby, Angleterre (sud)	Continu (1)
75	HBG	Prangins/Genève, Suisse	Continu
77,5	DCF	Mainflingen, Allemagne Féd.	Continu (1)
2 500	FFH	Chevannes, France	9 à 17 h (2)
2 500	JJY	Koganei, Japon	Continu
2 500	MSF	Rugby, Angleterre	Intermittent
2 500	OMA	Liblice, Tchécoslovaquie	Intermittent
2 500	RCH	Tachkent, U.R.S.S.	Intermittent
2 500	WWV	Fort-Collins, CO, U.S.A.	Continu
3 170	OLB 5	Podebrady, Tchécoslovaquie	Continu (1)
3 330	CHU	Ottawa, Canada	Continu
4 500	VNG	Lyndhurst, Australie	10 h 45 à 22 h 30
4 525	DIZ	Nauen, Rép. dém. Allemagne	Continu (3)
4 996	RTA	Novosibirsk, U.R.S.S.	Intermittent
5 000	BSF	Taiwan, Formose	Intermittent
5 000	IBF	Turin, Italie	Intermittent
5 000	JJY	Koganei, Japon	Continu
5 000	LOL 1	Buenos-Aires, Argentine	Intermittent
5 000	MSF	Rugby, Angleterre	Intermittent
5 000	RAT	Moscou, U.R.S.S.	Intermittent
5 000	RCH	Tachkent, U.R.S.S.	Intermittent
5 000	ZUO	Afrique du Sud	Continu
5 000	WWV	Fort-Collins, CO, U.S.A.	Continu
5 004	RID	Irkutsk, U.R.S.S.	Intermittent
7 335	CHU	Ottawa, Canada	Continu
7 500	VNG	Lyndhurst, Australie	Continu
8 000	JG 2 A	Koganei, Japon	22 h à 12 h
9 996	RTA	Novosibirsk, U.R.S.S.	Intermittent
10 000	JJY	Koganei, Japon	Continu
10 000	LOL 1	Buenos Aires, Argentine	Intermittent
10 000	MSF	Rugby, Angleterre	Intermittent
10 000	RWM	Moscou, U.R.S.S.	Intermittent
10 000	WWV	Fort-Collins, CO, U.S.A.	Continu
10 004	RKM	Irkutsk, U.R.S.S.	Intermittent
12 000	VNG	Lyndhurst, Australie	Continu
14 670	CHU	Ottawa, Canada	Continu
14 996	RTA	Novosibirsk, U.R.S.S.	Intermittent
15 000	JJY	Koganei, Japon	Continu
15 000	LOL 1	Buenos Aires, Argentine	Intermittent
15 000	RWM	Moscou, U.R.S.S.	Intermittent
15 000	WWV	Fort-Collins, U.S.A.	Continu
15 004	RKM	Irkutsk, U.R.S.S.	Intermittent
20 000	WWV	Fort-Collins, CO, U.S.A.	Continu
25 000	WWV	Fort-Collins, CO, U.S.A.	Continu

(1) Sauf arrêts pour maintenance (4 à 6 h par mois).

(2) Sauf samedi et dimanche.

(3) Sauf 9 h 15 à 10 h 45.

Nota : Toutes les indications horaires sont données en heure légale française.

Indicatif et fréquence (kHz)	Position géographique	Puissance (kW)	Arrêt pour maintenance	Forme des signaux	Imprécision sur fréq. porteuse ($\times 10^{10}$)	Code DUT 1 (1)
MSF 60	52° 22' N 1° 11' W		Premier mardi de chaque mois, 11 à 15 h	Porteuse interrompue pendant 100 ms au début de chaque seconde, pendant 500 ms au début de chaque minute.	0,2	Doublement
HBG 75	46° 24' N 6° 15' E	20	Rares interruptions irrégulières	Porteuse interrompue pendant 100 ms au début de chaque seconde. Interruptions doubles pour les minutes, triples pour les heures, quadruples midi-minuit.	0,02	Néant
DCF 77,5	50° 01' N 9° 0' E	38	Deuxième mardi de chaque mois, 5 à 9 h	Porteuse réduite à 25% pendant 100 (ou 200) ms au début de chaque seconde, sauf à la 59 ^e de chaque minute. Entre secondes 17 et 58, transmission codée, pas tops prolongés, de minute, heure, date, jour de semaine.	0,01 (*)	Allongement à 200 ms
FFH 2 500	48° 32' N 2° 27' E	5	Ne fonctionne que de 9 à 17 h, sauf samedis et dimanches	Porteuse modulée (1 kHz) pendant 5 ms, au début de chaque seconde, pendant 500 ms au début de chaque minute.	2	Allongement 100 ms
MSF 10 000	52° 22' N 1° 11' W			Comme ci-dessus. Ne fonctionne qu'entre les minutes 0 à 5, 10 à 15, 20 à 25, etc., de chaque heure.	1	Doublement
RWM, RKM 10 000 10 004 15 000 15 004	55° 19' N 38° 41' E 52° 46' N 103° 39' E	20	Horaires de fonctionnement variables, suivant saison de l'année	La porteuse n'est émise que pendant 100 ms au début de chaque seconde, et pendant 500 ms au début de chaque minute, et ce pendant 5 minutes consécutives, 3 à 4 fois par heure. Pendant le reste du temps, signaux cadencés, indicatif, porteuse entretenue pendant plusieurs minutes.	2	Doublement
WWV 5 000 10 000 15 000 20 000 25 000	40° 41' N 105° 02' W	10 10 10 2,5 2,5	Permanents	Porteuse modulée (1 kHz) pendant 5 ms, au début de chaque seconde, sauf 29 ^e et 59 ^e secondes, et pendant 800 ms au début de chaque minute. Annonce de l'heure par voix masculine, toutes les minutes. Les émetteurs de Kauai, Hawaï (WWVH, 2,5, 5, 10, 15 et 20 MHz) travaillent avec un code semblable, sauf modulation par 1,2 kHz, et annonces par voix féminine.	0,1	Doublement après 100 ms

(1) Le code DUT 1 indique la différence entre l'heure des astronomes (UT 1, proportionnelle à l'angle de la terre), et l'heure coordonnée (moyenne) UTC. Si la différence DUT 1 = UT 1 - UTC est positive, on modifie (par dédoublement ou par allongement) autant des tops 1 à 7 de chaque minute, que la différence saisonnière fait de dixièmes de secondes. Les tops annonçant les secondes 9 à 15 de chaque minute sont modifiés, quand cette différence est négative (normes CCIR).

(*) Moyenne sur 7 jours. La moyenne sur 100 jours ne relève qu'une imprécision de 2×10^{-13} .

reçue qu'avec un récepteur très sensible et sélectif, puisque cet émetteur, de 5 kW, se trouve à 850 km de Paris où ses signaux n'arrivent qu'avec un niveau de - 35 dB, par rapport à DCF. Au bord de l'Atlantique, les conditions de réception sont légèrement meilleures. Ainsi, la station OMA a pu être captée assez commodément au sud de Nantes (distance 1 200 km).

La nuit, la réception est plus capricieuse, bien qu'en moyenne, les conditions de propagation soient plus favorables. On constate, en effet, des phénomènes de compensation des ondes de sol et des ondes réfléchies sur l'ionosphère, et ces phénomènes peuvent mener à un évanouissement complet, pendant plusieurs minutes, même dans le cas de DCF.

Malheureusement, la gamme

des ondes très longues n'est prévue sur aucun récepteur de type courant, et les récepteurs de trafic, qui datent de plus de dix ans, n'ont souvent pas une sélectivité suffisante.

Ondes courtes

Sur 2 500 kHz, on reçoit, à Paris, très commodément la station FFH qui n'est distante que de 50 km environ. Il existe d'autres stations françaises qui diffusent, sporadiquement, des signaux horaires (St-André-de-Corcy, 91,15 kHz, Pontoise, 7 428, 10 775 et 13 873 kHz). De façon régulière, ces stations n'émettent que pendant les 5 minutes précédant 9 h, 10 h, 10 h 30, 14 h, 21 h, 22 h et 23 h 30.

La nuit, la réception est assez

faible sur 2,5 MHz. On arrive, néanmoins, à identifier MSF, station qui fait précéder ses brèves émissions de son indicatif. Sur 5 MHz, la réception n'est pas très satisfaisante, non plus.

Il en est autrement sur 10 et 15 MHz, où, en dehors de MSF (10 MHz), on reçoit surtout les stations russes RTA, RWM et RKM, et ce même avec un récepteur portatif du type « grand public », avec antenne télescopique. Comme ces stations ne sont pas modulées, c'est en fait, le plus souvent, le battement entre 9 996 et 10 000 kHz, ou 10 000 et 10 004 kHz, qu'on perçoit. Avec un récepteur de trafic, la séparation des stations est possible, mais l'écoute est, néanmoins, beaucoup moins confortable qu'en ondes très longues. Plusieurs des émetteurs de

10 et de 15 MHz ne fonctionnent que pendant des intervalles de 5 minutes, et ils font précéder et suivre leurs émissions de signaux horaires par de multiples « VVV CQ DE... » qui gênent considérablement les stations qui, pendant ce temps, continuent à diffuser leurs tops habituels.

Quant à WWV, on constate que cette station est surtout célèbre par son ancienneté. Ce n'est que sur 20 et 25 MHz qu'elle n'est pas couverte par des stations plus proches et plus puissantes, et sur ces fréquences, les conditions de propagation sont souvent aléatoires.

En fin de compte, il ne semble guère rationnel d'utiliser les ondes courtes pour une réception suivie de signaux horaires, alors que la chose est parfaitement possible sur ondes très longues.

H. SCHREIBER

interrupteur crépusculaire pour bateaux

Il peut s'avérer très utile de disposer d'un interrupteur crépusculaire, destiné à commander automatiquement dès la tombée de la nuit les feux de position d'un bateau. Le montage proposé reste très simple, en dépit de l'utilisation des quatre transistors.

Avec ce dispositif on peut laisser le bateau ancré sans se soucier de la tombée de la nuit, qui plus est en été, le jour se levant très tôt, l'extinction automatique des feux de position permet d'économiser la batterie soumise à rude épreuve en mer.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe du montage en question est présenté figure 1, il a été tiré de la revue *Everyday Electronics* de mai 1973.

Ce montage fait appel comme il se doit à une cellule photo-résistante. La propriété de cette dernière est précisément de voir la valeur de sa résistance changer en fonction de la luminosité ambiante. Ainsi dans l'obscurité, la valeur de la résistance est très importante, tandis qu'en présence de lumière, elle diminue considérablement et avoisine la centaine d'ohms. Placée dans le circuit de base d'un transistor, elle permettra de commander l'état d'une bascule destinée à provoquer l'allumage ou l'extinction d'une ampoule de 6 V, d'une puissance de 6 W.

A la lumière ambiante du jour, la cellule photo résistive possède une faible résistance et le potentiel de base du transistor T_1 est pratiquement voisin de celui de son émetteur ce qui a pour conséquence de bloquer le transistor T_1 .

Les transistors T_1 et T_2 forment un trigger de Schmitt, la liaison du collecteur de T_1 à la base de T_2 est directe. Dans les conditions précitées, comme la jonction émetteur collecteur du transistor T_1 se comporte pratiquement comme un circuit ouvert, le transistor T_2 voit sa base polarisée positivement ce qui l'entraîne à l'état conducteur.

Il en résulte que la jonction émetteur collecteur du transistor T_2 est comparable à un circuit fermé ce qui permet de ramener le potentiel de base du transistor T_3 à une valeur négative.

Les transistors T_3 et T_4 formant un circuit Darlington, l'ampoule d'indicateur de feu de position reste en conséquence éteinte.

A la tombée de la nuit dès que la lumière ne vient plus frapper la cellule photo-résistive, le potentiel de base du transistor T_1 remonte vers une valeur positive entraînant la conduction du transistor T_1 .

Puisque ce dernier est rendu conducteur, c'est le transistor T_2 qui passe à l'état bloqué. Autrement dit la base du transistor T_3 est libérée et le Darlington T_3, T_4 , commande la lampe placée dans le circuit collecteur du transistor de puissance T_4 .

Un commutateur autorise alors un fonctionnement normal ou automatique du dispositif.

Un élément variable placé dans le circuit de base du transistor T_1 donne la possibilité de régler le seuil de fonctionnement du déclenchement à la lumière ambiante adéquate.

L'alimentation du montage est prévue à partir d'une batterie de 6 V, moyennant le changement de l'ampoule L_1 on peut prévoir le raccordement sur une batterie de 12 V le cas échéant.

REALISATION PRATIQUE

Le montage pour sa simplicité peut être entrepris par tout le monde. Une réalisation à l'aide d'une plaquette « M Board » facilite encore la tâche de l'amateur tout en procurant au montage un soin analogue à celui d'un véritable circuit imprimé.

Pour cette réalisation il faut, préalablement se munir d'une petite plaquette d'aluminium qui servira à la confection du petit radiateur dissipateur de chaleur dont sera obligatoirement pourvu le transistor de puissance T_4 .

Il suffit de réaliser une petite équerre aux dimensions du transistor en question et de prévoir un dégagement suffisant pour le

passage des électrodes d'émetteur et de base afin d'éviter tous les courts-circuits accidentels avec le boîtier du transistor constituant l'électrode collecteur.

Une plaquette M19 convient très bien pour ce montage. Elle possède à peu près 95×50 mm de dimensions et porte 12 bandes conductrices repérées à l'aide des lettres « A à L ». Ces bandes sont régulièrement perforées de 25 trous numérotés de 1 à 25 de la gauche vers la droite.

A l'appui de ces coordonnées et en se reportant au croquis possible d'implantation des éléments de la figure 2 on peut mener à bien cette réalisation. Tous les éléments seront montés « à plat » sur la plaquette sauf la résistance

R_5 , montée verticalement. Il ne faut pas omettre de placer les deux straps de liaison entre les bandes conductrices en E_{24}, F_{24} et F_{15}, L_{15} .

Sur cette plaquette il faut prévoir également les trous nécessaires au passage des écrous et vis de fixation du transistor de puissance sur son radiateur. Ce dernier sera effectivement maintenu sur le côté composant de la plaquette par le transistor. Il est préférable de placer la tête de la vis du côté des bandes conductrices afin d'éviter les courts-circuits entre les bandes conductrices adjacentes.

La figure 3 donne la vue de dessous du montage c'est-à-dire (Suite page 198)

infra

tournez la page

infra vous informe

infra

infra

infra

infra

infra

infra

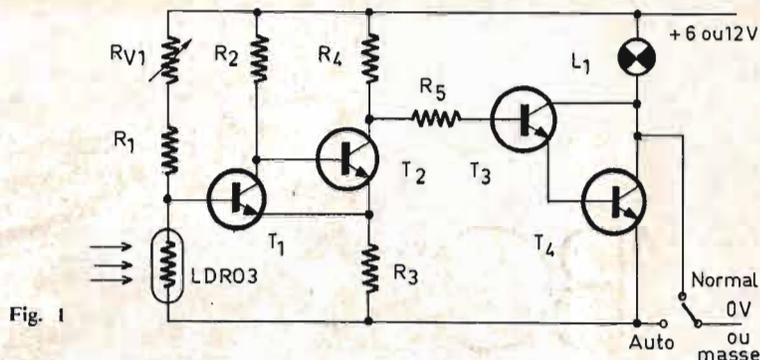


Fig. 1

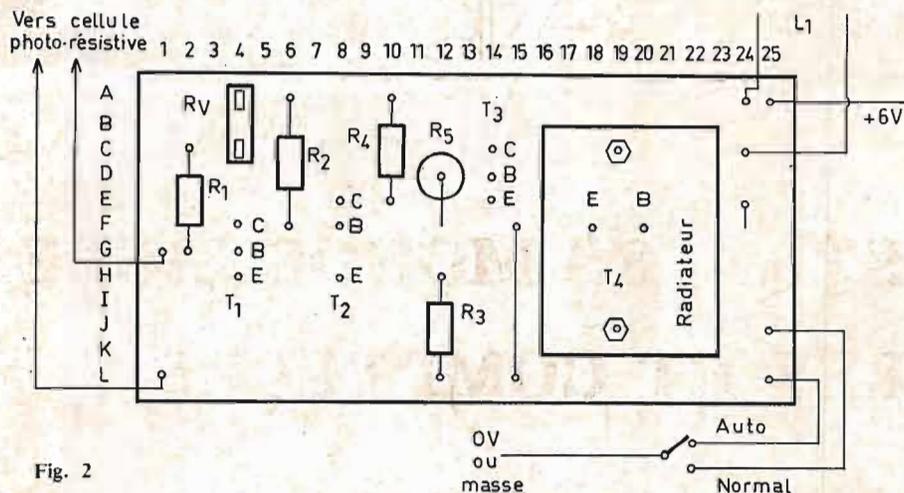


Fig. 2

les diverses interruptions de circuit qu'il convient d'effectuer pour respecter le schéma de principe.

Le montage ainsi réalisé pour-

ra être introduit dans un boîtier de matière plastique ou de métal étanche sur lequel on aura pris soin de prévoir le passage pour les fils d'alimentation de la lampe L₁,

et la découpe pour la cellule photo résistive ainsi que le commutateur « auto ou normal ».

La lampe pourra être munie d'un petit réflecteur de fortune

pour une meilleure efficacité. Le boîtier pourra alors être placé à la hauteur du mât du bateau le cas échéant.

Cette réalisation d'interrupteur crépusculaire peut également servir pour un véhicule laissé le soir en stationnement en un endroit dangereux.

LISTE DES COMPOSANTS

- RV = résistance ajustable Ma
- tera 500 kΩ A₄ C₄.
- R₁ = 150 kΩ (marron, vert, jaune) C₂ G₂.
- R₂ = 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge) A₆ F₆.
- R₃ = 100 Ω (marron, noir, marron) H₁₁ L₁₇.
- R₄ = 10 kΩ (marron, noir, orange), A₁₀ E₁₀.
- R₅ = 220 kΩ (rouge, rouge, jaune) D₁₂ E₁₂.
- T₁ = BC108 émetteur H₄, base G₄, collecteur F₄.
- T₂ = BC108 émetteur H₈, base F₈, collecteur E₈.
- T₃ = BC109 émetteur E₁₄, base D₁₄, collecteur C₁₄.
- T₄ = AD161 émetteur F₁₈, base F₂₀, collecteur C₁₉ et J₁₉.
- LDRO₃ = cellule photo résistive G₁ L₁.
- Lp₁ = 6 V lampe à incandescence ordinaire pour véhicule, 6 W en A₂₄ C₂₄.

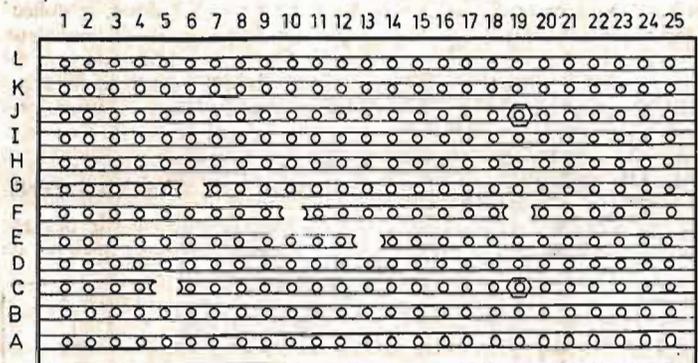


Fig. 3

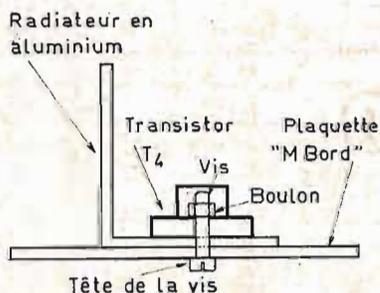
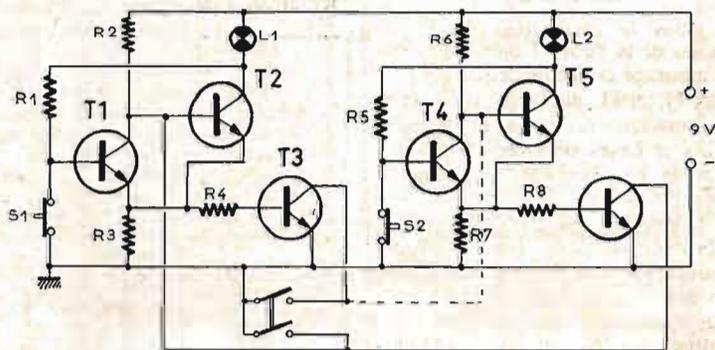


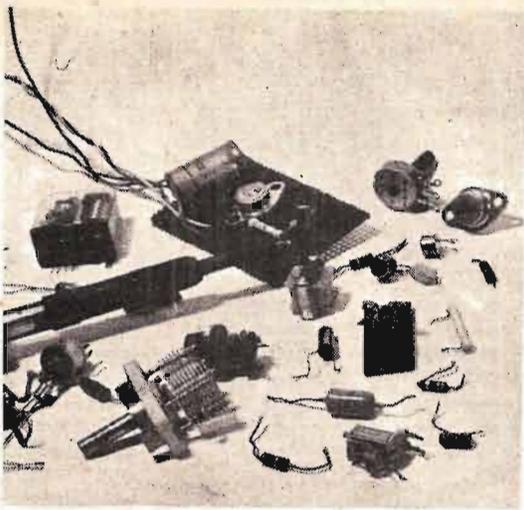
Fig. 4

UN ARBITRE ELECTRONIQUE

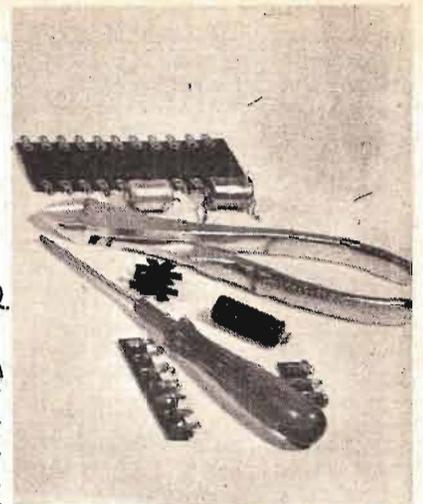


Lors de la description du montage de l'arbitre électronique parue dans notre précédent numéro, il s'est produit sur le schéma de principe l'oubli d'une

connexion. Il s'agit du collecteur de T₃, relié évidemment à la base de T₅. La correction est effectuée en traits pointillés. Les plans de câblage sont bons.



ABC de L'ELECTRONIQUE



TRIGGERS ASTABLES MONOSTABLES BISTABLES ET COMPTEURS

INTRODUCTION

EN partant des montages multivibrateur (ou flip-flop) bistables, monostables et astables, on peut réaliser de nombreux autres montages tels que diviseurs de fréquence et compteurs, par exemple. Nous allons donner ci-après l'analyse de quelques schémas pratiques de montages de ce genre en commençant par un bistable. Les schémas sont proposés par ITT et comme nous donnons toutes les valeurs des éléments, nos lecteurs pourront les essayer s'ils le désirent.

BISTABLE

Dans la disposition des éléments de la figure 1 on remarque le montage croisé de deux transistors Q_1 et Q_2 analogue aux multivibrateurs mais entre collecteurs et bases opposées, il n'y a pas de couplage par condensateurs.

Rappelons que dans un multivibrateur bistable (ou flip-flop bistable) il y a, comme son nom l'indique, deux états stables. En appliquant un signal à l'une des entrées, on fait basculer les états du montage et son nouvel état se maintient jusqu'à ce qu'un autre signal soit appliqué à l'entrée choisie ou à une autre. On revient alors à l'état précédent. Les deux états stables sont désignés dans la technique des montages logiques par 0 et 1 et il

faut toujours définir la sortie S à laquelle on recueille le signal de sortie. Remarquons que dans un bistable il n'y a pas de fréquence d'accord mais seulement des périodes alternées d'états 1 et 0 pouvant avoir n'importe quelles valeurs dépendant des temps auxquels on applique les signaux de basculement.

Dans le multivibrateur bistable (dit aussi montage d'Eccles-Jordan) les deux transistors sont montés de la même manière, avec des composants homologues de même valeur. Les sorties S_1 et S_2 sont dessinées à droite. S_1 pour Q_1 et S_2 pour Q_2 . Elles s'effectuent sur les collecteurs. Ces sorties sont complémentaires, autrement dit, lorsque

l'une donne le maximum de tension, l'autre en donne le minimum dans un des états. Dans l'état suivant, c'est le contraire qui se produit.

Dans le présent montage on supposera que l'état 1 se produit lorsque S_1 est au potentiel positif le plus élevé et que l'état zéro a lieu lorsque S_1 est au potentiel le plus bas. Dans ce cas à la sortie S_2 les potentiels sont respectivement le plus bas, puis le plus haut.

Comme règle générale : lorsque l'un des transistors est bloqué, l'autre est conducteur et vice-versa. Un transistor bloqué à un courant de collecteur pratiquement nul, donc le courant dans la résistance de collecteur est nul, la

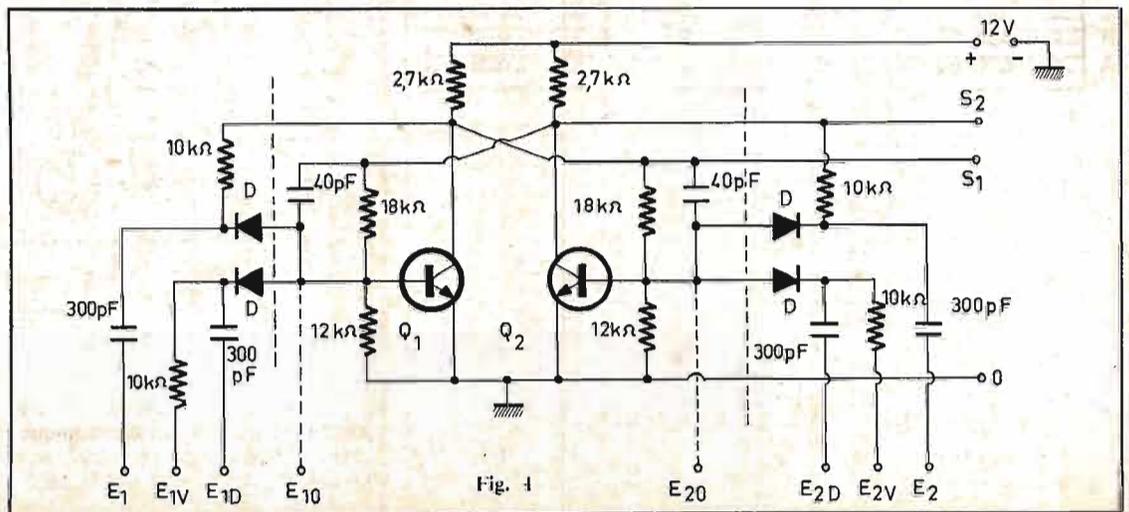
chute de tension est nulle et la tension est maximale, égale ou proche de la tension + 12 V.

Lorsque le transistor est conducteur, le courant de collecteur est très élevé et la chute de tension dans la résistance de collecteur très importante.

En fait la résistance interne, celle entre collecteur et émetteur est presque nulle donc, le collecteur est au potentiel de l'émetteur et dans le présent montage, au potentiel zéro de la ligne négative d'alimentation prise comme origine des tensions et comme « masse ».

VITESSE DE BASCULEMENT

Le basculement est le passage d'un état à l'autre et la durée de



ce passage se nomme durée de basculement. Il faut qu'elle soit aussi petite que possible. Elle est diminuée grâce aux condensateurs de 40 pF en parallèle sur les résistances croisées (18 kΩ) entre collecteurs et bases.

Le fonctionnement correct du bistable peut nécessiter des diodes, des résistances et des condensateurs aux entrées. Il y en a quatre, par exemple, par transistor, désignés par E_{11} , E_{1V} , E_{1D} et E_{10} pour Q_1 et E_{21} , E_{2V} , E_{2D} , E_{20} pour Q_2 . On dit aussi qu'il y a **commutation** du bistable, lorsque le basculement se produit. Ce terme provient du fait que si l'on considère trois points : S_1 , S_2 et le point zéro (point de la ligne zéro de masse) il y a alternativement **contact** entre le point zéro et S_1 et le point zéro et S_2 donc, comme dans un commutateur unipolaire à deux directions. Il y a dans ce montage, mise à la masse alternée des points S_1 et S_2 et, également mise au + 12 V alternée des mêmes points.

On peut aussi connecter ensemble deux entrées du même genre, par exemple les entrées E_1 et E_2 . De cette façon, il suffira d'appliquer une impulsion négative à cette double entrée que nous désignerons par $E_{1,2}$. Chaque fois qu'une impulsion de ce genre sera appliquée en $E_{1,2}$ les états de Q_1 et Q_2 se permuteront.

A la figure 2 (A) et 2 (B) on donne les représentations schématiques du bistable de la figure 1. En (A), le schéma avec les 8 entrées et les deux sorties. En (B) un schéma avec les entrées E_1 , E_2 et E_{20} et les deux sorties S_1 et S_2 .

FLIP-FLOP MONOSTABLE

Ce montage représenté complètement par le schéma de la figure 3 (A) et par celui de la figure 3

(B), d'une manière simplifiée se nomme monostable parce qu'il ne comporte qu'un seul état stable, l'autre se nommant **métastable**.

Le fonctionnement de ce monostable s'effectue de la manière suivante : lorsqu'une impulsion négative est appliquée à la seule entrée du dispositif, le transistor Q_1 passe de l'état stable ou il se trouve, par exemple l'état « A », à l'état « B » et, en même temps Q_2 passe de l'état « B » à l'état « A ». En fait, l'état stable est celui ou l'état A de Q_1 correspond à l'état bloqué, donc courant nul dans la résistance de collecteur de Q_1 et S_1 au potentiel positif maximum. Donc état A = état 1 et, de ce fait, état B = état 0.

Dès que le multivibrateur (ou flip-flop) monostable a passé de l'état stable à l'état instable ou métastable, il revient à l'état stable primitif sans aucune intervention extérieure. Il y a, par conséquent, un temps t_m représentant la durée de l'état métastable. La valeur de t_m est d'environ $0,7 RC$ avec R = résistance entre le point P et la ligne positive, C = capacité entre le point P et la sortie S_2 (donc aussi, le collecteur de Q_2).

Exemple : $R = 18 \text{ k}\Omega$, $C = 250 \mu\text{F}$ on a : $t_m = 0,7 \cdot 18 \cdot 250/1000$ secondes ce qui donne $t_m = 3,15 \text{ s}$.

Un réglage continu de t_m est réalisable en remplaçant R fixe par une résistance variable réalisée avec un potentiomètre monté en résistance. La valeur de R en service ne doit pas dépasser $100 \text{ k}\Omega$ sinon il n'y aura pas de basculement. Plusieurs gammes de t_m peuvent être obtenues avec autant de valeurs différentes de C . On pourra alors prévoir un commu-

tateur à plusieurs positions mettant en circuit des valeurs de C comme les suivantes : $250 \mu\text{F}$, $100 \mu\text{F}$, $25 \mu\text{F}$, $10 \mu\text{F}$, $2,5 \mu\text{F}$, $1 \mu\text{F}$, $0,5 \mu\text{F}$, $0,2 \mu\text{F}$, 100 nF , 50 nF , etc.

Remarquons qu'en tout moment les tensions en S_1 et S_2 sont opposées, autrement dit, lorsque l'une est au maximum, l'autre est au minimum, lorsque l'une croît l'autre décroît. Une durée déterminée de t_m peut être obtenue en donnant à R et C des valeurs convenables déterminées comme indiqué plus haut. Soit par exemple $t_m = 10 \text{ ms}$. En prenant $C = 1 \mu\text{F}$ on aura :

$$R = \frac{t_m}{0,7 C} \text{ ohms}$$

avec C en farads et t_m en secondes. On trouve $R = 14 \text{ k}\Omega$ et avec $C = 0,25 \mu\text{F}$, $R = 56 \text{ k}\Omega$.

Le schéma simplifié (B) de la figure 3 sera utilisé comme élément dans un schéma de dispositif contenant un ou plusieurs monostables dans une application précise.

SEMI-CONDUCTEURS A UTILISER

Dans le bistable figure 1 : $Q_1 = Q_2 = \text{BC172A}$, diodes $1\text{N}4148$. Dans le monostable figure 3 : mêmes types.

DIVISEUR PAR N

On connaît bien les diviseurs de fréquence par 2 mais on peut aussi réaliser sans aucune complication des diviseurs de fréquence par des valeurs entières différentes pas trop grandes. Voici à la figure 4 un diviseur par 100 à trois étages constitués par des monostables. On voit immédiatement que l'on a constitué ce diviseur en réunissant une sortie S_2 à une entrée E du monostable suivant. On a désigné les entrées

par E' , E'' et E''' et les sorties S'_2 , S''_2 et S'''_2 . L'entrée du signal à la fréquence f est en E' et la sortie est en S'''_2 à la fréquence f/m , m étant le produit des trois divisions nécessaires par n , p et q . Dans ce montage considéré, on a fait : $n = 5$, $p = 4$ et $q = 5$ ce qui donne $m = 5 \cdot 4 \cdot 5 = 100$ fois.

Avec $f = 10 \text{ kHz}$, la fréquence en S'_2 sera $10/5 = 2 \text{ kHz}$, celle en S''_2 , $2/4 = 0,5 \text{ kHz} = 500 \text{ Hz}$ et en S'''_2 , $500/5 = 100 \text{ Hz}$. Les impulsions d'entrée et de sortie sont négatives. Elles sont également négatives aux points intermédiaires tels que S'_2 et S''_2 . Reste à voir comment chaque monostable M_1 , M_2 et M_3 veut bien diviser par le nombre entier qui lui est imposé. La solution du problème est très simple. Il suffira de déterminer convenablement la durée t_m de l'état métastable du multivibrateur astable. Cette durée étant $t_m = 0,7 RC$ on voit qu'il suffira de trouver les valeurs de R et de C qui conviennent. Soit f la fréquence du signal d'entrée, par exemple $f = 10 \text{ kHz}$ valeur de laquelle on déduit la période, $T = 1/10^4$ seconde = $100 \mu\text{s}$. Si l'on veut diviser par 5, il faudra prendre t_m quatre fois environ la valeur de T ce qui donnera $t_m = 400 \mu\text{s}$. Pratiquement, si C est fixe, R est rendue variable et on détermine expérimentalement la valeur de R en service donnant le rapport diviseur par 5.

Dans le cas du montage considéré et du monostable M_1 et de $f = 10 \text{ kHz}$, on prendra $C = 15 \text{ nF}$ et $R = 100 \text{ k}\Omega$ ajustable. Le produit RC convenable obtenu expérimentalement est de $420 \mu\text{s}$. De ce fait, de la formule $t_m = 0,7 RC$ on déduit $420 \cdot 10^{-6} = 0,7 \cdot R \cdot 15 \cdot 10^{-9}$ ce qui donne, tous calculs faits, $R = 40 \text{ k}\Omega$ environ, valeur en service facile à obtenir

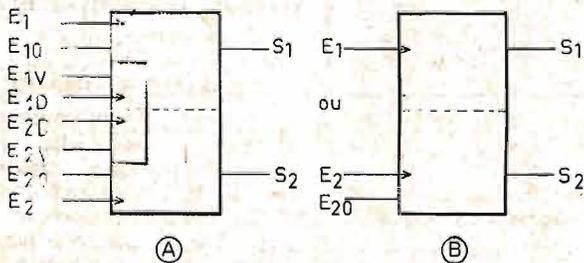


Fig. 2

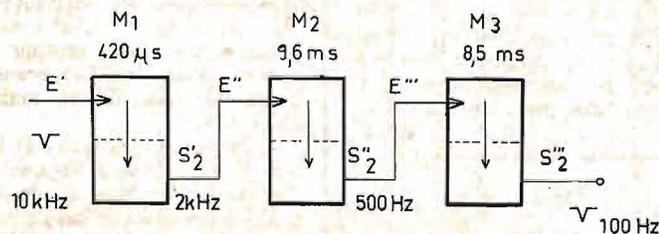


Fig. 4

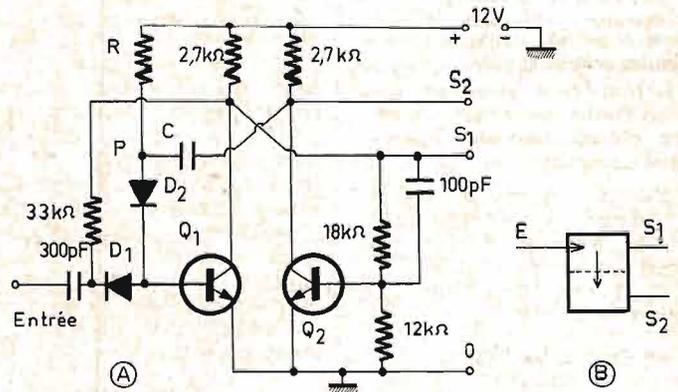


Fig. 3

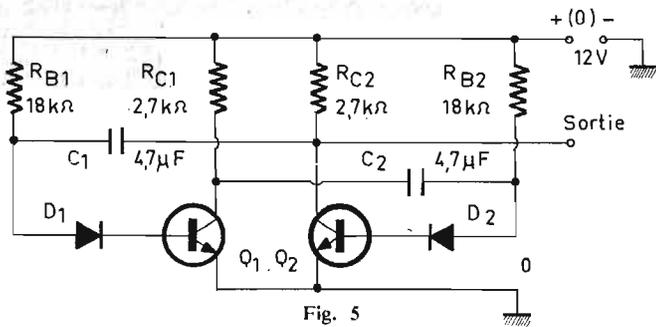


Fig. 5

avec un potentiomètre de 100 kΩ. De la même manière on obtiendra la division par quatre à l'aide du monostable M_2 . Celui-ci reçoit un signal à la fréquence $10/5 = 2$ kHz. Sa période est, par conséquent $1/2000 = 0,5$ ms et la constante de temps t_m sera environ 3 fois cette valeur c'est-à-dire $4 - 1$ fois, 4 étant le facteur diviseur. Cela donne $t_m = 1,5$ ms et expérimentalement on a trouvé que la meilleure valeur était $t_m = 1,6$ ms.

Dans ces conditions si C est choisi à 50 nF, il vient :

$$1,6 \cdot 10^{-3} = R \cdot 50 \cdot 10^{-9} \cdot 0,7$$

ce qui donne $R = 45$ kΩ, valeur à obtenir en réglant un potentiomètre de 100 kΩ.

Enfin dans le cas de M_3 , une division par cinq doit être obtenue. On a $f = 2000/4 = 500$ Hz donc $T = 1/500 = 0,002$ s = 2 ms. En prenant $C = 0,22$ μF et $t_m = 4 T = 8$ ms on obtient :

$$R = \frac{8 \cdot 10^{-3}}{0,22 \cdot 10^{-6} \cdot 0,7}$$

ce qui donne $R = 52$ kΩ, à obtenir avec un potentiomètre de 100 kΩ. La valeur expérimentale de t_m était 8,5 ms.

Avec un diviseur de ce genre on peut obtenir des divisions jusqu'à 7 et cela pour des fréquences de hautes valeurs, en déterminant convenablement R et C en fonction de t_m qui devra être légèrement supérieur à $n - 1$, n étant le nombre diviseur. La valeur de C se déterminera comme suit : on commencera par prendre $R = 50$ kΩ ce qui donnera C. On prendra ensuite la valeur standard C la plus proche et on obtiendra R de l'ordre de 50 kΩ pouvant être obtenu avec un potentiomètre de 100 kΩ.

Exemple : la fréquence du signal d'entrée est 100 kHz et on veut la diviser par 7 ; on a $T = 1/100$ ms = 10 μs dont $t_m = 60$ μs. Prenons $R = 50$ kΩ. On obtient alors :

$$C = \frac{t_m}{0,7 R} \text{ farads}$$

La valeur provisoire de C est alors $C = 1,7$ nF. Prenons $C = 2$ nF. La valeur de R sera alors donnée par la relation $2R = 50000 \cdot 1,7$ donc $R = 42500$ Ω ou 42,5 kΩ. La valeur convenable

de R est, avec le montage de monostable de la figure 3 adopté dans un diviseur de fréquence, de l'ordre de 50 kΩ mais avec d'autres schémas, la valeur de R pourrait être différente.

Un diviseur par 10 peut être aisément obtenu avec deux monostables, l'un divisant par deux et l'autre par cinq donc à deux étages diviseurs seulement, dans l'ordre 2 - 5 ou 5 - 2.

MULTIVIBRATEUR (OU FLIP-FLOP) ASTABLE

Ce montage classique, oscille librement. Il est dérivé du fameux multivibrateur d'Abraham et Bloch. Le schéma d'un multivibrateur de technique actuelle est donné à la figure 5. Il utilise deux transistors, Q_1 et Q_2 du type BC122A et deux diodes D_1 et D_2 du type 1N4148 (ITT). Les valeurs des éléments indiquées sur le schéma sont valables pour obtenir à la sortie un signal rectangulaire à périodes partielles égales à la fréquence de 10 Hz environ. Pour d'autres fréquences nous donnons ci-après le mode de calcul approximatif des six composants R et C du montage, désignés par R_{B1} , R_{B2} , R_{C1} , R_{C2} , C_1 et C_2 .

La fréquence f du signal rectangulaire de sortie est donnée par la formule approximative :

$$f = \frac{0,7}{R_B C} \text{ Hz}$$

(R en ohms, C en farads)

dans laquelle $R_B = R_{B1} = R_{B2}$ et $C = C_1 = C_2$, le signal de sortie étant alors à périodes partielles T_1 et T_2 égales. La période totale est $T_1 + T_2 = 2T_1 = 1/f$. Le rapport des périodes partielles T_1/T_2 est 1. Ce rapport se nomme coefficient d'utilisation, en anglais **Duty Factor**. Lorsque ce coefficient est différent de 1 le calcul doit tenir compte de sa valeur ou de celles de T_1 et T_2 ce qui revient au même. Dans tous les cas, la fréquence sera égale à :

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} \text{ Hz}$$

avec les temps en secondes. Les périodes partielles sont, d'autre part, égales aux temps de conduction des transistors Q_1 et Q_2 et on a :

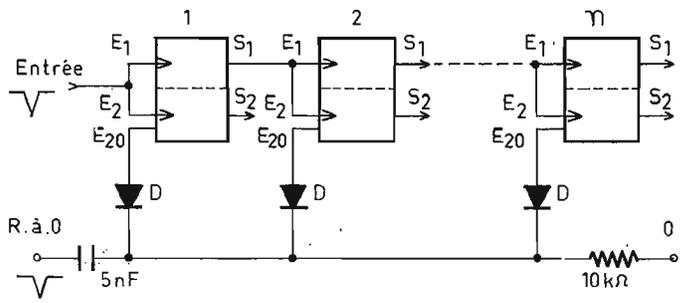


Fig. 6

Il est donc clair que pour continuer un signal de fréquence f et de coefficient d'utilisation donné, il suffira de déterminer les valeurs de R_{B1} , R_{B2} , C_1 et C_2 à l'aide des relations données plus haut. Il faudra aussi tenir compte des conditions suivantes :

$$T_1 > 3R_{C2} C_1$$

$$T_2 > R_{C1} C_2$$

Dans le cas de l'établissement d'un multivibrateur à fréquence variable, on pourra remplacer les résistances fixes R_{B1} et R_{B2} par des potentiomètres montés en résistances. De plus, pour obtenir plusieurs gammes de fréquences, on pourra commuter les capacités C_1 et C_2 . Pour R_{B1} et R_{B2} , il y a des limites supérieures à ne pas dépasser, données par les conditions ci-après :

$$R_{B1} < 0,5 h_{FE} R_{C1}$$

$$R_{B2} < 0,5 h_{FE} R_{C2}$$

dans lesquelles h_{FE} est le paramètre « h » du transistor considéré représentant le gain de courant minimum compatible avec le courant de collecteur adopté. Les catalogues donnent h_{FE} . Si les résistances des bases sont trop faibles, les oscillations ne s'amorcent pas en raison du fait que les deux transistors deviennent conducteurs en même temps. On prendra $R_{B1} > 10 R_{C1}$, $R_{B2} > 10 R_{C2}$. Examinons le schéma de la figure 5 et vérifions que les conditions imposées ont été respectées. On a adopté : $C_1 = C_2 = 4,7$ μF, $R_{B1} = R_{B2} = 18$ kΩ, $R_{C1} = R_{C2} = 2,7$ kΩ. On voit immédiatement que le Duty Factor est égal à 1 et que $T_1 = T_2 = T/2$.

La fréquence d'oscillation doit être égale **approximativement** à :

$$f = \frac{0,7}{R_B C} = 8,3 \text{ Hz}$$

avec R en ohms et C en farads. Cette valeur confirme que la formule est approximative. Voici un exemple de calcul. Soit $f = 1000$ Hz correspondant à $T = 1$ ms. Adoptons un rapport 1 entre T_1 et T_2 . La valeur de R_{B1} C_1 est donnée par la formule :

$$1000 = \frac{0,7}{R_B C}$$

dans laquelle $R_{B1} = R_{B2} = R_B$ et $C_1 = C_2 = C$.

Comme $T_1 = T_2 = T/2$ doit

être supérieure à :

$$3 R_{C1}$$

$$C_1 = 3 R_{C1} C$$

prenons $R_C = 2,7$ kΩ d'où : $T/2 = 0,5 \cdot 10^{-3} > 3 \cdot 2,7 \cdot 10^3 C$ d'où l'on tire immédiatement : $C < 70$ nF.

Prenons $C = 50$ nF. La valeur de R_B est alors 10 kΩ. Cette valeur est trop petite pour R_B qui doit être 10 fois plus grande que R_C c'est-à-dire 27 kΩ. En prenant $R_B = 27$ kΩ, la nouvelle valeur de C est 26 nF. La condition $T/2 > 3 R_{C1} C$ est satisfaite. En effet on a $T/2 = 0,5$ ms et le produit du second membre est égal à $49,7/10^5$ c'est-à-dire 0,497 ms. Ces valeurs ayant été déterminées et la **vérification expérimentale ayant été effectuée**, on pourra, en général, remplacer les valeurs des condensateurs par d'autres pour obtenir d'autres fréquences. Dans le cas de l'ensemble, $C = 26$ nF pour $f = 1000$ Hz. Si l'on voulait $f = 100$ Hz, la nouvelle valeur de C serait 10 fois plus grande : 260 nF = $0,26$ μF. Une variation continue de fréquence sera obtenue en remplaçant $R_{B1} = R_{B2} = 27$ kΩ par deux résistances variables de 100 kΩ, réalisées avec deux potentiomètres conjugués. Si les deux potentiomètres étaient indépendants on pourrait faire varier le rapport T_1/T_2 et obtenir des signaux rectangulaires asymétriques avec $T_1 \neq T_2$.

COMPTEUR BINAIRE

Ce montage très courant en électronique industrielle, commence à être utilisé également dans les montages radio, T.V., BF et musico-électronique. On peut réaliser un compteur binaire, comme celui de la figure 6, par exemple, à l'aide de plusieurs flip-flops bistables identiques à celui de la figure 1, analysé en début de cette étude pratique des montages logiques. Les branchements se font de la manière suivante :

- dans tous les bistables l'entrée E_1 est réunie à l'entrée E_2 ;
- les sorties sont S_1 , les sorties S_2 n'étant pas utilisées ;
- chaque sortie S_1 est reliée à l'entrée E_1 - E_2 du bistable suivant ;

d) la sortie du compteur à la sortie S₁ du dernier bistable.

La sortie S₂ donne le même signal mais inversé. Rappelons que ce compteur fonctionne avec des impulsions négatives à l'entrée E₁-E₂ du premier bistable.

Le branchement des bistables est tel qu'un étage ne change d'état (0 à 1 ou 1 à 0) que si l'étage précédent passe de l'état 1 à l'état 0. Soit par exemple une chaîne de 4 binaires donc n = 4 sur le schéma de la figure 6. Initialement, tous les quatre étages sont à l'état zéro, cela peut s'écrire comme suit : (Tableau 1).

Etage	4	3	2	4	Sortie
Etat	0	0	0	0	0

TABLEAU 1

A la sortie l'état est également zéro. Appliquons une impulsion négative à l'entrée E₁-E₂ du premier étage binaire. L'état de l'étage 1 passera de 0 à 1. Celui de l'étage 2 restera à zéro car il

Etage	4	3	2	1	Sortie	Nombre
Imp. 0 Etat	0	0	0	0	0	0000
Imp. 1 Etat	0	0	0	1	0	0001

TABLEAU 2

Signal à la sortie S ₁ de chaque étage				Nombre binaire de comptage	Nombre décimal
4	3	2	1		
0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	1	1
0	0	1	0	10	2
0	0	1	1	11	3
0	1	0	0	100	4
0	1	0	1	101	5
0	1	1	0	110	6
0	1	1	1	111	7
1	0	0	0	1000	8
1	0	0	1	1001	9
1	0	1	0	1010	10
1	0	1	1	1011	11
1	1	0	0	1100	12
1	1	0	1	1101	13
1	1	1	0	1110	14
1	1	1	1	1111	15

TABLEAU 3

La remise à zéro du compteur se fait en appliquant une impulsion négative au point N. Toutes les diodes sont des 1N1418.

ne peut changer que si l'étage qui le précède (ici l'étage 1) passe de 1 à 0. La situation est alors la suivante : (Tableau 2).

Appliquons maintenant une deuxième impulsion négative à l'entrée E₁-E₂. La sortie de l'étage 1 donnera 0. Comme cette sortie est passée de 1 à 0 l'étage 2 basculera et sa sortie donnera 1. La situation sera alors : 0 1 0 0 et la sortie générale donnera 0. Le nombre correspondant se détermine en prenant celui indiquant la situation, donc ce sera 0010 c'est-à-dire 10. En fait on voit que selon ce processus les relevés des états donneront successivement : 0000, 0001, 0010, 0011, etc. Et les nombres 0, 1, 10, 11, puis 100, 101, 110, 111, etc. Ce sont en réalité les nombres décimaux 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, etc., écrits dans le système de numérotation binaire. Voici au tableau 3 ci-après les résultats des comptages après 0, 1, 2... 15 impulsions négatives à l'entrée.

F. J.

OUVRAGES de L. PERICONE

dont 25 années d'expérience au service des Amateurs
constituent une garantie certaine

• PRATIQUE DES MONTAGES RADIO-ELECTRONIQUES



Tout ce qu'il faut savoir pour monter soi-même Radiorécepteur, Electrophone, Amplificateur, Appareil d'électronique, Magnétophone, Téléviseur. C'est un guide d'initiation à la pratique de la technologie et ces composants de radio et d'électronique. C'est un guide permanent, auquel vous pourrez toujours vous reporter avec profit chaque fois que vous serez embarrassé.

Il procède par ordre alphabétique, vous trouverez par exemple : Accrochage - Accu - Alignement - Alimentation, et ainsi de suite. On peut dire de cet ouvrage qu'il est à la fois un dictionnaire, un cours de technique radio-électronique, un livre d'initiation, un aide-mémoire, un formulaire et un guide permanent.

Format 16 x 24 cm, 305 pages, 415 figures. Prix : 39 F.

PAR POSTE EN ENVOI ASSURE

42 F

• LES APPAREILS DE MESURE EN ELECTRONIQUE (4^e EDITION)

Réalisation pratique et complète d'une gamme d'appareils de base pour les mesures et de petits appareils économiques tels que : sonnettes, testeur sonore, traceur-injecteur, signal-tracer, mini-mire, etc. Pour tous ces appareils : usage, montage, étalonnage, mise au point, etc. Une troisième partie décrit une série d'appareils annexes d'un emploi moins fréquent et plus spécialisé.

Format 16 x 23,5 cm, 304 pages, 232 figures. Prix : 29 F.

PAR POSTE EN ENVOI ASSURE

32 F

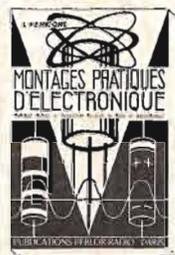
• PRATIQUE DES TRANSISTORS (5^e EDITION)

Initiation complète à la pratique des montages à transistors. Technologie de montage, mise au point, dépannage, vérifications, alignement, etc. Description et réalisation pratique d'une très grande diversité d'appareils : petits récepteurs, récepteurs en montages progressifs, BF, appareils de mesure et de dépannage, télécommande, détecteurs d'approche, etc. Tous les montages décrits ont été réellement réalisés.

Format 16 x 24 cm, 356 pages, 311 figures. Prix : 32 F.

PAR POSTE EN ENVOI ASSURE

35 F



• MONTAGES PRATIQUES D'ELECTRONIQUE (3^e EDITION)

Nombreux dispositifs et montages expérimentés et mis au point par l'auteur. Schémas et plans sont expliqués et commentés. Tous les montages sont exécutés sur table en volant, sans soudeuse, et peuvent être démontés et remontés à volonté. Plus de 80 dispositifs et appareils s'étendant à tous les domaines.

Format 16 x 24 cm, 275 pages, 228 figures.

Prix : 34 F.

PAR POSTE EN ENVOI ASSURE

37 F

• L'ELECTRONIQUE A VOTRE SERVICE

Technique du montage et du câblage. Emploi et pratique des pièces détachées et rappel de technique générale. Description pratique avec plan de câblage de plus de 50 DISPOSITIFS parmi lesquels : détecteur de métaux, clôture électrifiée, antivol divers, sirènes d'alarme, télécommande par téléphone, compteur d'objets ou de personnes, etc.

Format 16 x 24 cm, 390 pages, 313 figures. Prix : 32 F.

PAR POSTE EN ENVOI ASSURE

35 F

• SCHEMAS PRATIQUES DE RADIO ET D'ELECTRONIQUE

(3^e EDITION)

Cet ouvrage comporte une importante collection de plus de 200 schémas-types anciens et modernes, expliqués, commentés et faciles à monter : récepteurs de radio à lampes, amplificateurs, électrophones, magnétophones, alimentations, appareils de mesure, radiocommande, etc. Les étudiants en électronique trouveront dans cet ouvrage une initiation à la pratique des montages.

Format 21 x 27 cm, 246 pages, 233 figures. Prix : 32 F.

PAR POSTE EN ENVOI ASSURE

35 F

• MESURES ET VERIFICATIONS EN RADIOMODELISME

Techniques et procédés pratiques de vérification, dépannage, réglage, mise au point, antiparasitage des équipements de radiocommande. L'amateur qui veut monter lui-même son ensemble émetteur-récepteur et procéder à l'installation à bord de sa maquette trouvera dans cet ouvrage tout ce qu'il peut désirer dans ce domaine.

Format 16 x 24 cm, 76 pages, 41 figures. Prix : 12,90 F.

PAR POSTE EN ENVOI ASSURE

15,90

• RADIOCOMMANDE PRATIQUE (3^e EDITION)

Une technique qui s'adapte parfaitement à la commande à distance des modèles réduits mais qui trouve également de nombreuses applications dans l'industrie moderne. Description pratique et emploi des pièces détachées de radio et du matériel spécial de télécommande et tout ce qui concerne la technologie et les montages de radio.

Format 16 x 24 cm, 410 pages, 380 figures. Prix : 28 F.

PAR POSTE EN ENVOI ASSURE

31 F

Ces ouvrages sont en vente dans toutes les librairies techniques et aux

PUBLICATIONS PERLOR-RADIO

25, RUE HEROLD, 75001 PARIS - C.C.P. PARIS 5050.96 - TEL. (CEN) 236.65.50

- PRÉAMPLIFICATEUR POUR MICROPHONE
- MÉLANGEUR A DEUX VOIES
- MICRO FM

LES amateurs hésitent toujours à utiliser des circuits intégrés préférant les réalisations à transistors conventionnels. La transition ou passage des transistors aux lampes avait suscité, la même réticence de la part des bricoleurs qui avaient beaucoup de peine à s'y adapter. Nous avons toutefois la faiblesse de penser que cette réticence est étroitement liée aux problèmes de montage du circuit intégré.

En effet, un transistor possède des électrodes de sortie suffisamment longues pour être dans la plupart des cas soudées directement et surtout ces électrodes sont peu nombreuses. L'amateur peut en conséquence disposer de plusieurs supports de montages telles que les barrettes ou plaquettes à cosses ou plaquettes perforées sans pour autant se heurter aux problèmes de soudure. Par contre avec l'apparition des circuits intégrés à 14 terminaisons, ou cosses comme c'est le cas des boîtiers Dual-In-Line, espacées de quelques millimètres seulement, il faut avoir recours à des supports de montage spéciaux et parfois coûteux à moins de se lancer directement dans la fabrication d'un véritable circuit imprimé avec toutes les phases d'exécution que cela entraîne.

En conséquence, la plupart des amateurs débutants sont rebutés faute de pouvoir exécuter le côté pratique du montage. Un autre petit problème vient se greffer, celui de pouvoir sans crainte ou grande démarche se procurer le circuit intégré en question. Un revendeur parisien* a pris l'initiative de proposer à sa clientèle un ensemble d'initiation aux montages à circuits intégrés et vraiment à la portée de tous. Il s'agit d'un ensemble de cinq circuits intégrés de marque RCA livrés avec une notice explicative et surtout 12 schémas de prin-

cipe spécialement conçus par les laboratoires RCA pour l'expérimentation de ces circuits intégrés. Parmi ces douze circuits on peut remarquer un amplificateur de puissance, une boîte de mixage, un préamplificateur de microphone, un amplificateur à large bande, un thermomètre électronique, une alimentation stabilisée, un oscillateur BF, un microphone sans fil et un convertisseur pour la réception de la bande « Marine ».

Nous allons essayer de vous donner la réalisation pratique de ces montages sur des plaquettes « M Board » qui se prêtent particulièrement à l'élaboration des montages à circuits intégrés.

Le kit RCA KD2117 présente à l'amateur cinq circuits intégrés, deux types KD2114, un type KD2115 et deux autres types KD2116. Ces circuits intégrés sont montés dans des boîtiers identiques à ceux des transistors de moyenne puissance et dotés suivant le type de 10 ou 12 électrodes de connexions.

Ces électrodes sont analogues à celles d'un transistor et d'une longueur de 15 mm environ, ce qui facilite grandement le montage. On pourra donc les souder directement sur la plaquette avec la possibilité d'écarter sans risque de détérioration ces électrodes. Il ne faut toutefois pas les plier au ras de l'embase.

Le croquis de la figure 1 donne le brochage de ces circuits intégrés. Nous donnons par ailleurs et à titre indicatif la constitution interne du circuit intégré KD2115 à la figure 2. Comme on peut le constater le boîtier ne renferme pas moins de 7 transistors, 3 diodes et 11 résistances.

UN PRÉAMPLIFICATEUR DE MICROPHONE

Le préamplificateur de microphone équipé d'un circuit intégré KD2114 est très simple et ne requiert que très peu de

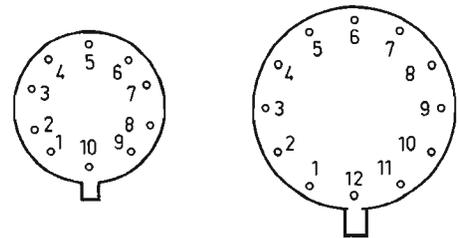


Fig. 1

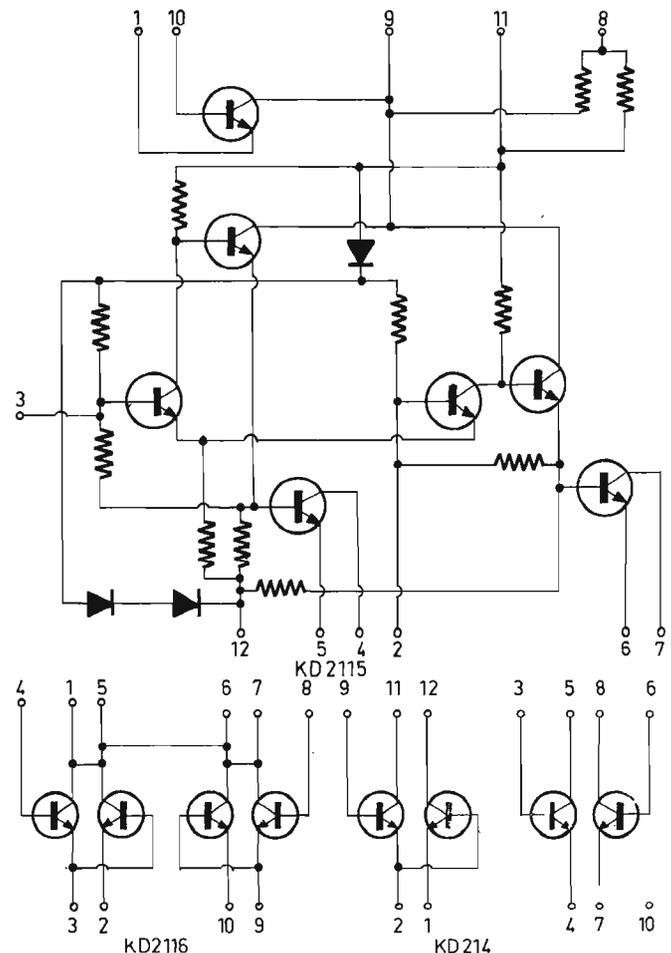


Fig. 2

* Magenta Electronic, 8-10, rue Lucien-Sampaix, Paris-10^e.

composants « discrets ». Le schéma de principe en est donné figure 3.

Il s'agit d'un préamplificateur à grand gain et faible souffle. L'entrée du préamplificateur peut sans répercussion sur la bande passante ou le gain, être à basse ou haute impédance suivant les valeurs des résistances utilisées.

Ce préamplificateur peut être employé pour l'enregistrement sur magnétophone, pour la modulation d'un petit émetteur ou pour le « public address » s'il est raccordé à un amplificateur de puissance. Les tensions BF de sortie atteignent environ 1 V.

Les tensions BF issues du microphone sont alors appliquées à la cosse (9) du circuit intégré par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison C_1 . Suivant l'impédance du microphone, il convient de modifier les valeurs des résistances R_1 , R_2 et R_3 .

Ainsi pour un microphone haute impédance, c'est-à-dire 15 à 50 000 Ω , il faut supprimer R_1 , porter R_2 à 1 M Ω et R_3 à 270 k Ω . Par contre avec un microphone basse impédance de l'ordre de 200 à 600 Ω , il faut utiliser les valeurs de résistances suivantes : $R_1 = 270 \Omega$, $R_2 = 220 \text{ k}\Omega$ et $R_3 = 56 \text{ k}\Omega$.

Les autres cosse permettent d'une part l'alimentation générale du circuit intégré et d'autre part la possibilité de contre-réaction locale comme R_4/C_2 à la borne (1).

La sortie s'effectue sur la borne (7) sous une basse impédance par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison C_3 . Enfin l'alimentation ne requiert que l'emploi d'une petite pile de 9 V de tension attendu la très faible consommation du montage.

REALISATION PRATIQUE

La réalisation pratique du montage reste simple grâce à l'emploi d'une petite plaquette perforée « M Board ». Cette plaquette comporte 19 bandes conductrices repérées à l'aide des lettres A à S. Ces bandes sont régulièrement perforées au pas de 2,5 mm de 31 trous numérotés de 1 à 31 de la gauche vers la droite.

La plaquette possède de très faibles dimensions : 80 x 50 mm et porte la référence « M23 ». Les composants associés au circuit intégré trouvent aisément leur place sur la plaquette en question.

La figure 4 donne une implantation pratique des éléments ou la vue de dessus du montage. Pour une simplification d'implantation du circuit intégré à 12 électrodes de sortie les bornes 3, 4, 5 et 10 ont été repliées puisqu'elles ne sont pas utilisées. En conséquence

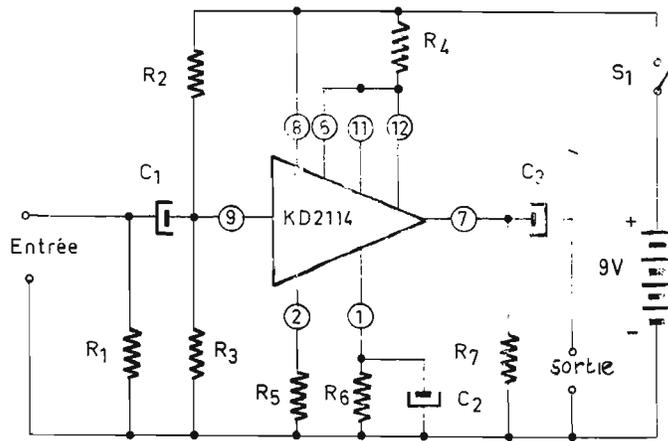


Fig. 3

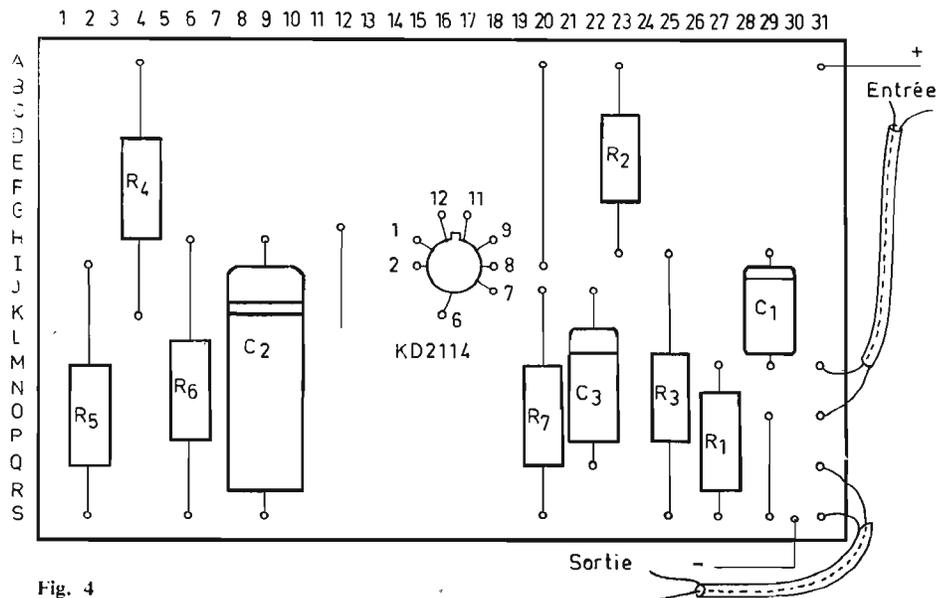


Fig. 4

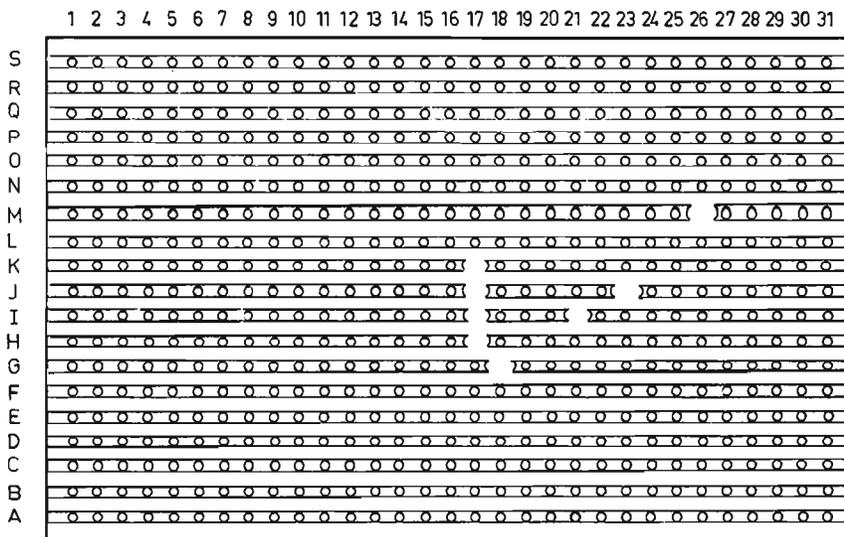


Fig. 5

le circuit intégré a été placé à peu près au centre de la plaquette.

Il convient par ailleurs de ne pas oublier les deux straps de liaison entre les bandes conductrices en G12 K12, A20 H20, et N29 S29. D'autre part il est préférable tant pour l'entrée que pour la sortie d'employer du fil blindé isolé et souple.

Il faudra faire attention aux opérations de soudure sur la plaquette et notamment ne pas « charger » les éléments en soudure afin d'éviter les courts-circuits accidentels entre les bandes conductrices assez rapprochées.

La figure 5 donne la vue de dessous du montage c'est-à-dire les diverses interruptions de circuits ou bandes conductrices. Par prudence et pour éviter les accrochages certaines interruptions ont été faites mais elles peuvent être facultatives.

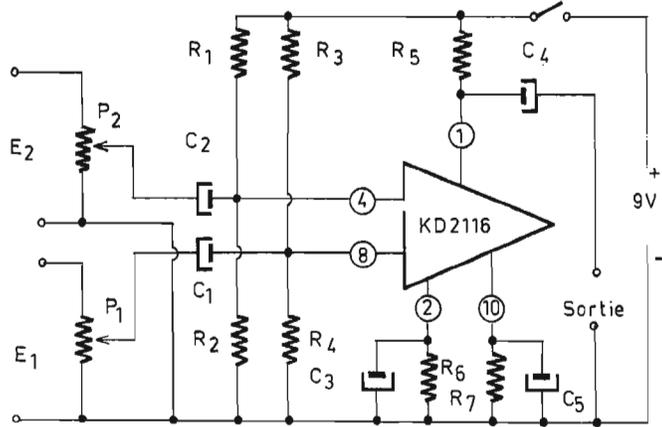


Fig. 6

LISTE DES COMPOSANTS

$R_1 = 270 \Omega$ (rouge, violet, marron) M27 S27.

$R_2 = 1 M\Omega$ (marron, noir, vert) ou $220 k\Omega$ (rouge, rouge, jaune) A23 H23.

$R_3 = 270 k\Omega$ (rouge, violet, jaune) ou $56 k\Omega$ (vert, bleu, orange) H25 S25.

$R_4 = 10 k\Omega$ (marron, noir, orange) A4 K4.

$R_5 = 56 k\Omega$ (vert, bleu, orange) I2 S2.

$R_6 = 1,5 k\Omega$ (marron, vert, rouge) H6 S6.

$R_7 = 470 \Omega$ (jaune, violet, marron) J20 S20.

$C_1 = 10 \mu F$ tantale 6 V H29 + M29.

$C_2 = 200 \mu F$ tantale 6 V H9 + S9.

$C_3 = 25 \mu F$ tantale 6 V J22 + Q22.

IC = RCA référence KD2114.

1 - en H15.

2 - en I15.

3 - en l'air.

4 - en l'air.

5 - en l'air.

6 - en K16.

7 - en J18.

8 - en I18.

9 - en G18.

10 - en l'air.

11 - en G17.

12 - en G16.

MELANGEUR A DEUX VOIES

Il est souvent utile de pouvoir disposer d'un mélangeur ou boîte de mixage comme l'appellent les professionnels. On ne peut pas disposer seulement pour le mélange de plusieurs sources de modulation de potentiomètres dont les curseurs seraient reliés ensemble car de gros problèmes d'inter-réactions et d'impédance interviendraient. On a alors recours à des montages à transistors ou circuits intégrés, qui

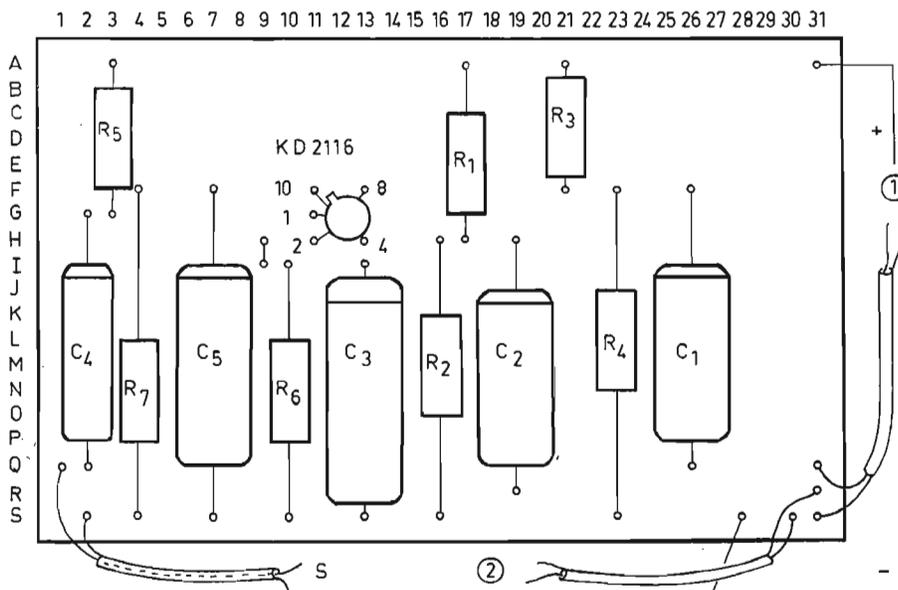


Fig. 7

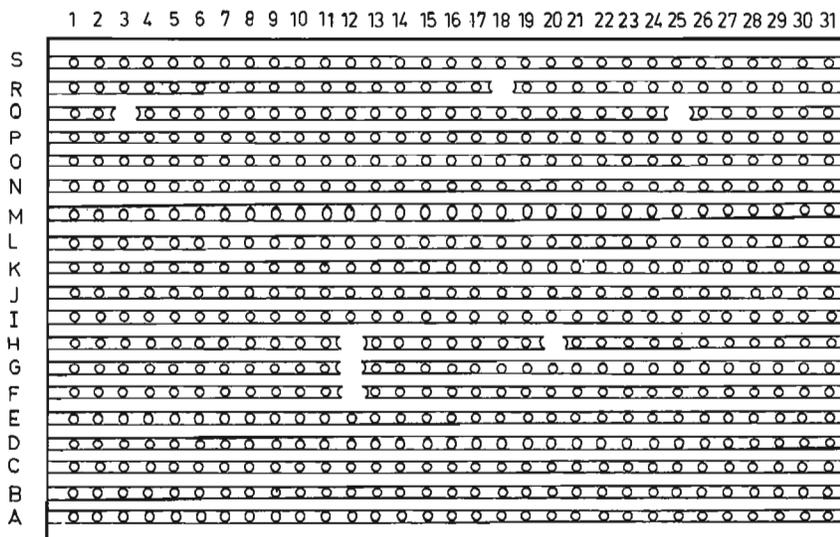


Fig. 8

restent très simples cependant dans leur conception.

La figure 6 propose un schéma de principe étudié par les laboratoires RCA.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

Il s'agit de la mise en évidence des propriétés du circuit intégré KD2116. Dans ce montage les composants utilisés sont également restreints comme c'est la plupart des cas avec les circuits intégrés.

Les entrées respectives des voies 1 et 2 se font sur les terminaisons ou bornes (4) et (8) moyennant des cellules de liaison. Chaque entrée devra être préalablement précédée d'un potentiomètre de volume d'environ 50 k Ω compatible avec l'impédance d'entrée du même ordre de grandeur.

Un pont de résistances R_1 , R_2 et R_3 , R_4 fixe l'impédance d'entrée aux environs de 47 k Ω .

Les terminaisons (2) et (10) permettent d'introduire des contre réactions locales nécessaires au bon fonctionnement de l'ensemble.

La sortie des tensions préamplifiées et mélangées s'effectue au niveau de la borne (1) par l'intermédiaire de la résistance R_5 et du condensateur de liaison C_1 . Dans ces conditions l'impédance de sortie est d'environ 10 k Ω , c'est à dire que ce mélangeur convient très bien pour l'adaptation de deux microphones lors d'un enregistrement sur magnétophone ou d'une prise de son.

La tension d'alimentation générale reste de 9 V et peut être procurée par deux piles plates de 4,5 V ou bien une pile miniature, la consommation du montage étant très restreinte, confiant à la pile une durée de vie importante.

REALISATION PRATIQUE

Toujours aidé par l'utilisation d'une plaquette M Board M_{23} on peut mener à bien cette réalisation sans difficulté.

Afin de faciliter l'insertion des composants nous avons adopté les mêmes coordonnées. Ainsi les 19 bandes conductrices sont repérées à l'aide des lettres A à S. Ces bandes sont elles-mêmes perforées de 31 trous numérotés de 1 à 31 de la gauche vers la droite.

Toujours dans un but de simplification les électrodes de sortie du circuit intégré non utilisés seront repliées à savoir les terminaisons 3, 5, 6, 7 et 9.

La figure 7 donne une implantation possible des éléments sur la plaquette M Board. On distingue très bien le circuit intégré avec ses cinq électrodes restantes montées sur trois bandes conductrices consécutives. Grâce à cet

artifice de montage la disposition des autres éléments ou composants sur la plaquette reste un jeu d'enfants. Il convient cependant de faire attention au montage de la résistance R_3 dont les connexions de sortie seraient pliées directement au ras du corps de la résistance.

Quant aux condensateurs C_3 et C_4 on pourra les monter verticalement si leur encombrement dépasse celui de la figure comme ce serait le cas pour des modèles de tension de service supérieure à 6 V par exemple. Sinon tous les éléments tiennent à plat sur la plaquette. Remarque importante, il ne faut pas oublier de placer le petit strap de liaison entre les bandes conductrices en H_{10} .

Il faut par ailleurs pour les liaisons entrées vers les potentiomètres de dosage employer du fil blindé isolé et souple de préférence.

La figure 8 précise la vue de dessous du montage, c'est à dire les diverses interruptions de bandes conductrices nécessaires au bon fonctionnement du montage.

Pour éviter les accrochages il est préférable d'éloigner la sortie du mélangeur des deux entrées. D'autre part avant de mettre sous tension il faut également bien examiner le circuit et notamment s'assurer qu'il n'y a pas de bandes conductrices adjacentes en court-circuit accidentel à l'en droit des soudures.

LISTE DES COMPOSANTS

$R_1 = 220$ k Ω (rouge, rouge, jaune) A17 H17.

$R_2 = 56$ k Ω (vert, bleu, orange) H16 S16.

$R_3 = 220$ k Ω (rouge, rouge, jaune) A21 F21.

$R_4 = 56$ k Ω (vert, bleu, orange) F23 S23.

$R_5 = 10$ k Ω (marron, noir, orange) A3 G3.

$R_6 = 1,5$ k Ω (marron, vert, rouge) I10 S10.

$R_7 = 1,5$ k Ω (marron, vert, rouge) F4 S4.

$C_1 = 10$ μ F tantale 6 V F26 +, Q26.

$C_2 = 10$ μ F tantale 6 V H19 +, R19.

$C_3 = 200$ μ F tantale 6 V I13 +, S13.

$C_4 = 10$ μ F tantale 6 V G2 +, Q2.

$C_5 = 200$ μ F tantale 6 V F7 +, S7.

IC = RCA référence KD2116.

1 en G11.

2 en H11.

3 en l'air.

4 en H13.

5 en l'air.

6 en l'air.

7 en l'air.

8 en F13.

9 en l'air.

10 en F11.

UN MICRO ÉMETTEUR FM EXPÉRIMENTAL ÉQUIPÉ D'UN CIRCUIT INTÉGRÉ

Les micro émetteurs FM remportent beaucoup de succès auprès des amateurs et bricoleurs. On peut en effet se constituer son propre programme de musique ou bien parler, sur les ondes de radiodiffusion à la plus grande stupéfaction du profane. Qui plus est dans un but très utile de liaison microphonique à distance ces émetteurs sont l'objet d'intéressantes applications.

Il est possible par exemple avec un tel émetteur miniature d'effectuer des enregistrements à distance même en dissimulant le

expérimental dont la portée ne saurait excéder quelques mètres, travaillant sur la gamme de radiodiffusion réservée à la modulation de fréquence de 88 à 108 MHz. Il existe sur le marché des micro émetteurs FM à usage professionnel auquel le service d'administration des P.T.T. a alloué une gamme de fréquence déterminée et en dehors des gammes de radiodiffusion.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

La figure 9 présente le schéma de principe du micro émetteur

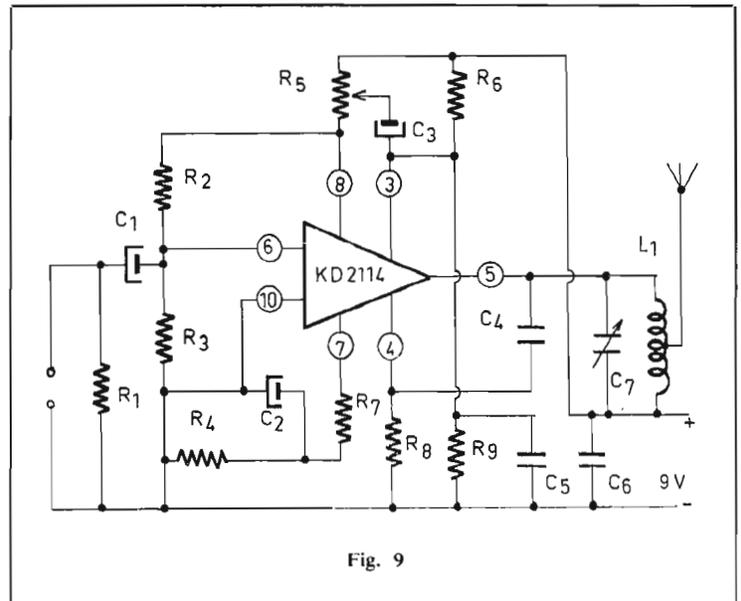


Fig. 9

microphone alors libéré de son fil traditionnel de liaison ce qui permet des enregistrements beaucoup plus naturels, certaines personnes étant dépourvues de leur moyen à la vue d'un microphone quand il s'agit de s'exprimer.

Sans par ailleurs donner libre cours à « l'espionnite », en dissimulant ce micro émetteur on peut évidemment surprendre des conversations de la plus haute incidence mais avec toute la vérité cruelle qui peut alors en ressortir.

Il s'agit en fait d'un émetteur

FM équipé d'un circuit intégré RCA de référence KD2114.

L'émetteur est prévu pour être essentiellement modulé par un microphone type basse impédance de l'ordre de 200 à 600 Ω . Pour respecter ces conditions d'adaptations d'impédances les résistances R_1 , R_2 et R_3 possèdent les valeurs adéquates.

Les tensions BF issues du microphone sont alors injectées au niveau de la borne (6) du circuit intégré constituant l'entrée de l'étage préamplificateur proprement dit.

Les bornes ou terminaisons (7) et (10) permettent d'effectuer les contre-réactions nécessaires au bon fonctionnement du montage, notamment le découplage à l'aide du condensateur C_2 de $200 \mu\text{F}$.

Les tensions BF préamplifiées se retrouvent au niveau de la résistance ou potentiomètre miniature R_5 . Du curseur de ce dernier afin de pouvoir doser la profondeur de modulation un condensateur de liaison C_3 attaque l'étage oscillateur proprement dit.

Une bobine L_1 et un condensateur ajustable C_7 constituent un circuit oscillant déterminant la fréquence de travail de l'émetteur. La manœuvre du condensateur C_7 permettra de caler l'appareil sur le haut de la gamme FM où ne sont pas diffusées d'émissions radiophoniques afin de ne pas perturber celles-ci.

L'entretien des oscillations est assuré au moyen du condensateur C_4 disposé entre les bornes de sortie (5) et (4).

L'alimentation du micro-émetteur s'effectue sous 9 V de tension délivrée par une petite pile. Un condensateur de découplage placé en parallèle sur l'alimentation permet d'éviter les accrochages intempestifs.

REALISATION PRATIQUE

Quand il s'agit de travailler avec des montages qui fonctionnent et relèvent du domaine de la haute-fréquence comme la centaine de mégahertz ici, il convient de prendre des dispositions particulières qui viennent grever la facilité de montage que procurent alors les circuits intégrés.

Au cours de cette réalisation, il est impératif, primordial de réaliser un câblage extrêmement court notamment pour la partie oscillatrice sous peine de non-fonctionnement de l'ensemble. Il n'est en conséquence pas recommandé à un débutant sur montage à circuits intégrés de commencer par cette réalisation qui demande un peu plus d'attention et de soin que les autres.

De la qualité d'exécution du circuit oscillant dépendront en grande partie les résultats escomptés.

La bobine sera faite à l'aide d'un fil de cuivre étamé de préférence, de 1 mm de diamètre. Il suffit alors de se procurer un mandrin quelconque de 10 mm de diamètre afin d'y bobiner 6 spires réparties sur une longueur de 20 mm. Il ne reste plus alors qu'à retirer le mandrin et ramener la longueur de la bobine à celle indiquée. Il faut par ailleurs s'assurer que les spires soient régulièrement espacées.

La prise d'antenne se situera

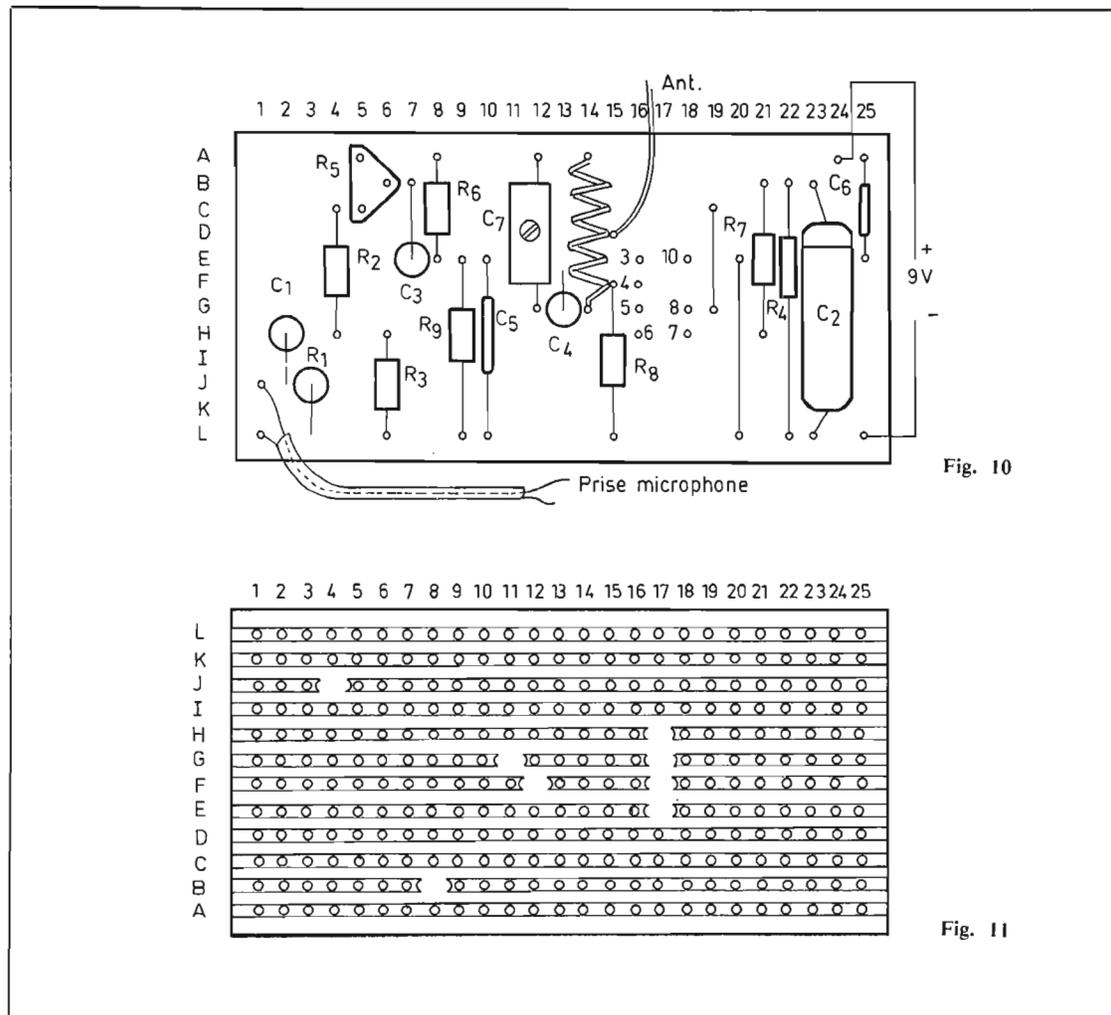


Fig. 10

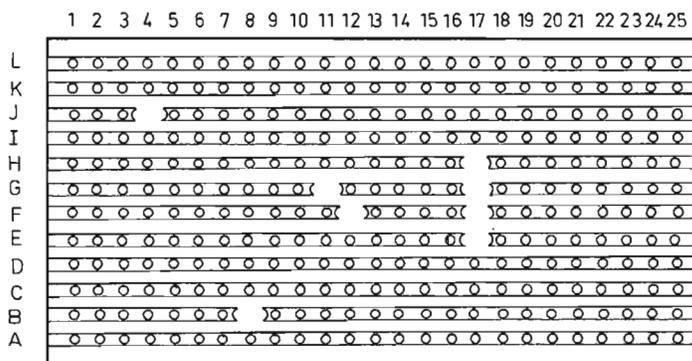


Fig. 11

à deux spires de la borne (5) mais son emplacement pourra être déterminé expérimentalement. En aucun cas la longueur de cette antenne ne devra dépasser 35 cm afin de limiter la portée de l'émetteur. Cette antenne sera constituée d'un fil rigide de cuivre étamé de 1 mm de diamètre analogue à celui du bobinage. Il faudra prendre soin d'un recourber l'extrémité afin d'éviter de se blesser.

Pour le montage comme support on peut utilement avoir recours à une plaquette M_{19} . Cette dernière comporte 12 bandes conductrices repérées à l'aide des lettres « A à L ». Ces bandes sont régulièrement perforées de 25 trous numérotés de 1 à 25 de la gauche vers la droite.

La figure 10 donne une implantation possible des éléments sur la plaquette en question. Comme les liaisons doivent être les plus courtes possibles notamment avec les bornes (4) et (5) le condensateur C_4 sera placé verticalement sur la plaquette. Pour les autres composants on pourra suivant leur encombrement invariablement les monter horizontalement ou verticalement.

Il ne faut pas oublier les deux straps de liaison entre les bandes conductrices en C19 G19 et

E20 L20. Pour la liaison avec le microphone il faut par ailleurs utiliser du fil blindé souple et isolé.

La figure 11 précise l'emplacement des interruptions de bandes conductrices comme il est d'usage.

Dès la mise sous tension et après vérification, le montage doit entrer en oscillation. On pourra s'en apercevoir en touchant au doigt la bobine L_1 ou bien l'antenne et entendre sur le récepteur à modulation de fréquence calé sur le haut de la gamme vers 105 MHz un claquement. Il suffira alors de rechercher l'accord à l'aide du condensateur C_7 . S'il n'en était pas ainsi il conviendrait d'écartier ou de rapprocher les spires de la bobine L_1 .

LISTE DES COMPOSANTS

- $R_1 = 270 \Omega$ (rouge, violet, marron) J3 L3.
- $R_2 = 150\,000 \Omega$ (marron, vert, jaune) C4 H4.
- $R_3 = 22 \text{ k}\Omega$ (rouge, rouge, orange) H6 L6.
- $R_4 = 1\,200 \Omega$ (marron, rouge, rouge) B22 L22.
- $R_5 = 10 \text{ k}\Omega$ potentiomètre miniature, A5 B6 C5.
- $R_6 = 8,2 \text{ k}\Omega$ (gris, rouge, orange) H8 E8.

$R_7 = 68 \Omega$ (bleu, gris, noir) B21 H21.

$R_8 = 330 \Omega$ (orange, orange, marron) F15 L15.

$R_9 = 6,8 \text{ k}\Omega$ (bleu, gris, rouge) E9 L9.

$C_1 = 25 \mu\text{F}$ tantale 6 V H2 +, J2.

$C_2 = 200 \mu\text{F}$ tantale 6 V B23 +, L23.

$C_3 = 20 \mu\text{F}$ tantale 6 V B7 +, E7.

$C_4 = 15 \text{ pF}$ céramique F13 G13.

$C_5 = 1\,000 \text{ pF}$ céramique E10 L10.

$C_6 = 0,1 \mu\text{F}$ plaquette Cogeco A25 E25.

$C_7 =$ ajustable 3 à 30 pF, A12 G12.

Circuit intégré KD2114 RCA :

- 1 en l'air.
 - 2 en l'air.
 - 3 en E16.
 - 4 en F16.
 - 5 en G16.
 - 6 en H16.
 - 7 en H18.
 - 8 en G18.
 - 9 en l'air.
 - 10 en E18.
 - 11 en l'air.
 - 12 en l'air.
- Microphone basse impédance 200 à 600 Ω , J1 L1.

LE CIRCUIT INTEGRE NE55 SIGNETICS

NOUS avons eu l'occasion d'utiliser ce circuit intégré apparu depuis quelques mois sur le marché des composants, et nous pensons que son champ d'application, en dehors des circuits temporisateurs pour lesquels il a été initialement prévu, est suffisamment vaste, pour intéresser tous ceux qui, par nécessité ou par plaisir, sont amenés à réaliser des appareils électroniques.

Sans nous reporter au schéma de principe, nous pouvons, à l'aide du schéma synoptique de la figure 1, détailler le fonctionnement de ce circuit. Deux étages comparateurs détectent chacun un niveau de tension, le premier celui de la tension de commande, le second celui de la tension de charge du condensateur extérieur. Les changements d'état de ces comparateurs font basculer un multivibrateur bistable, lequel commande d'une part le transistor T_1 et d'autre part l'amplificateur de sortie.

Si nous considérons le circuit après une remise à zéro, le condensateur C est court-circuité par T_1 . Lorsqu'une impulsion négative est appliquée sur la borne 2 le comparateur 1 bascule et entraîne le changement d'état

du multivibrateur bistable. A ce moment T_1 se bloque et l'amplificateur de sortie change d'état.

Le condensateur peut donc se charger et lorsque la tension à ses bornes atteint le seuil du comparateur 2, ce dernier change d'état, fait ainsi basculer le multivibrateur bistable ce qui entraîne la saturation de T_1 donc la décharge pratiquement instantanée de C, et un nouveau changement d'état de l'amplificateur de sortie.

Tant qu'une seconde impulsion négative ne sera pas appliquée sur la borne 2, le circuit restera dans cet état, c'est-à-dire que cette configuration correspond à un multivibrateur monostable.

La durée d'une impulsion fournie par ce circuit est égale à $110\% RC$ cette valeur n'étant pas affectée par des variations de la tension d'alimentation, en effet, le taux de charge et le niveau de basculement du comparateur 2 sont fonction tous deux de cette tension, par conséquent les deux effets s'annulent. Le constructeur donne une variation typique de 1% sur la temporisation pour une plage de tension comprise entre 4 et 15 V.

Il est possible, en fonctionnement monostable de ramener le

circuit à zéro à tout moment du cycle, simplement en appliquant une impulsion sur la borne 4. Il est recommandé, lorsque cette borne n'est pas utilisée, de la connecter directement au + alimentation, ceci afin d'éviter des déclenchements parasites.

Une autre utilisation de ce circuit est celle représentée figure 2, il s'agit d'un multivibrateur astable, le circuit se déclenchant lui-même.

Dans ce cas, le condensateur se charge à travers R_1 et R_2 et lorsque la tension à ses bornes atteint $2/3 V_{cc}$ le comparateur 2 change d'état, le multivibrateur bistable bascule, T_1 se sature et le condensateur se décharge à travers R_2 . Lorsque la tension à ses bornes atteint $1/3 V_{cc}$, le comparateur 1 change d'état, le multivibrateur bistable bascule à nouveau et cette fois bloque T_1 . Le condensateur recommence à se charger et le cycle continue.

Le temps de charge s'écrit pour cette application :

$$t_1 = 0,693 (R_1 + R_2) \cdot C$$

Le temps de décharge s'écrit :

$$t_2 = 0,693 \cdot R_2 \cdot C$$

La période du signal fourni par un tel multivibrateur astable peut donc s'écrire :

$$T = 0,693 \cdot (R_1 + 2R_2) \cdot C$$

Ce qui donne une fréquence :

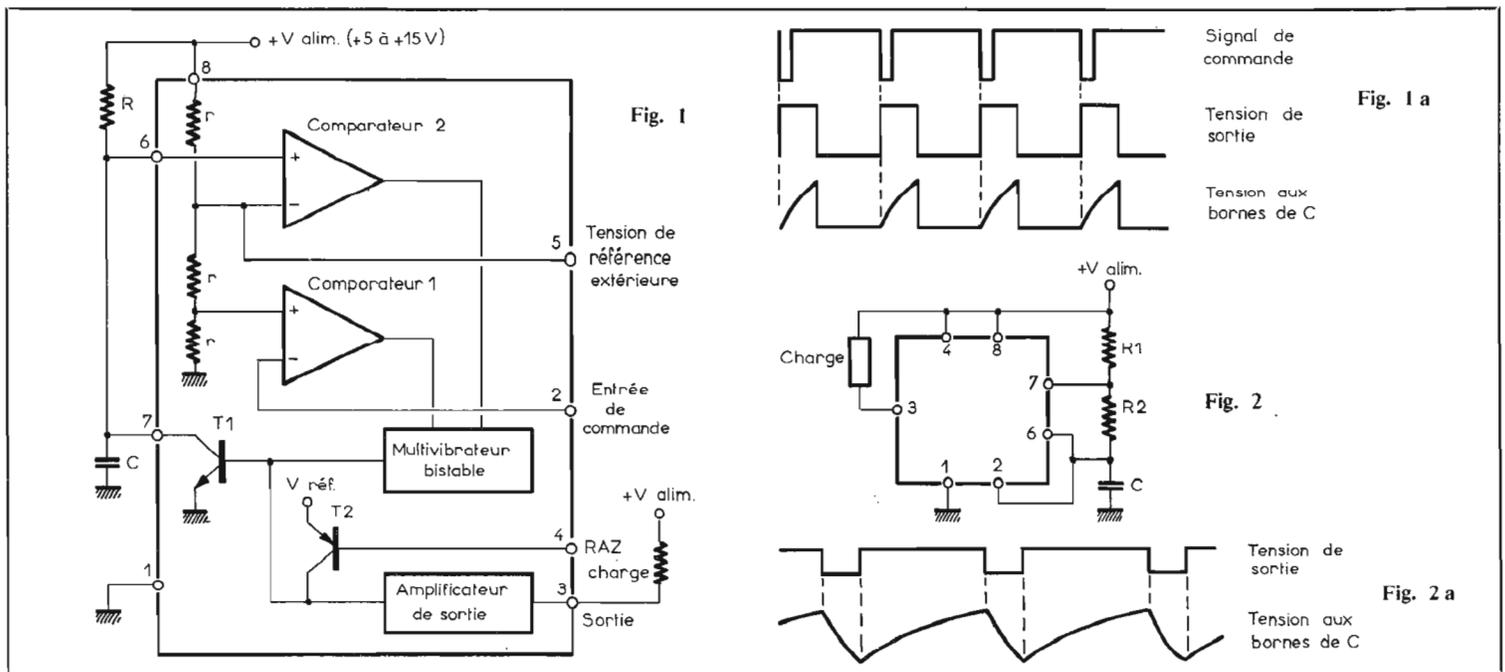
$$F = \frac{1,44}{(R_1 + 2R_2) \cdot C}$$

Il n'est pas possible d'obtenir des signaux parfaitement carrés avec ce genre de circuit, mais en choisissant R_1 très inférieur à R_2 , le signal généré sera assimilable à un signal carré et pourra être considéré comme tel dans de nombreux circuits.

A l'inverse, on pourra en choisissant R_1 très supérieur à R_2 obtenir des impulsions très courtes par rapport à la période du signal. Le constructeur donne un taux de cycle minimum de $0,01\%$, c'est-à-dire que l'impulsion peut être d'une durée égale à :

$$\frac{T}{10\,000}$$

Il a été prévu une entrée supplémentaire sur le circuit afin de changer à volonté la tension de référence du comparateur 2, il s'agit de la borne 5. Dans ce cas, si l'on applique une tension supérieure à $2/3 V_{cc}$, le temps de charge du condensateur est plus long, on augmente la période du signal et inversement si l'on applique une tension inférieure à $2/3 V_{cc}$, la période du signal décroît. Il est possible de faire varier la tension sur la borne 5



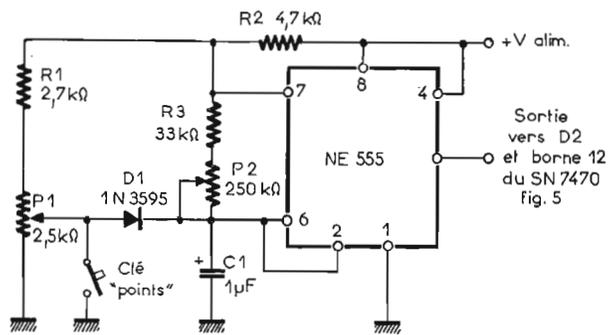
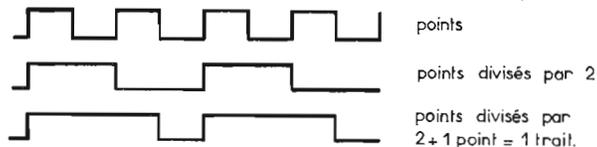


Fig. 4



entre 10 et 95 % de V_{cc} , mais, il ne faut pas oublier que la stabilité en fréquence sera alors fonction de la stabilité de la tension appliquée borne 5.

Pour certaines réalisations, on pourra faire varier la tension sur la borne 5 en vue de changer la fréquence, et il faudra alors tenir compte du fait que la charge du condensateur étant exponentielle, l'effet de cette tension sur la fréquence n'est pas linéaire.

L'amplificateur de sortie auquel est reliée la charge, peut fournir un courant allant jusqu'à 200 mA ce qui est loin d'être négligeable puisque dans de nombreuses applications il ne sera pas nécessaire d'utiliser un transistor entre le circuit et la charge. Autre intérêt de l'amplificateur de sortie, il permet de commander une charge reliée soit au + V_{cc} soit au OV, le fonctionnement étant évidemment inversé selon que l'on réalise l'une ou l'autre liaison.

A partir de ces informations, il est possible de trouver de nombreuses applications au NE555 que nous ne pouvons décrire ici mais que chacun pourra mettre au point sans grande difficulté si quelques précautions sont prises. Entre autres, il est possible de réaliser des circuits temporisateurs soit à la montée soit à la retombée, des générateurs basse fréquence, des détecteurs d'impulsions des horloges, des manipulateurs électroniques, etc. Une publicité signetics dans une revue américaine professionnelle parlait des mille et une utilisations de ce circuit. Pourquoi pas.

Pour compléter ces informations sur le NE555 nous étudierons maintenant un appareil très classique, réalisé et décrit maintes fois dans de nombreuses revues, mais jamais encore avec ce genre de circuit, il s'agit d'un manipulateur électronique.

L'élément de base d'un tel appareil est un oscillateur ou multivibrateur astable que l'on peut réaliser très simplement avec un NE555 comme nous l'avons vu. Toutefois lorsque l'on souhaite bloquer le fonctionnement d'un tel oscillateur, il apparaît que le condensateur utilisé pour déterminer la fréquence d'oscillation est totalement déchargé. Or nous avons vu qu'en fonctionnement, la tension à ses bornes varie entre 1/3 et 2/3 de la tension d'alimentation. Donc, si le montage n'est pas légèrement modifié, la première demi-alternance serait sensiblement deux fois plus longue que les suivantes et ceci ne peut être admis pour un manipulateur électronique.

La solution la plus simple pour remédier à ce problème consiste à empêcher le condensateur de se décharger en dessous de 1/3 de V_{cc} en lui appliquant en permanence cette valeur de tension à travers une diode, le cycle des charges et des décharges du condensateur n'est plus alors perturbé.

La figure 3 représente le schéma de l'oscillateur modifié pour obtenir une première demi-alternance sensiblement égale aux suivantes. Il faudra évidemment ajuster la tension appliquée sur l'anode de D_1 pour maintenir une valeur égale ou légèrement supérieure à 1/3 de V_{cc} aux bornes de C_1 , et nous conseillons d'utiliser pour P_1 un trimmer multitours qui permettra un réglage précis de ce niveau.

La diode D_1 peut être de n'importe quel type à condition que son courant de fuite soit faible, c'est pourquoi nous recommandons d'utiliser une 1N3595 mais une 1N914 ou 1N4148 fera fort bien l'affaire.

Cet oscillateur nous sert donc de base pour le manipulateur,

mais chacun sait que les signaux morse sont de durées différentes. en particulier, le trait correspond à 3 points. Comment donc obtenir ces durées différentes ? La solution la plus rapide mais certainement pas la plus élégante consiste à utiliser deux oscillateurs dont les périodes seraient dans un rapport 3, mais nous l'écartérons.

Une autre solution, celle qui a été retenue, consiste à utiliser un seul oscillateur dont la demi-période correspondra à la durée d'un point. Pour obtenir les traits, on fait la somme d'une période et d'une demi-période de l'oscillateur comme indiqué figure 4, ce qui permet d'obtenir un intervalle entre deux traits égal à un point, comme cela est normal. Ceci revient à diviser par deux à l'aide d'un multivibrateur bistable la fréquence de l'oscillateur et à faire la somme des deux signaux ainsi obtenus. La division est assurée par un flip-flop JK du type SN7470 et l'addition par une porte OU constituée par D_2 et D_3 (Fig. 5).

En fermant la clé « trait », on relie la tension de polarisation du condensateur C_1 à la masse à travers D_4 ce qui autorise la formation d'un point. Au même instant, l'entrée J du 7470 est ramenée à 0 ce qui permettra le passage à 1 de la sortie Q dès que le signal de l'oscillateur sera à 1.

Il est impératif que J soit à 0 avant que le signal de l'oscillateur soit à 1, s'il en était autrement, on obtiendrait d'abord un point suivi d'un trait puisque le flip-flop n'aurait pas été préparé à changer d'état sur le premier front montant et il faudrait attendre le second, qui arriverait seulement après qu'un point suivi d'un espace auraient été générés.

Ce phénomène peut se produire si la tension de polarisation ajus-

tée à l'aide de P_1 est trop proche de la tension de déclenchement du NE555. En effet, c'est le temps nécessaire à C_1 pour se décharger jusqu'à 1/3 de V_{cc} qui permet de préparer le 7470 au basculement. En cas de mauvais fonctionnement, il faudra retoucher P_1 jusqu'à ce qu'il n'y ait plus de point avant le premier trait.

Au moment où la sortie de l'oscillateur passe à 1, Q passe donc à 1 également, le relais de sortie est excité. Quand la sortie de l'oscillateur revient à 0, le 7470 ne change pas d'état, le relais est en conséquence maintenu excité par Q à travers D_3 . Quand la sortie du multivibrateur passe de nouveau à 1, le 7470 bascule ce qui ramène Q à 0, le relais est maintenu excité à travers D_2 . Enfin quand la sortie du multivibrateur repasse à 0, le relais se désexcite et si la clé « trait » a été maintenue on recommencera un nouveau cycle dès que la tension en sortie du multivibrateur repassera à 1.

Dès que le trait est commencé, la clé peut être lâchée puisque la sortie Q du 7470 est à 0 et maintient la tension de polarisation de C_1 à la masse à travers D_5 .

On peut évidemment faire varier la vitesse de transmission, ceci étant obtenu en jouant sur la position de P_2 . Avec les valeurs indiquées il est possible d'aller de 6 à 50 mots minute.

Enfin, il a été ajouté un oscillateur BF pour contrôler la manipulation, réalisé à partir d'un circuit NE555 monté en multivibrateur astable qui attaque à travers un condensateur un petit haut-parleur 8 Ω.

On utilise la borne 4 du circuit pour commander le fonctionnement de l'oscillateur en même temps que l'excitation du relais de sortie. Nous avons vu en effet qu'un niveau 0 sur cette entrée commande par T_2 et T_1

Fig. 3

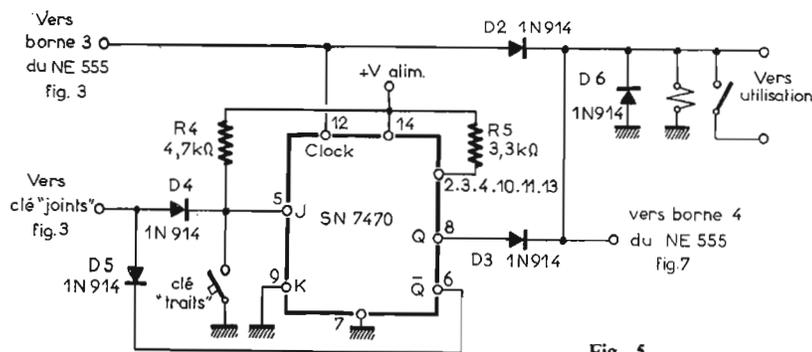


Fig. 5

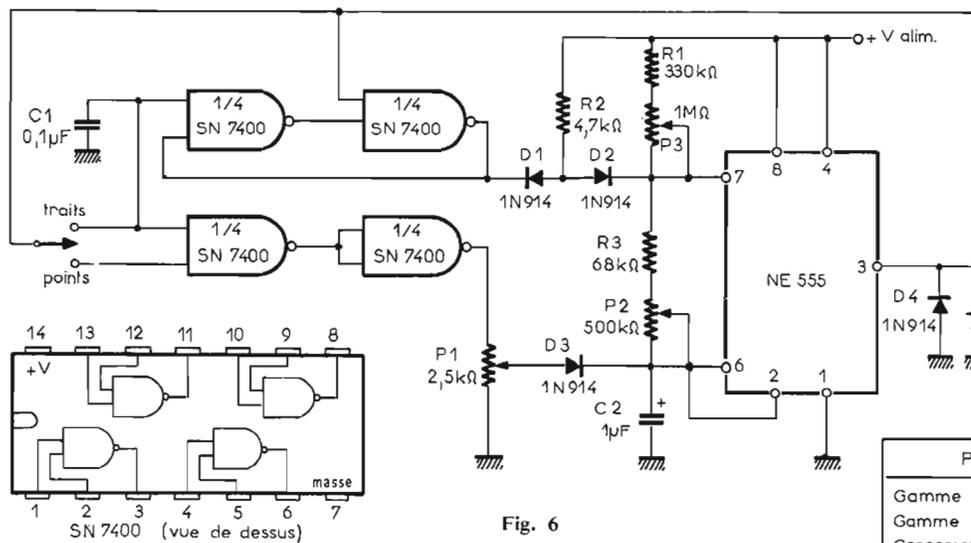


Fig. 6

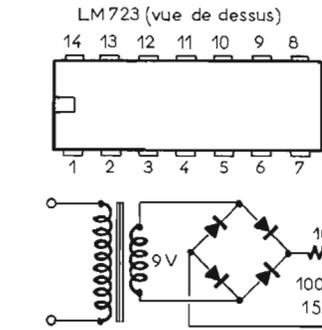


Fig. 9

Paramètre	Min.	Typique	Max.
Gamme de température	0		10°C
Gamme de tension d'alimentation	4,5V		16 V
Consommation sous 5 V		3 m	
Consommation sous 15 V		8 m	
Dérive en température		50 ppm/°C	
Tension de déclenchement		1/3 V alim.	
Courant de déclenchement		0,5µA	
Tension de RAZ		0,7V	
Courant de RAZ		0,1mA	
Temps de basculement		100 ns	

Fig. 8

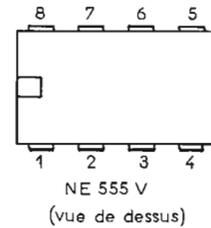
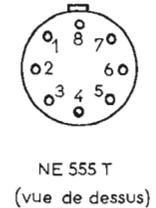
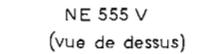


Fig. 7



la décharge du condensateur relié à la borne 7 (voir Fig. 1).

Il est possible de réaliser le manipulateur électronique d'une autre manière, à partir toujours d'un circuit NE555 auquel a été adjoint cette fois un circuit SN7400, quadruple porte NAND à deux entrées. Si nous nous reportons au schéma de la figure 6, nous voyons que la clé étant en position médiane, les deux entrées de la porte A sont en l'air, donc la sortie est à 0. En sortie de la porte B connectée en inverseur on trouve donc 1 et cette tension polarise le condensateur C_2 à une valeur fixée par la position du curseur de P_1 . L'oscillateur est bloqué et sa sortie (borne 3) est à 0, donc au moins une entrée de la porte C est à 0 ce qui a pour conséquence de fixer sa sortie au niveau 1. Ainsi les deux entrées de la porte D sont à 1 et sa sortie est à 0.

Quand on ferme la clé « point », une entrée de A est ramenée à 0 (par la sortie de l'oscillateur)

donc sa sortie passe à 1, et en sortie on trouve 0 ce qui supprime la polarisation du condensateur C_2 . Celui-ci se décharge jusqu'à $1/3$ de V_{cc} , à ce moment le circuit bascule et on trouve un niveau 1 sur la sortie 3 de l'oscillateur. Les portes A et B changent à nouveau d'état, mais l'oscillateur n'est pas affecté par cette inversion puisque C_2 se charge au-dessus de la tension de polarisation. La sortie de la porte C est à 1, il n'y a qu'une faible chute de tension aux bornes de R_2 , donc il est possible de considérer que la borne 7 de l'oscillateur est à $+V_{cc}$, et par conséquent la vitesse de charge de C_2 est fonction de R_3 et P_2 .

Lorsque la tension aux bornes de C_2 atteint $2/3$ de V_{cc} , l'oscillateur change d'état, et C_2 commence à se décharger à travers R_3 et P_2 . Si la clé « point » a été maintenue la sortie de la porte B est au niveau 0, donc le condensateur va se décharger jusqu'à $1/3$ de V_{cc} et un nouveau cycle va recommencer. Si par contre

la clé « Point » est ouverte, le condensateur C_2 se déchargera jusqu'à la tension de polarisation mais n'arrivera pas jusqu'à $1/3$ de V_{cc} et l'oscillateur sera bloqué.

Si la sortie 3 de l'oscillateur est à 0 quand on ferme la clé « trait », on obtient le même résultat qu'en jouant sur la clé « point », c'est-à-dire que la tension de polarisation de C_2 est supprimée et que la sortie de l'oscillateur passe à 1. L'entrée 13 de la porte voit ce niveau avec un léger temps de retard en raison de la présence de C_1 , ce qui permet à la porte C de basculer au niveau 0 et de s'y maintenir. La résistance R_2 est ainsi ramenée au point de masse, et le condensateur C_2 ne peut plus se charger qu'à travers l'ensemble R_1 , P_3 , R_3 , P_2 . A $2/3$ de V_{cc} l'oscillateur bascule et C_2 se décharge alors par la borne 7 du NE555 à travers seulement R_3 et P_2 . Ceci nous donne un temps plus long pour le trait que pour le point et réglable aisément, mais des

temps d'espaces identiques dans les deux cas à la durée d'un point. Le but recherché est atteint.

Le même petit ampli BF que dans le montage précédent a été ajouté pour contrôler la manipulation.

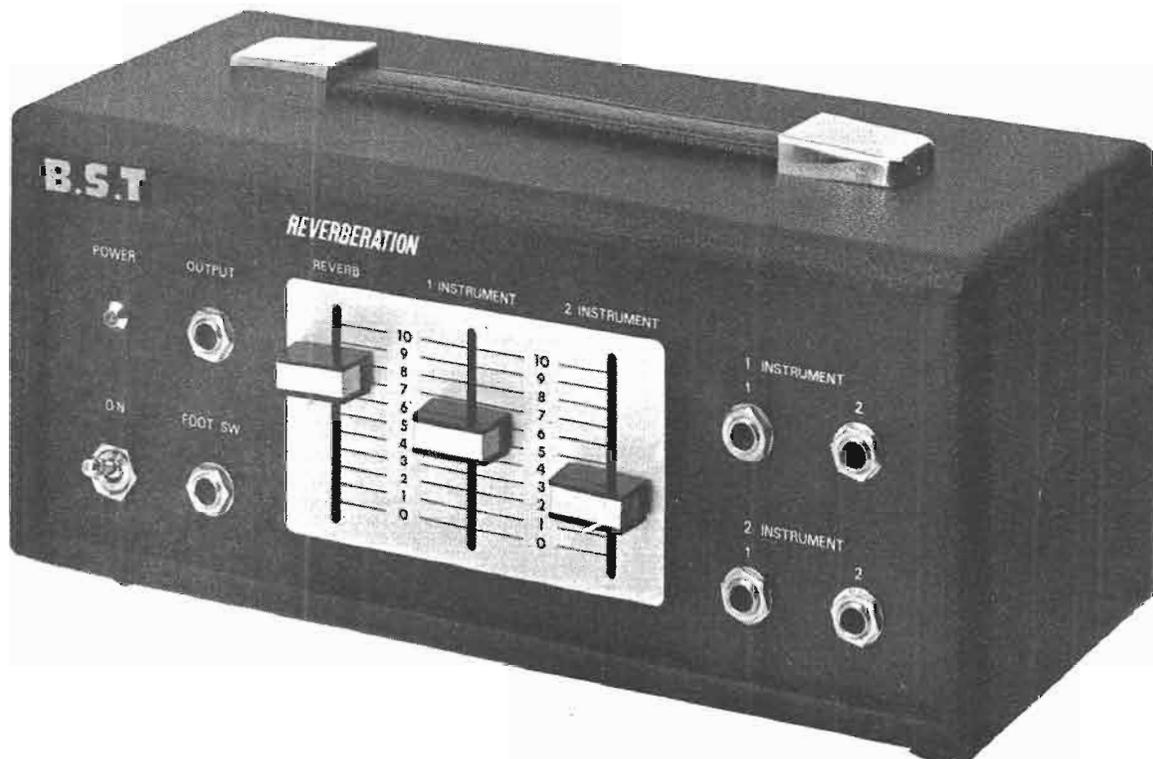
L'alimentation de ces deux montages se fera en 5 V, les circuits de la série 74 étant prévus pour fonctionner sous cette tension, et le NE555 fonctionnant encore très bien pour cette valeur.

On choisira de préférence pour rester dans les circuits miniatures un régulateur de tension intégré pouvant fournir 100 mA par exemple un LM723.

J.-Cl. PIAT.

N.-B. — Ces circuits intégrés sont distribués pour de petites quantités par : GALLEC, 78, avenue des Champs-Élysées, Paris (8^e); RTF, 73, avenue Charles-de-Gaulle, 92-Neuilly; ELIC, 8, avenue du Grand-Sablon, 38-La Tronche.

LA CHAMBRE DE REVERBERATION EA45 B.S.T.



DANS notre numéro 1401 nous avons eu l'occasion de parler de la chambre d'écho B.S.T. Nous vous présentons maintenant la chambre de réverbération de cette même firme. Mais avant de passer à la description de cet appareil il convient de dissocier les phénomènes de réverbération et d'écho.

La réverbération naturelle qui se produit généralement dans certaines salles de grandes dimensions et aux parois lisses est due à la réflexion des sons sur les murs et les plafonds. Il reste bien évident que le son qui se propage vers une paroi assez éloignée, puis qui après réflexion, revient vers l'auditeur, parcourt un chemin plus long que le son qui va directement de la source

à l'oreille de l'auditeur. Il parvient donc à celle-ci avec un certain retard. Si ce décalage dans le temps n'est pas trop important, le son réfléchi prolonge le son direct, ce qui donne à l'auditeur l'ampleur et la plénitude qui caractérise la réverbération.

L'écho, qui se produit le plus souvent à l'extérieur est également un phénomène de réflexion sonore, mais la distance entre l'auditeur et l'obstacle sur lequel se réfléchit la vibration sonore étant plus grande, le son direct s'est éteint lorsque le son réfléchi arrive à l'oreille de l'auditeur et semble alors non pas le prolonger mais lui répondre.

On ne dispose pas parfois d'une salle d'audition présen-

tant les conditions requises pour que la réverbération ait lieu. Il est donc particulièrement intéressant de pouvoir la recréer artificiellement à l'aide de chambre de réverbération analogue à la EA45 B.S.T. d'autant plus que la façon électronique de produire ce phénomène est en quelque sorte une copie de ce que fait la nature dans ce domaine.

Cette nouvelle unité de réverbération constitue un excellent instrument de travail pour les professionnels de la sonorisation et de l'enregistrement magnétique.

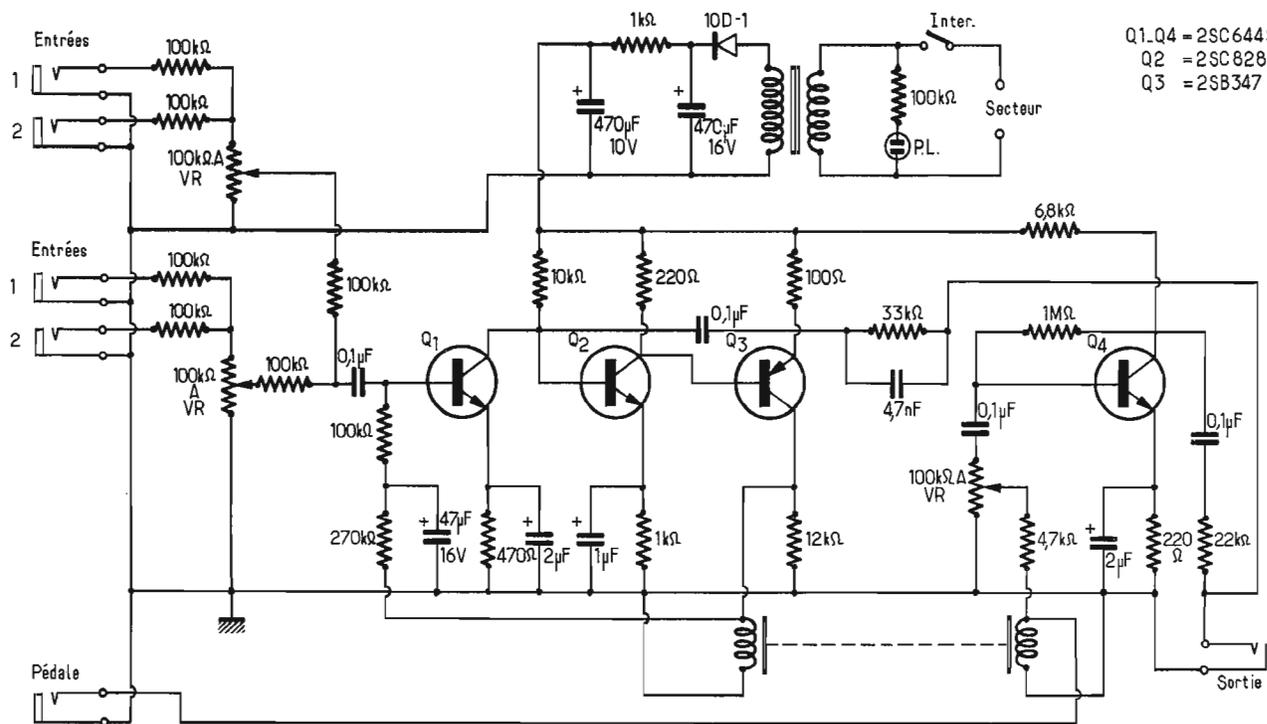
PRESENTATION

Présentée dans une élégante mallette gainée, l'appareil rap-

pelle dans ses grandes lignes la forme d'un amplificateur. Le constructeur n'a laissé apparaître sur la face avant que les commandes utiles. Trois potentiomètres à déplacement linéaire placés au centre permettent de régler la profondeur de réverbération et le mixage des quatre entrées montées deux à deux.

Les possibilités d'utilisation sont alors très nombreuses. De part et d'autre de ces commandes sont symétriquement disposés : d'un côté, le voyant lumineux de mise en service, la prise de sortie, l'interrupteur marche/arrêt et la commande à distance par pédale, de l'autre côté, les quatre entrées, réservées aux instruments.

Ces prises d'entrées et de sorties sont au standard améri-



Q1, Q4 = 2SC 644S
 Q2 = 2SC 628P
 Q3 = 2SB347

Fig. 1

cain avec jack de 6,35 mm.
 Autre détail intéressant, une prise de télécommande au pied est prévue pour éventuellement commander à distance la réverbération.
 Enfin, la sortie s'effectue en haute impédance et permet d'attacher n'importe quel amplificateur ou magnétophone.
 L'alimentation de l'ensemble s'effectue par le secteur 220 V; sa présentation en mallette bois lui assure une bonne stabilité et un transport aisé.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

- Entrées : Instrument 1, 15 mV/100 kΩ ; Instrument 2, 15 mV/100 kΩ ; Instrument 3, 15 mV/100 kΩ ; Instrument 4, 15 mV/100 kΩ.
- Possibilités de mixage.
- Potentiomètres, à déplacement linéaire.
- Sortie : 25 mV sous 500 kΩ d'impédance.
- Réponse en fréquence 100 à 12 000 Hz.
- Rapport signal/bruit : 50 dB ou plus.
- Equipements : 4 transistors et 1 diode.
- Unité de réverbération incorporée.
- Alimentation 220-240 V, 50 ou 60 Hz.
- Dimensions 285 x 120 x 120 mm.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe général de la chambre de réverbération est donné figure 1.
 Comme on peut le constater les entrées sont montées deux à deux. Des résistances de 100 kΩ série évitent toutes inter-réactions, entre ces entrées. Le signal BF est alors appliqué à l'extrémité des potentiomètres de 100 kΩ de mixage respectif des instruments 1 et 2.
 Prélevées au niveau du curseur et toujours par l'intermédiaire de résistances série, ces tensions convenablement dosées sont appliquées à l'entrée du préamplificateur général à trois étages.
 Cet étage reste indispensable pour l'excitation de la pièce maîtresse dont est doté l'appareil qu'on nomme « unité de réverbération ». Cette dernière se compose essentiellement de deux ressorts du type boudin qui par leur inertie, véhiculent les vibrations sonores avec une vélocité ou vitesse de déplacement relativement faible. L'onde sonore se réfléchit aussi plusieurs fois aux extrémités des ressorts, imitant par là même les réflexions successives sur les parois d'une salle. Toutefois, et afin d'actionner ces ressorts on utilise deux transducteurs magnétiques.
 L'entrée est en conséquence constituée d'un transducteur et

la sortie s'effectue également au moyen d'un autre transducteur, c'est la raison pour laquelle il faut disposer de deux préamplificateurs.
 Le préamplificateur général est du type montage cascade à liaison directe. Les tensions sont alors préamplifiées par le transistor Q₁ d'entrée du type NPN. Dans son circuit émetteur est insérée une contre-réaction locale. La résistance de charge de 10 kΩ sert également de polarisation de base au transistor Q₂ du fait de la liaison directe collecteur-base. Ce dernier transistor est aussi soumis à une contre-réaction locale au niveau de l'émetteur.

La liaison vers le transistor suivant est directe et ce couplage en continu est rendu possible grâce au transistor Q₃ du type complémentaire « PNP ».
 Dans son circuit collecteur est alors inséré le transducteur de l'unité de réverbération. Toutefois et afin d'éviter les bruits parasites que pourrait occasionner la ligne à retard, les fréquences élevées sont limitées et le préamplificateur comporte à cet effet une contre-réaction générale de la base de Q₁ au collecteur de Q₃.
 Grâce à un deuxième transducteur les vibrations mécaniques sont transformées en variation de tension mais elles ne sont pas

Chambre de réverbération EA45	274 F
Equalizer CT5S	447 F
Micro HSCS110	206 F
Ampli voiture avec micro PH202	392 F
Ampli modulation :	
2 x 2 watts MA2S	53 F
2 x 15 watts MA15S	133 F
2 x 33 watts MA33S	156 F
Préampli stéréo PAS	30 F



CONTINENTAL ELECTRONICS

Concessionnaire SONY
 1, bd Sébastopol, PARIS-1^{er} - Métro : Châtelet
 Tél. : 231-03-07 - 236-03-73 - 236-95-32
 C.C.P. Paris 7437-42
 Dépositaires officiels
 CENTRAD-LEADER - CHINAGLIA

Ouvert sans interruption tous les jours de 9 h à 19 h sauf le dimanche et le lundi matin

d'amplitude suffisante d'où la présence d'un autre préamplificateur de sortie en l'occurrence Q_4 .

Il s'agit d'un montage à émetteur commun. Les tensions issues du transducteur de l'unité de réverbération sont injectées au curseur du potentiomètre de dosage de la profondeur de réverbération. Prélevées à l'extrémité du potentiomètre et par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison ces tensions sont appliquées à l'entrée du préamplificateur à émetteur commun au niveau de la base.

La polarisation du transistor Q_4 est obtenue au moyen d'une résistance de $1\text{ M}\Omega$ placée entre la base et le collecteur tandis que les éléments $2\ \mu\text{F}$ et $220\ \Omega$ font l'objet d'une contre-réaction d'émetteur.

Le gain de cet étage est relativement important, et les tensions préamplifiées sont disponibles au collecteur du transistor Q_4 chargé par une résistance de $6,8\ \text{k}\Omega$.

Une cellule RC série dirige alors ces signaux vers la prise jack de sortie. C'est à cet endroit que les signaux de la voie directe sont alors appliqués, venant du circuit collecteur du transistor Q_1 .

On retrouve en conséquence à la sortie les signaux de la voie directe et les signaux retardés que l'on peut doser ce qui procure l'effet de réverbération recherché.

L'alimentation générale emploie un petit transformateur attendu la faible consommation du montage. Le constructeur a retenu un redressement du type mono-alternance, suivi d'un filtrage à l'aide d'une cellule en pi. Le témoin de mise en service fait appel à un tube néon directement branché en parallèle sur le primaire du transformateur d'alimentation.

La pédale de télécommande qui se résume à un interrupteur commandé à distance et au pied, court-circuite simplement le transducteur de sortie et coupe par là même l'effet de réverbération.

CONCLUSION

Tous les amateurs de « puissances sonores », sont conscients du problème d'étroitesse du local d'écoute où ils sont parfois obligés de se « produire » et n'hésitent pas alors à employer l'effet de réverbération qui se prête très bien aux instruments de musique moderne. La chambre de réverbération EA45 B.S.T. constituera pour eux, comme pour le particulier fanatique de l'enregistrement un élément primordial d'un prix relativement peu onéreux.

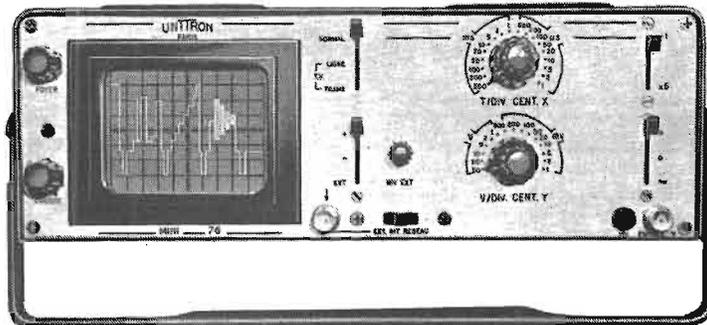


examen des
lignes-tests..
facile !

10 MHz
1 mV

avec la version

mini 76 T



nouveau modèle :
mini 76 CC
autonomie : 8 heures
poids : 10 kg

D'UN COUP D'ŒIL : bande passante, linéarité, définition, trainage.

Tubé rectangulaire de 90 mm de diagonale, post-accélééré à 3 kV.
Vertical : 1 mV à 50 V/div - 0 à 10 MHz - 3 dB.
Horizontal : 500 ms/div à 1 μs /div. + loupe X 5.
Sélection automatique : 110/220 V.
Dimensions : long. 305 ; haut. 111 ; prof. 246.
Poids : 5 kg.

AUTRES FABRICATIONS

AMPLIFICATEURS DE TENSIONS CONTINUES
AMPLIFICATEURS A DÉCALAGE DE ZÉRO
OSCILLOSCOPE PORTATIF A DOUBLE FAISCEAU 10 DP
MODÈLE 10 DP/C SPÉCIAL POUR TV COULEUR
OSCILLOSCOPE PORTATIF DE MESURE POUR LE SERVICEMAN
OSCILLOSCOPE AUTONOME P 702
TIROIR TYPE T SPÉCIAL TELEVISION

DOCUMENTATION SUR DEMANDE

UNITRON

75 ter RUE DES PLANTES, PARIS 14°
TÉL. 532.93.78

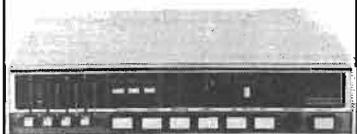
RAPY

En Hi-Fi,
tout le monde
il se dit bon,
tout le monde
il se dit joli...
.....mais.....

**KÖRTING
TRANSMARE**

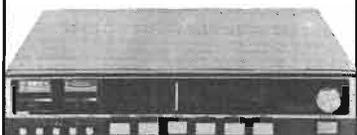
qui fabrique depuis près de 50 ans des produits électroniques de haute qualité (5 usines en Europe, 4.000 ouvriers, 40 milliards anciens de C.A.) vous propose :

La **NOUVELLE
TECHNIQUE 73**
avec
A 710



— A 710 : ampli de qualité professionnelle 2x35w (DIN 45 500) - 4 sorties Multisound, prêt pour la quadriphonie, équipé de 4 filtres.

T 710

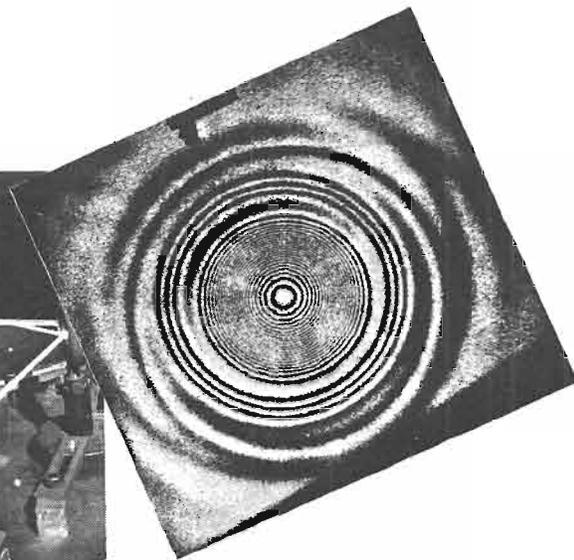
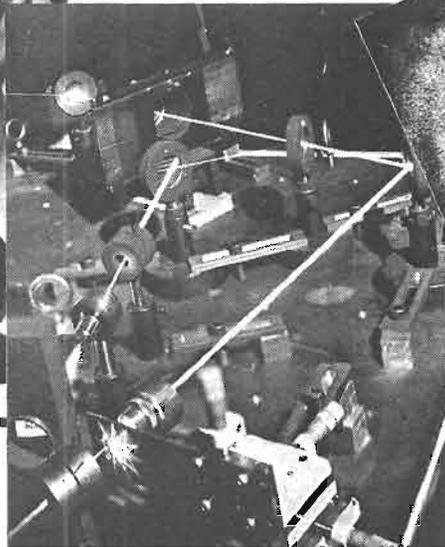
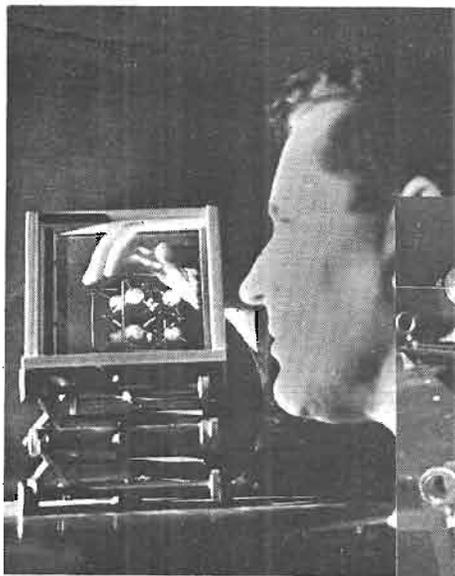


T 710 : tuner HI-FI (performances professionnelles) : l'AFC automatique entre en service après réglage de la station (indicateur lumineux) - Indicateur de fréquence des stations FM préréglées.

Renseignements documentation Hall de liste des revendeurs à : démonstration

KÖRTING RADIO

Rép. Féd. Al.
Direction France:
48, bd de Sébastopol - 75003 PARIS
Tél. 278-15-50
B.P. 448 - 75122
Paris Cédex 03



LES

LASERS

LASERS MILITAIRES :

L'IDEE d'utiliser le laser comme arme s'est affirmée à la suite d'une expérience au cours de laquelle il a été possible d'abattre un avion-cible avec un faisceau laser. Les progrès effectués dans la mise au point de nouveaux types de lasers (les lasers chimiques, thermiques, ainsi que ceux à excitation électronique) amènent à penser aujourd'hui qu'il sera possible de provoquer, dans des conditions d'emploi militaire, l'émission d'un rayon porteur d'une énergie suffisante pour causer des dommages importants à une cible. Pour les spécialistes, grâce à des faisceaux lasers porteurs d'une grande énergie, il devrait être possible d'abattre, en le prenant dans un faisceau laser, un engin d'attaque naviguant à basse altitude, et à des vitesses modérées. De même, de tels faisceaux devraient pouvoir être utilisés contre les blindés. Enfin, utilisés à des fins de « contre-mesure », ils pourraient neutraliser les dispositifs de guidage optique dont sont munis un certain nombre d'engins.

On est encore loin de ce « rayon de la mort » d'une portée illimitée (un faisceau laser est très facilement absorbé par l'at-

mosphère, et il suffirait d'une mince couche nuageuse pour l'annihiler complètement) et d'une efficacité définitive que certains ont cru pouvoir décrire dès l'invention du laser... Mais il ne faut pas, à l'inverse, railler les effets nocifs des armes à laser : on n'a pas manqué de rappeler, dans le clan des sceptiques, que le laser, rayon de la mort, a frappé... les producteurs de films à sensation, dans les studios d'Hollywood ; « et l'on put très vite trembler, dans les salles obscures, au spectacle de l'abominable Goldfinger menaçant de découper en rondelles avec un laser de pacotille, un James Bond aussi flegmatique que crédule ».

LE LASER THERMIQUE SUSCITE L'INTERET DES MILITAIRES

Dans certains types de lasers, dits thermiques, l'inversion de population nécessaire à l'émission stimulée de rayonnement, est produite lors d'une détente adiabatique d'un gaz. La détente se produit dans des tuyères supersoniques de forte divergence, ces dernières étant fréquemment assemblées en réseaux parallèles, de façon à fournir un écoulement rectangulaire de grande largeur.

LE RAYON DE LA MORT ?

Les montages fonctionnent en général avec un mélange de gaz carbonique, d'azote, et un catalyseur, tel que l'eau ou l'hélium ; le mélange est produit, souvent, par la combinaison de composés appropriés à une température voisine de 1200 °C et une pression comprise entre 5 et 20 atmosphères. L'expansion rapide du mélange dans les tuyères permet de figer l'énergie vibrationnelle de l'azote, tandis que la température au sein de l'écoulement tombe à un niveau voisin de la température ambiante. L'inver-

sion de population se produit entre les niveaux énergétiques du gaz carbonique : l'un des niveaux est en équilibre vibrationnel avec l'azote, tandis que d'autres niveaux parviennent au nouvel équilibre obtenu après la détente adiabatique.

Un laser de ce type, réalisé par Avco Everett a déjà délivré 135 kW en fonctionnement continu, et il est probable que des puissances nettement supérieures aient été obtenues, ou sont sur le point de l'être.

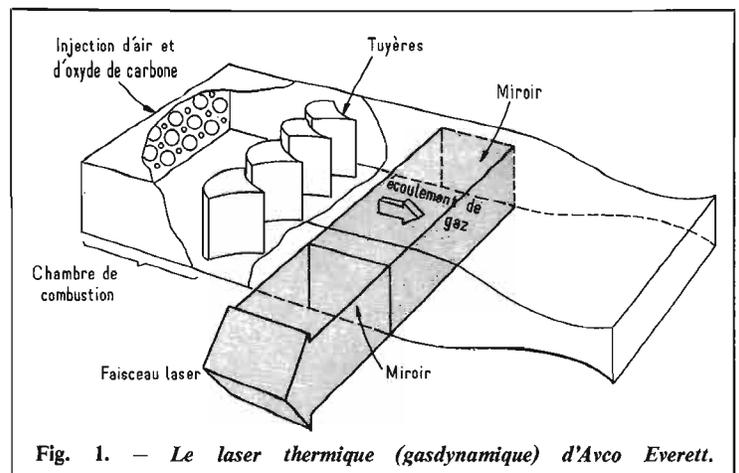


Fig. 1. — Le laser thermique (gasdynamique) d'Avco Everett.

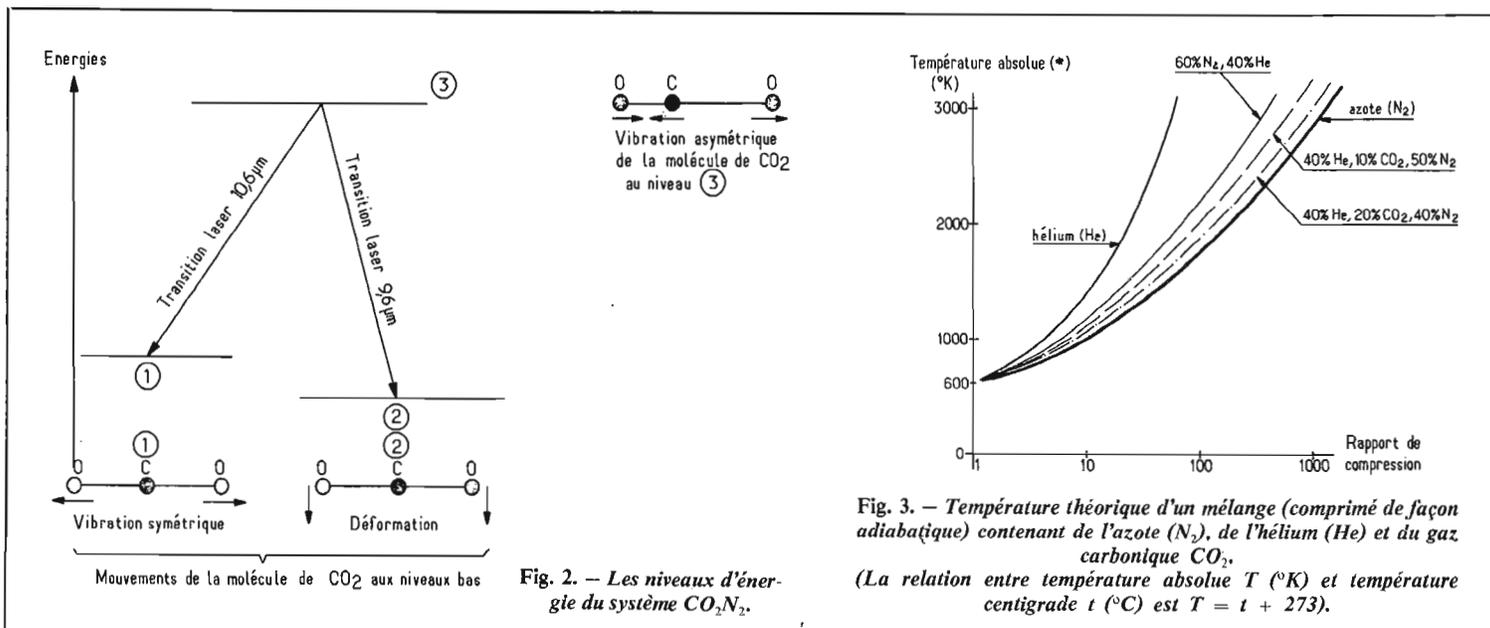


Fig. 2. — Les niveaux d'énergie du système CO_2N_2 .

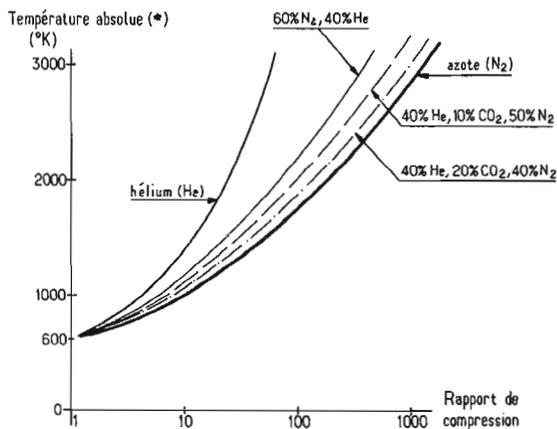


Fig. 3. — Température théorique d'un mélange (comprimé de façon adiabatique) contenant de l'azote (N_2), de l'hélium (He) et du gaz carbonique CO_2 . (La relation entre température absolue T (°K) et température centigrade t (°C) est $T = t + 273$).

Des études similaires sont entreprises, depuis 1968, à l'United Aircraft Corp., parfois en compétition avec celles de l'Avco Everett.

Généralement, le mélange de départ est obtenu en faisant brûler de l'oxyde de carbone et de l'air dans une chambre de combustion. Le rendement de l'opération, rapport entre l'énergie laser émise et l'énergie libérée par la combustion, est faible (0,5 à 1 %). En accroissant la vitesse des gaz ainsi que la température de combustion, il serait possible d'atteindre des rendements voisins de 2 %.

La nécessité de chauffer le mélange à haute température requiert l'emploi d'une source de chaleur. Pratiquement, les premières applications militaires de ces lasers thermiques seront terrestres ou marines; on pourrait envisager de les utiliser également à bord d'avions supersoniques, en récupérant la chaleur des gaz d'échappement des turbo ou des stato-réacteurs.

Aux Etats-Unis, General Electric et Boeing travaillent aussi dans ce domaine.

Récemment, W.H. Christianesen démontrait l'intérêt des tubes à choc à haute pression (100 à 1 000 atmosphères) pour produire des impulsions laser de grande énergie. De tels systèmes sont d'un maniement facile, et l'augmentation de pression rend le montage plus compact, à énergie émise égale; enfin, il est possible, ici, d'optimiser les concentrations des différents constituants chimiques, alors qu'avec les installations alimentées par combustion, on est difficilement maître des produits de réaction.

Le problème d'obtention d'écoulements larges avec des tubes à choc est difficile à résoudre. On

peut penser à de nouvelles configurations de tuyères, mais celles-ci deviennent vite de réalisation compliquée.

A l'Onera, il a été étudié un laser thermique fonctionnant avec un réchauffeur à compression adiabatique, dans un domaine de pressions allant de 40 à 150 atmosphères. Ce type de réchauffeur offre des caractéristiques intéressantes du point de vue de la qualité de l'écoulement (*). Le gaz à réchauffer est introduit, à la pression atmosphérique, dans un cylindre de compression, où il prend d'abord, au contact avec les parois chauffées du tube, la température de préchauffage de 300 °C. La compression est provoquée par le déplacement, à vitesse modérée, d'un piston. La pression du gaz s'élève alors, sans discontinuité, jusqu'à sa valeur finale, et le niveau de température est fonction du rapport de compression et de la nature du gaz: les températures de fin de compression, sont voisines de 1 700 °C (sans tenir compte des pertes thermiques), en comprimant à 100 atmosphères (Fig. 3), un mélange d'azote (50 %), de gaz carbonique (10 %) et d'hélium (40 %). Par suite du transfert de chaleur aux parois du tube, les températures réellement atteintes en fin de compression sont sensiblement inférieures aux valeurs théoriques (Fig. 4). Un maximum de température, s'échelonnant entre 1 200 et 1 400 °C, apparaît au voisinage du taux de compression égal à 100.

En U.R.S.S., des études similaires ont été effectuées. Dès juin 1966, un éminent spécialiste soviétique, A.M. Prokhorov publiait, en collaboration avec V.K. Konyukhov, un article montrant l'intérêt de détentes rapides de gaz dans des tuyères supersoniques.

LES LASERS ELECTRIQUES ONT DE MEILLEURS RENDEMENTS

Une autre technologie, bien adaptée aux applications militaires, est le laser à excitation électrique transversale (ou laser TEA), mis au point, au Canada, par A.J. Beaulieu. Le système de Beaulieu utilise une simple cathode à pointes, créant une multitude de petites décharges électriques dans un mélange gazeux à la pression atmosphérique; cependant, le volume excité uniformément est relativement petit (Fig. 5).

Au cours d'une étude entreprise indépendamment sur le même sujet, aux laboratoires de Marcoussis, R. Dumanchin, J.-C. Farcy, M. Michon et J. Rocca-Serra se sont attachés à la recherche d'une structure de laser pulsé, à gaz carbonique, capable de fournir une énergie importante par unité de volume, et susceptible d'être étendue à de grands volumes (Fig. 6).

Les premiers lasers TEA fonctionnaient en régime impulsif.

La difficulté, pour les utiliser en régime continu provient du double rôle joué par les électrons: entretien de la décharge et excitation du milieu. Dans la seconde génération de lasers TEA, l'ionisation est produite par un canon à électrons qui permet de séparer nettement l'ionisation de l'excitation: les électrons primaires, d'énergie très élevée, ionisent le milieu et créent un grand nombre d'électrons secondaires ne servant qu'à l'excitation.

Cette technique conduit à des résultats très prometteurs: aux laboratoires d'Avco Everett, un laser à impulsions, fonctionnant suivant le principe précédent, délivre une énergie de 2 kJ en

10 μs , avec un rendement électrique de 20 %.

Les lasers TEA à canons à électrons sont étudiés dans de nombreux laboratoires, tant aux Etats-Unis (United Aircraft, Los Alamos), qu'en U.R.S.S. (Institut Lebedev) et en France (Laboratoires de Marcoussis).

Aux U.S.A., les lasers électriques sont développés sous contrats militaires, en particulier de l'U.S. Navy. Les niveaux élevés des rendements atteints permettent d'envisager l'utilisation des lasers électriques à bord d'avions. Il faut, au préalable, mettre au point des sources d'énergie suffisamment compactes, embarquables dans les avions, ce qui explique les contrats passés par l'U.S. Air Force, aux industriels américains.

* Voir, à ce sujet, l'article de M. Thomas-Andraud, A. Carrega, O. Leuchter, J.-P. Taran: « Laser thermique à haute pression avec réchauffage par compression » paru dans La recherche aérospatiale, novembre-décembre 1972.

* La puissance spécifique est le rapport d'une puissance (exprimée en watts) à un débit de gaz (en kilogramme par seconde). Elle s'exprime donc en watts par kilogramme par seconde (en abrégé: W/kg/s).

Comme le watt correspond à 1 joule pendant 1 seconde, on exprime aussi la puissance spécifique en joules par kilogramme de gaz (J/kg). Les puissances spécifiques sont, dans le cas des lasers décrits, comprises entre quelques kilojoules par kilogramme (kJ/kg) et une centaine de kilojoules par kilogramme.

* Certains observateurs américains pensent qu'en U.R.S.S. est expérimentée une arme à laser au xénon; ils se basent sur deux éléments:

- les succès soviétiques récents en matière de laser au xénon;
- des essais soviétiques de rapprochement de satellites en orbite; d'après la revue américaine « Laser Focus », certains de ces observateurs estiment que les Soviétiques disposeraient d'un engin spatial capable d'inspecter les satellites; cet engin pourrait être équipé, ultérieurement, d'un laser au xénon pour la destruction de satellites ennemis.

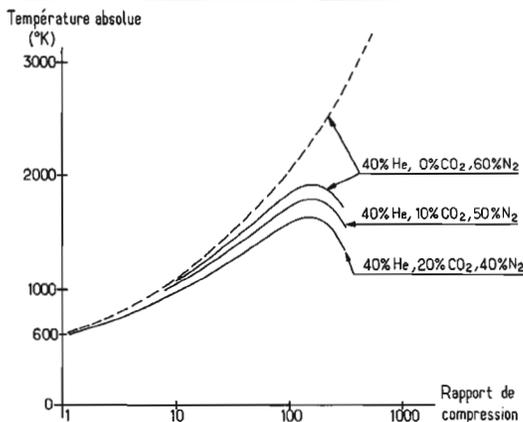


Fig. 4. — Température de fin de compression pour mélanges $N_2 - CO_2 - He$, compte tenu des pertes thermiques en cours de compression. Les pertes thermiques s'accroissent, de manière accentuée, au-delà d'un rapport de compression de 100, en raison de la conductivité thermique élevée de l'hélium. On observe alors un maximum de température au voisinage de ce rapport de compression. Les valeurs maximales de température s'échelonnent entre 1 500 et 1 700 °K (environ 1 200 et 1 400 °C) suivant la teneur en CO_2 .

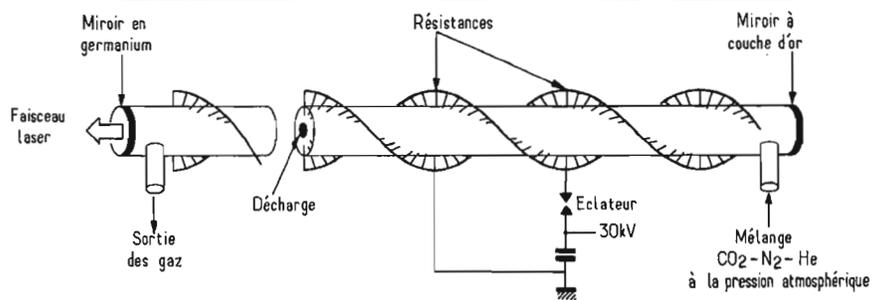


Fig. 5. — Le laser de Beaulieu : le mélange gazeux est excité transversalement par une multitude de petites décharges produites entre deux hélices munies de pointes. La structure hélicoïdale permet de créer un rayonnement laser de grande qualité optique.

— Mise au point, par Westinghouse, d'un alternateur embarqué de 5 000 kVA, d'une capacité de 50 à 100 fois plus élevée que celle des générateurs classiques. L'U.S. Air Force fait également étudier, sous contrat, des générateurs supraconducteurs, qui seraient, à puissance égale, moins lourds et moins encombrants ;

— North American Rockwell étudie une unité d'alimentation auxiliaire de 4 000 kVA ;

— Des piles à combustible de haute puissance sont développées par Pratt & Whitney ;

— Le Thermal Technology Laboratory travaille sur des transformateurs légers pour alimentations embarquées.

DES LASERS CHIMIQUES... POUR MILITAIRES

Les lasers chimiques sont compacts, légers et ne nécessitent aucune source externe d'excitation et intéressent, pour cette raison, les militaires. En 1964, un symposium, tenu en l'université de Californie, à San Diego, réunissait les chercheurs étudiant, encore alors sous l'aspect purement théorique, les lasers chimiques. Le premier laser chimique a fonctionné à la fin de 1964, à Berkeley. Il travaillait en mode impulsionnel, délivrait une puissance moyenne de l'ordre du kilowatt, sous forme d'impulsions durant entre 10 et 20 μs ; son rendement global était faible (moins de 1 %).

Ce n'est qu'en 1969 que l'on parvint à démontrer la possibilité de faire fonctionner, en mode continu, le laser chimique. Ce résultat fut obtenu dans trois laboratoires américains, ceux de l'Aerospace Corp., d'Avco et de l'Université de Cornell. Depuis, les succès enregistrés sont fort nombreux.

L'Aerospace Corp. s'est affirmée comme l'un des leaders dans la technologie des lasers chimiques. Son premier laser, réalisé en mai 1969, générant une

puissance voisine du kilowatt ; un système analogue, produirait, actuellement, entre 5 et 6 kW. Dans le montage original, l'azote moléculaire est chauffé par un arc électrique, puis mélangé à de l'hexafluorure de soufre (Fig. 7) ; le mélange se détend alors dans des tuyères, dans lesquelles est injecté de l'hydrogène moléculaire. Il se forme du fluorure d'hydrogène (HF) qui se trouve excité en vibration par l'énergie libérée au cours de la réaction. Le fluorure d'hydrogène émet un rayonnement laser infrarouge sur 2,6 et 3,5 μ de longueur d'onde.

Cette bande de longueur d'onde ne convient pas aux applications militaires car elle se trouve fortement absorbée par l'humidité atmosphérique. Il est préférable de remplacer l'hydrogène par du deutérium ; il se produit alors du fluorure de deutérium, et le domaine de longueur d'onde de l'effet laser (entre 3,6 et 5 μ) ne subit pas d'absorption atmosphérique.

Néanmoins, le deutérium coûte cher, de sorte qu'au stade expérimental, on utilise encore l'hydrogène. Au stade opérationnel, de tels lasers chimiques utiliseront obligatoirement le deutérium.

En remplaçant l'azote par de l'hélium, les chercheurs d'Aerospace Corp. ont amélioré de 80 % la puissance de sortie de leur premier modèle de laser chimique. Le rendement chimique a alors atteint 10 % environ.

L'un des problèmes associés à ce type de laser provient du fait que les molécules excitées de HF (ou de DF) cèdent trop rapidement leur énergie vibrationnelle ; il s'ensuit qu'une partie seulement des molécules de fluorure passe au niveau excité.

Un nouveau type de laser chimique, dit à transfert (laser « TCL » : transfer chemical laser) a été mis au point récemment : les molécules de HF (ou de DF) excitées vibrationnellement, trans-

fèrent leur énergie à des molécules de gaz carbonique. On a donc ici un laser chimique à gaz carbonique, pompé par l'énergie de la réaction chimique de l'hydrogène, ou du deutérium, sur le fluor. Les molécules de fluorure ont un rôle entièrement analogue à celui des molécules d'azote dans les lasers électriques.

Le premier modèle de laser TCL fut réalisé par T.A. Cool, en 1969, à Cornell. T.A. Cool a quitté récemment l'université de Cornell, et travaille maintenant au Naval Research Laboratory, près de Washington, où il a construit un laser TCL de grande puissance ; il a transformé, pour cela, un laser thermique de 4 à 5 kW, réalisé par Avco, en un laser TCL produisant, avec le même débit de gaz, 45 kW, soit une puissance spécifique 10 fois plus élevée. Les puissances spécifiques annoncées pour ce type de laser sont de l'ordre de 55 kJ/kg*.

Le laser TCL entre en compétition directe avec le laser thermique, en raison de sa puissance spécifique élevée, à la même longueur d'onde (10,6 μ). Il ne se compare cependant pas au laser chimique à DF, qui dispose, pour sa part, à une autre longueur d'onde, d'une puissance spécifique au moins 4 fois plus grande. En outre, le laser chimique à DF fonctionne sur une longueur d'onde qui traverse aisément l'atmosphère, ce qui devrait le conduire à de nombreuses applications militaires. Un autre type de laser chimique a été intensivement étudié en U.R.S.S., mais en mode impulsionnel : c'est le laser à onde de détonation. Les produits devant entrer en réaction sont mélangés, puis soumis à une excitation externe (onde de choc, onde de détonation, décharge électrique) qui initie la réaction. Ce type de laser commence à être étudié aux Etats-Unis.

L'U.S. Air Force développe également une technique, dite hybride, pour les lasers chimiques : on leur associe des méthodes d'excitation employées en particulier dans les lasers électriques. Hughes Aircraft Co. a conçu le premier prototype de laser hybride, dans lequel un mélange de fluor, d'hydrogène et d'hélium est préionisé. Il se produit alors une décharge uniforme au sein du gaz, qui, à son tour, engendre une dissociation des molécules de fluor donnant naissance à une réaction chimique avec l'hydrogène. La puissance spécifique du laser hybride atteint 90 kJ/kg.

DES ARMES THERMIQUES

Voici une dizaine d'années, la puissance continue maximale dans les faisceaux lasers n'était que de quelques dizaines de watts ; actuellement, les niveaux de puissance sont mille fois plus élevés, et des centaines de kilowatts sont déjà disponibles. Dans ces conditions, le laser doit trouver des utilisations militaires, essentiellement pour des missions défensives ; certains spécialistes « enthousiastes » espèrent utiliser également les lasers dans des missions offensives.

Les principales applications des armes à laser concerneront :

— La défense antiaérienne de navires et de bases militaires, ainsi que de tout site ayant une importance logistique. Le faisceau laser peut être amené à détruire certaines parties vitales des avions ennemis (radome, cockpit...) ou des engins (capteurs optiques de missiles à guidage par laser ou par télévision) ;

— Le combat air-air, pour la protection de bombardiers ; on envisage aussi d'utiliser les lasers à bord d'intercepteurs ;

— La destruction de missiles intercontinentaux ennemis à également été suggérée, pour un terme, cependant, relativement lointain.

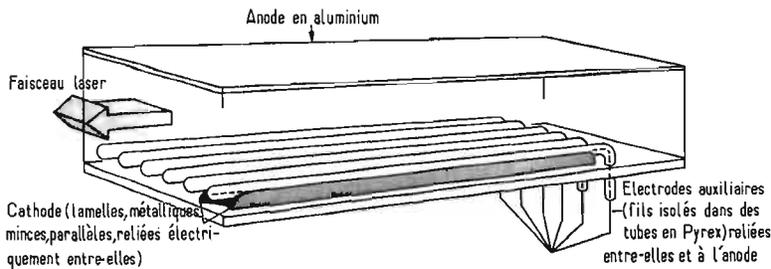


Fig. 6. — Le laser TEA des laboratoires Marcousis : Lorsqu'une impulsion de tension négative est appliquée à la cathode, le champ électrique élevé entre la cathode et les électrodes auxiliaires provoque une émission électronique. Une multiplication des électrons par un facteur très grand intervient entre ces électrodes. On crée ainsi un tapis d'électrons qui contribue à rendre homogène la décharge principale.

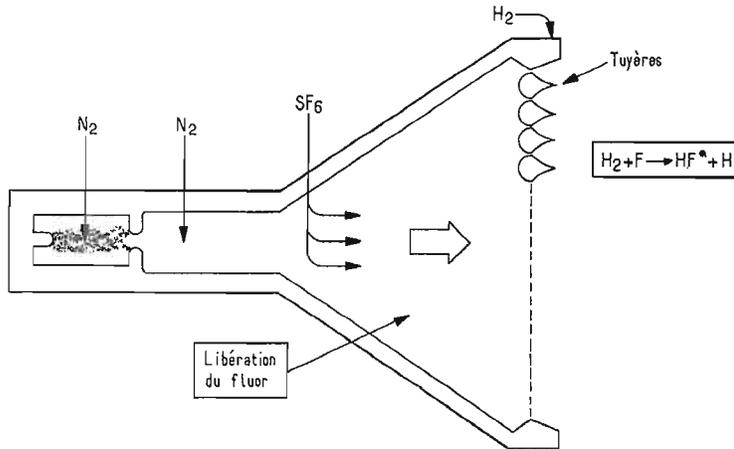


Fig. 7. — Le laser chimique d'Aerospace corp. La puissance spécifique (rapport de la puissance au débit de gas) de ce type de laser atteint 300 kJ/kg, contre 4,5 kJ/kg pour les lasers thermiques d'Avco.

On demandait, l'an passé, au responsable des recherches, au sein de l'U.S. Army : « Quand pourra-t-on disposer d'un matériel efficace, utilisant les lasers de grande puissance ? » ; à cette question, W.C. Gribble, Jr., répondit « Dans, au moins 6 à 10 années ! ». Ces estimations paraissent être confirmées par les programmes de développement des lasers à haute puissance : les premières armes à lasers ne devraient pas voir le jour avant 1978-1980.

Il est logique de penser que l'ennemi*, quel qu'il soit, met au point, lui-aussi, des armes thermiques à laser ; il faut donc d'ores et déjà penser aux contre-mesures : éjection de fluides ou gaz absorbant les infrarouges ; refroidissement des surfaces vitales des avions, ou mieux : mise en place de leurres pour désorienter les radars de guidage des armes thermiques à lasers.

Marc FERRETTI.

A lire éventuellement

● **LES LASERS MOLECULAIRES**, par H. Brunet, La Recherche, n° 32, mars 1973.

● **ELECTRICAL HIGH-PRESSURE MOLECULAR GAS LASERS**, par E.J. Seppi, Institute for Defense Analysis, rapport P-847, mai 1972.

● **LASER THERMAL WEAPONS** Aviation Week & Space Technology, 14-8-72 et 21-8-72.

rexon K7

alvéole pour musicassettes

- sortie automatique de vos cassettes sur simple poussée d'un doigt.
- volume compact, rangement maxi.
- combinaisons d'assemblages vertical, horizontal illimitées.
- fixation murale rapide.
- protection complète.
- coloris : orange - bleu - rouge - gris blanc.

EN VENTE CHEZ LES DISQUAIRES

SOFRADIAM - 3, rue Laborde
75008 Paris - tél. 292 03-95

COMMENT MIEUX ENTREtenir ET SOIGNER LES DISQUES HI-FI

Les **disques Hi-Fi** les meilleurs et les plus précieux s'usent cependant inévitablement au fur et à mesure de leur utilisation ; les styles eux-mêmes les plus perfectionnés, en saphir ou en diamant, et même elliptiques n'assurent pas évidemment un usage illimité. Les sillons au cours de la lecture sont soumis à des forces qui tendent normalement à les déformer et à user leurs bords ; ces forces sont évidemment d'autant plus réduites que la masse de la tête du phonocapteur est plus faible, la souplesse de déplacement du style plus accentuée, la force d'appui plus réduite et, par suite, la force de tracking plus réduite.

L'usure du style détermine la formation de sortes d'arêtes sur sa pointe qui rabotent, en quelque sorte, les parois des sillons et déterminent, en particulier, une distorsion plus ou moins notable des sons graves correspondant à des ondulations peu resserrées et de fortes amplitudes. La durée de service du style dépend du poids appliqué et de différents facteurs mécaniques ; pour un poids normal de 3 à 6 g du phonocapteur, elle peut être évaluée, au minimum, à 50 heures d'audition continue pour un modèle en saphir et 500 heures pour un modèle en diamant, mais, en pratique on peut admettre, **au minimum**, une durée double et même au-delà, car les premiers effets constatés sur les sons aigus sont difficiles à déceler.

L'usure des sillons diminue avec la force d'appui du phonocapteur ; elle disparaîtrait théoriquement presque complètement avec un poids de l'ordre du gramme ; mais il y a, nous le savons, une limite à imposer à la force d'appui verticale, qui applique la pointe du style sur le fond du sillon et, en particulier, dans les disques stéréophoniques.

Si cette force est trop faible, le style oscille sans direction précise, risque de sauter d'un sillon à l'autre ; la qualité musicale s'en ressent et le disque lui-même, est rapidement hors de service.

Les maladies du disque et leurs remèdes. — D'où la nécessité de régler la pression de la pointe du style ou force d'appui, de même que la force centripète ou de skating qui agit pour appliquer la pointe sur la paroi interne des sillons. Ces deux réglages sont désormais possibles au moyen de dispositifs adaptés sur des tourne-disques de qualité ; mais, en dehors de cette détérioration plus ou moins lente, mais inévitable, il y a des causes diverses et multiples qui déterminent des altérations anormales et accidentelles des disques les meilleurs, avec une rapidité plus ou moins déplorable.

On peut classer les problèmes qui se posent en trois catégories :

les précautions et les procédés qui permettent d'éviter les déformations des disques plastiques et, en particulier, le voile ou gauçhissement, les procédés d'entretien et de nettoyage évitant la formation dans les sillons les plus fins et les plus resserrés des dépôts et enduits qui s'opposent au contact intime entre la pointe du style et les parois du sillon, et, enfin, les meilleurs procédés que l'on peut adopter pour ralentir l'usure inévitable des sillons.

Nécessité du nettoyage préventif et curatif. — Et tout d'abord un problème important se pose pour les amateurs de qualité musicale, c'est celui du nettoyage des disques.

Sans doute, pour le bon entretien des disques, faut-il les manipuler le moins possible. Tout contact direct des doigts avec leur surface est nuisible ; elle peut être comparée à celle d'un tissu ou d'un objet en matière plastique. Une

des causes essentielles de l'usure rapide du style reproducteur et, par suite, du sillon lui-même, provient de l'accumulation de la poussière et des enduits adhérents de toutes sortes provenant de facteurs extérieurs ; ils agissent à la manière de revêtements abrasifs.

La matière plastique, n'est pas à l'abri des chocs, et surtout des rayures ; elle peut produire aussi des effets d'électricité statique. La surface électrisée attire les particules légères qui volent dans l'air et, en particulier, les grains de poussière qui forment, en quelque sorte, des millions de petits burins microscopiques sur les parois des sillons, au fur et à mesure du passage du style reproducteur. Evitons donc la formation des enduits sur la surface gravée et, si le mal est déjà fait, efforçons-nous de les éliminer au maximum. Les précautions de manipulation ne sont pas suffisantes. Couvrons

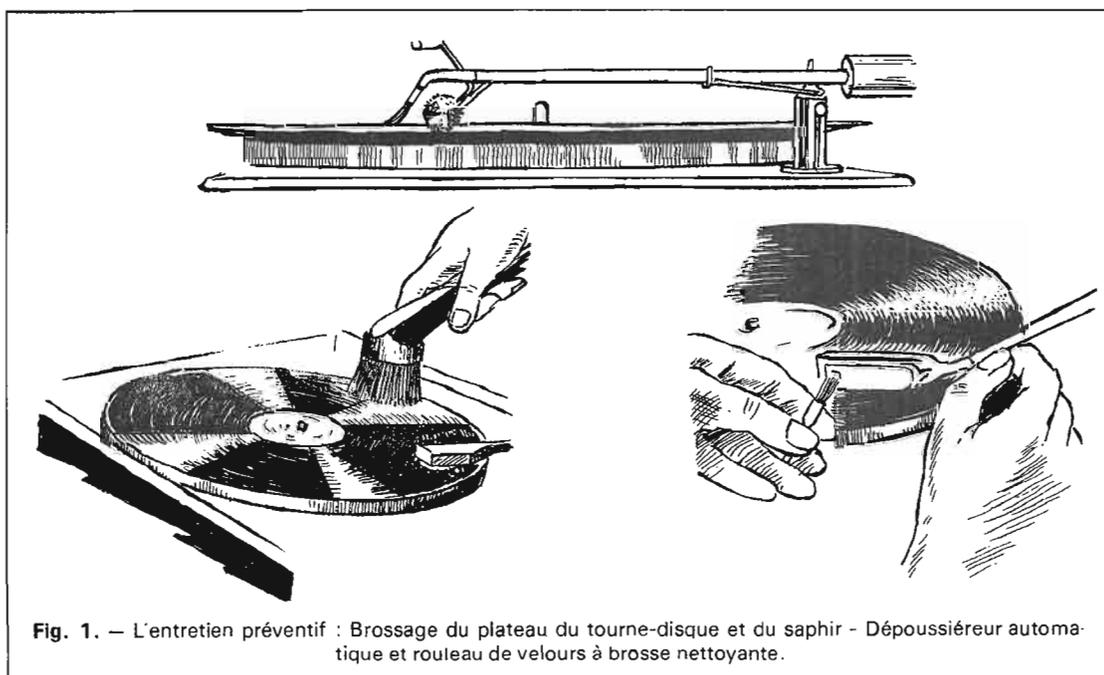


Fig. 1. — L'entretien préventif : Brossage du plateau du tourne-disque et du saphir - Dépoussiéreur automatique et rouleau de velours à brosse nettoyante.

les disques et les tourne-disques au repos, s'ils ne sont pas recouverts de leur couvercle protecteur habituel ; nettoisons fréquemment le plateau avec un pinceau doux, une petite brosse, ou mieux un aspirateur de poussière à main, du genre par exemple, de ceux employés pour les carrosseries d'automobiles. N'oublions pas surtout la pointe du style de saphir ou de diamant ; nettoisons-là avec précaution au moyen d'un petit pinceau, ou d'une petite brosse spéciale en poil de chameau.

Rendons-nous compte des quantités de poussière extrêmement fines qui existent même dans les chambres d'appartement qui nous semblent les plus propres et les mieux entretenues. Plus de 5 mg de poussière peuvent tomber en une heure sur la surface d'un disque exposé sans protection à l'air libre dans notre living-room. Ces particules sont si fines et réparties d'une manière si uniforme qu'elles sont normalement invisibles.

Si, de plus, notre disque est chargé électriquement, par suite de la manipulation ou du frottement, le dépôt de poussière est encore plus rapide. Les particules goudroneuses et de nicotine associées provenant des fumées de cigarettes adhèrent plus fortement encore à la surface vinylique des disques non protégés. Une grande partie du bruit de surface peut ainsi avoir pour cause ces particules microscopiques, et les fibres des brosses les meilleures sont souvent trop espacées pour enlever efficacement cette couche poudreuse.

En présence d'humidité provenant de l'air, d'une projection quel-

conque, ou même à la suite d'un essai de lavage incomplet, les particules restant à la partie inférieure des sillons se convertissent en un mélange très caustique et abrasif. Ce mélange de poussière et des autres particules de matières diverses qui peuvent se trouver dans l'atmosphère des pièces où se trouvent les tourne-disques, réduit de façon souvent spectaculaire la durée de service du disque et du style reproducteur.

Un fluide du nettoyage bien choisi et bien appliqué peut aider à l'élimination de ces particules microscopiques en augmentant leur adhérence aux outils de nettoyage, pinceaux ou brosses. Un fluide protecteur réellement efficace peut aussi être utilisé pour neutraliser l'effet des particules caustiques introduites dans les sillons.

Le contact des doigts est souvent un facteur important de la souillure de la surface nécessitant un nettoyage ultérieur. Les traces de doigts sont constituées en fait, par des résidus graisseux laissés par le contact du corps. Evitons ainsi de toucher la surface de nos disques en mouvement ; mais, même si nous avons un dispositif ou une matière évitant l'électricité statique, dans notre matériel et si nous ne touchons aucun produit alimentaire ni aucun bonbon, le contact de nos doigts peut accidentellement contaminer nos disques les meilleurs.

Les graisses, ou lipides, sont, par définition, insolubles dans l'eau. Ils sont très adhérents et favorisent le développement à la fois d'amas poussiéreux et de colonies microbiennes. Les défauts détectés avec un disque enduit

de ce revêtement indésirable semblent provenir d'un « passage » déficient et les bruits que nous entendons peuvent ressembler à des bruits de grattements, mais plus atténués. Aucune brosse de nettoyage, fût-elle la plus perfectionnée, placée sur la capsule du phonocapteur ou sur un bras spécial n'est réellement capable d'éliminer les effets produits par les traces graisseuses et invisibles des doigts. Dans ce domaine, il n'y a qu'une seule solution, l'application d'un liquide ayant un effet physique et chimique efficace.

Un autre problème souvent moins connu doit aussi attirer l'attention, c'est l'altération microbienne ; des microbes connus appartenant à la classe des moisissures et des champignons jouent le rôle le plus important dans ce genre de phénomène.

Nous connaissons les champignons et les moisissures par leurs effets habituels courants : la moisissure du pain, la rouille, des maladies de peau, telles que l'impétigo sont, en fait, déterminées par des champignons et des moisissures. Il y a toujours dans l'air des spores de moisissures de ce genre dans toutes les maisons ; alimentées par l'humidité et des restes de nourriture, elles peuvent proliférer et former de véritables colonies.

Les disques en matière vinylique peuvent leur offrir les aliments nécessaires à leur vie et à leur accroissement ; une adaptation biologique a permis à ces moisissures de changer avec le temps et de devenir capables d'assimiler ainsi les polymères synthétiques comme des produits nutritifs ! Le nylon, par exemple, a été d'abord réfrac-

taire à l'attaque des moisissures ; il y a maintenant des douzaines de variétés de champignons qui attaquent ce produit !

Ce sont là des phénomènes qui ne sont pas toujours nuisibles, mais qui sont désormais utilisés dans les techniques modernes pour obtenir des résultats spectaculaires. C'est ainsi, que l'on peut fabriquer des protéines dont les propriétés nutritives sont analogues à celles de la viande au moyen des hydrocarbures !

Les colonies de moisissures peuvent endommager presque toutes les surfaces ; les micro-colonies peuvent littéralement « creuser » un disque vinylique ; mais même avant qu'il ne produise un dommage permanent, elles peuvent produire des piqûres minuscules, qui déterminent cependant des bruits de surface gênants.

Comment y remédier ? Il n'y a qu'une seule solution : le lavage, mais sous une forme efficace et bien choisie. Certains liquides de nettoyage des disques ont, en réalité, pour effet d'augmenter encore la croissance des moisissures, en leur fournissant des produits nutritifs, sur la surface du disque, sous la forme de savon et de glycols.

Il est vrai que le risque de moisissures d'une collection de disques est plus important dans des conditions anormales d'humidité et de température, mais on a pu observer le développement de colonies actives de moisissures sur des disques possédés par des discophiles difficiles et soigneux, même dans des appartements à air conditionné ! Un produit de nettoyage des disques réellement efficace doit ainsi être choisi pour éviter le risque à la fois physique et biologique.

La pratique du nettoyage. — Le nettoyage devient donc une opération très souvent nécessaire. Sans doute, y a-t-il des brosses spéciales très douces vendues par les revendeurs spécialisés. A ce propos, les tampons en velours, en feutre, ou en tissu sec sont beaucoup moins recommandables, car leur frottement risque d'augmenter la charge électrique et, par suite, les phénomènes d'attraction électrostatique, de même que tout frottement du manche d'un stylographe risque d'attirer la poussière.

Si le brossage est ainsi un procédé préventif à sec, à condition d'être bien réalisé, il ne suffit pas toujours ; il faut adopter un procédé curatif. Toute matière plastique se lave, aussi bien une housse

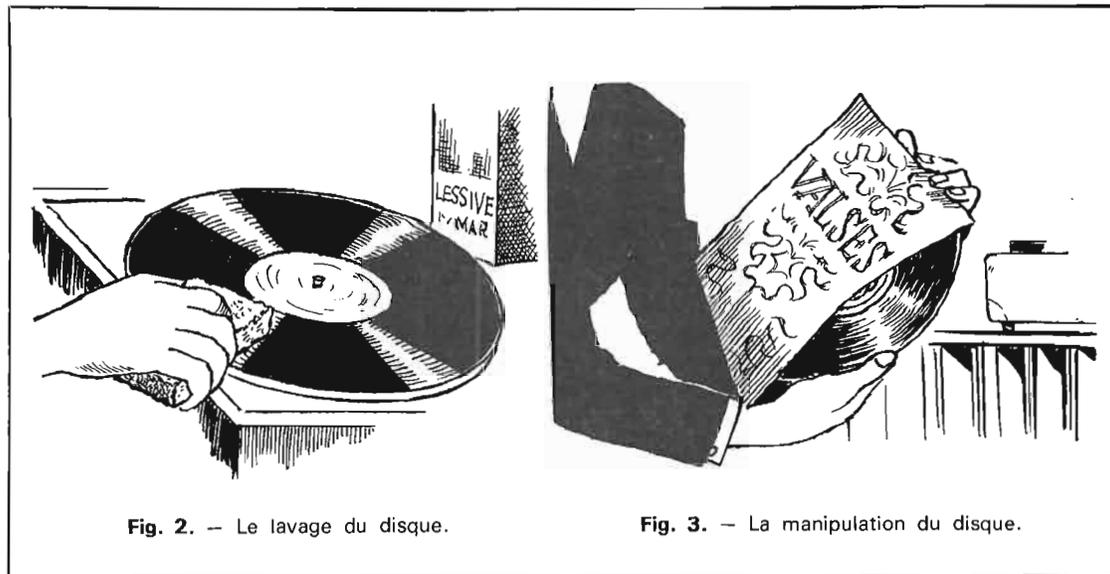


Fig. 2. — Le lavage du disque.

Fig. 3. — La manipulation du disque.

d'automobile qu'un gobelet en matière plastique, de même, il faut laver notre disque sale comme les vitres d'une fenêtre, ou notre pare-brise d'automobile.

Pour effectuer un lessivage à fond. Si on utilise un évier de cuisine, mais il faudra prendre les précautions utiles pour éviter les rayures et les frottements encore plus dangereux. Plaçons dans le fond de l'évier un petit tapis de caoutchouc ou une feuille de mousse plastique, du genre de celle utilisée pour l'emballage, et faisons couler de l'eau froide de manière à obtenir une couche d'eau de quelques centimètres de hauteur.

Bien entendu, nettoiyons soigneusement les parois de l'évier qui doivent être débarrassées de toute tache grasseuse par brossage et friction vigoureuse. Ajoutons à notre eau de lavage une cuillerée à café d'un détergent ne contenant pas de savon (Teepol, Solivaisselle, etc.), mais le mieux est un bac en plastique.

Plongeons les disques, un à la fois, dans le liquide, pressons très légèrement avec un morceau de mousseline très douce, de gaze, ou une éponge cellulosique dans la direction des sillons. Il en résulte un effet de succion complétant le nettoyage, en aspirant l'enduit qui a pu subsister encore dans les sillons eux-mêmes.

Attention : l'encre des titres des étiquettes risque de se dissoudre sous l'action de l'eau ; évitons donc de mouiller l'étiquette. Rinçons ensuite chaque disque à l'eau courante froide ; plaçons-le verticalement dans un support, et laissons-le sécher de lui-même. N'essayons jamais la surface d'un disque mouillé avec un tissu quelconque non vérifié ; nous risquerions d'introduire de la poussière dans les sillons ou des fils de la trame.

Des revendeurs proposent des tissus traités chimiquement pour le nettoyage ; ils offrent l'avantage d'être utilisables immédiatement sans humidification, mais leur emploi n'est pas indispensable.

Avant tout, évitons les fausses manœuvres et les remèdes plus dangereux que les maladies. N'essayons pas de nettoyer nos disques avec de l'alcool, de l'essence, de l'éther, de l'acétone, ou du tétrachlorure de carbone ! Le seul résultat serait l'altération irrémédiable de la surface précieuse des sillons.

Par contre, un nettoyage très léger et rapide à sec peut parfois donner des résultats utiles ; le nettoyage pneumatique sans contact, au moyen d'un jet d'air

sous pression fourni par un aspirateur de poussière fonctionnant en compresseur, c'est-à-dire avec le tuyau habituel souple ou rigide adapté à l'extrémité inverse de la normale.

Des problèmes complexes de nettoyage. — La pratique du nettoyage des disques semble simple et élémentaire et à la portée de tous ; en fait, il s'agit cependant d'un procédé beaucoup plus délicat qu'on peut le croire à première vue. Il faut qu'il soit réellement efficace et sans risque, et il y a deux catégories de problèmes qui se posent.

Le premier problème est celui des résidus qui risquent de se déposer sur les sillons et qui peuvent provenir de l'eau potable elle-même suivant les localités, l'eau « du robinet » est plus ou moins calcaire ; elle contient donc souvent assez de résidus pour former un mince dépôt de sels dans les sillons du disque quand le disque est lavé, rincé et séché.

Ce résidu provenant de l'eau potable peut avoir une action gênante sur la qualité de l'audition des appareils Hi-Fi, en produisant des bruits de fond irréguliers, analogues à ceux qui proviennent de défauts du matériau du disque lui-même, pour des niveaux sonores relativement élevés.

Sans doute peut-on songer à employer simplement de l'eau distillée comme pour remplir des accumulateurs, et l'on en trouve facilement dans les stations-service d'automobile. Mais ce liquide pratiquement sans résidu ne peut plus jouer le rôle d'agent de nettoyage pour éliminer certains contaminants de la surface, spécialement les traces de doigts et les dépôts de cigarettes. La plupart des liquides de nettoyage contiennent des ingrédients actifs, habituellement des savons et des détergents, pour dissoudre les produits gras ; les savons eux-mêmes sont des graisses modifiées, tandis que les détergents sont des composés synthétiques. Même dans les solutions de compositions normales, ces ingrédients peuvent produire des enduits sur les surfaces plastiques et si actifs que leur élimination devient extrêmement difficile, à moins d'employer un solvant encore plus actif et un lavage abondant avec de l'eau.

Par leur structure moléculaire très large, le savon et le détergent peuvent physiquement recouvrir les parois des sillons, et peuvent produire des effets sur les ondulations concaves de modula-

tion, altérer le contour efficace des sillons et réduire la dynamique indispensable particulièrement sur les fréquences élevées.

Ces dépôts peuvent demeurer ignorés pendant la lecture du disque sous une forme latente, jusqu'à ce qu'un produit de nettoyage plus efficace, ou une forme de style légèrement différente les modifie et fasse apparaître ces obstructions latentes.

Mais le problème important des résidus prend une importance particulière avec l'utilisation désormais très fréquente de certains produits très renommés à base de silicone. Les silicones peuvent réduire les effets d'électricité statique et lubrifier la surface du disque, de telle sorte que la poussière peut être éliminée beaucoup plus facilement à sec, mais ils sont très insolubles et, une fois qu'ils sont appliqués, il est presque impossible de les enlever.

L'accumulation de silicones à la suite d'applications excessives ou successives peut avoir des effets très gênants sur la reproduction réalisée par le style qui suit les ondulations à haute fréquence ; elle amortit la brillance des sons, réduit la gamme dynamique.

Le second problème important qui se pose lorsqu'on emploie des solutions de nettoyage concerne la matière plastique constituant les disques. Les polymères vinyliques sont rigides et fragiles, lorsqu'ils ne sont pas additionnés de produits plastifiants. Ces produits rendent le vinyl plus flexible, plus facile « à presser », pour la fabrication des disques, et plus durable. Ce sont les plastifiants qui permettent aux sillons des disques de fléchir légèrement sous l'action du style reproducteur et de recouvrer leur forme primitive après avoir subi la pression formidable de la pointe minuscule du style actionné à une grande vitesse.

La différence entre un disque très bon marché et un disque de grand prix de très haute qualité réside souvent, entre autres caractéristiques, dans la composition assurant la plastification du vinyl. Malheureusement, les plastifiants ne sont pas fixés d'une manière insoluble dans la matière plastique, mais sont maintenus par des forces physiques ou électrostatiques. Ces plastifiants peuvent, en quelque sorte, se déplacer, et changer, bien entendu, d'une manière invisible les propriétés de la surface plastique.

De nombreux liquides de nettoyage peuvent ainsi éliminer les plastifiants en dehors de la surface du disque vinylique, et laisser les sil-

lons devenir si fragiles que les pointes de modulation des ondulations peuvent être, en quelque sorte, rabotées par le passage du style reproducteur.

En effet les pertes de résilience, c'est-à-dire, en quelque sorte, d'élasticité, réduisent la résistance du vinyl à l'action de la force d'appui et l'exposent à une usure immédiate et irréversible, augmentant le bruit de fond jusqu'au moment où les parois du sillon peuvent se désintégrer plus ou moins complètement.

Les composés capables ainsi de modifier si fâcheusement les surfaces plastiques sont des solvants à évaporation rapide, qui renferment des proportions variées d'alcools, d'aldéhydes ou de cétones. Ces composés sont capables d'éliminer très rapidement les traces de doigts et laissent la surface sèche et propre, mais ils peuvent aussi également très rapidement amener l'élimination des plastifiants de la surface et détruire ainsi toutes les qualités d'un enregistrement. Les actions internes mutuelles nocives du fluide et du plastique ne sont pas cependant limitées à ce déplacement des plastifiants. Une modification de la surface se produit également entre le vinyl du disque et les produits colorés qui se trouvent dans de nombreux produits de nettoyage. Les parfums introduits dans des compositions de nettoyage très répandues agissent de manière analogue et modifient la structure moléculaire des disques phonographiques.

De là, la nécessité d'étudier avec soin des produits utilisés spécialement lorsqu'ils sont employés fréquemment et de manière répétée.

Le produit de nettoyage idéal. —

Un liquide de nettoyage répondant à toutes ces nécessités peut, sans doute, être réalisé. Il doit présenter des caractéristiques à la fois chimiques, microbiologiques et compatibles avec la haute fidélité.

Il doit dissoudre les graisses, permettre l'enlèvement des particules de poussière par un moyen convenable, supprimer tous les dépôts caustiques des sillons et protéger les disques contre les dégradations biologiques. En même temps, ce liquide ne doit pas laisser de résidu notable, ne doit pas avoir de propriété d'adhérence plastique et doit préserver complètement l'intégrité du plastique vinylique dont dépend la qualité d'enregistrement. Dans ce but, les produits de nettoyage doivent être équilibrés avec des agents protec-

teurs dans une proportion rationnelle.

Cette solution intégrale exige aussi l'étude du danger des moisissures à long terme. La rétention des poussières, l'abrasion caustique et la contamination microbienne sont directement proportionnelles à l'humidité de la surface du disque. Le seul avantage de l'humidité consiste dans l'équilibre et non l'élimination des charges d'électricité statique.

En assurant la distribution uniforme du fluide sur la surface entière du disque, l'élimination efficace du fluide et des résidus de surface, on réaliserait un procédé théoriquement intégral.

L'action capillaire d'une brosse convenablement étudiée constitue peut-être un moyen économique de nettoyage intégral. L'aspiration par le vide est également efficace mais plus coûteuse et exige des dispositifs auxiliaires de distribution du fluide.

Existe-t-il un fluide de nettoyage parfait ? Pas encore, mais la composition des produits présentés est de mieux en mieux étudiée. La question est importante ; l'emploi d'un produit de nettoyage sûr et efficace est essentiel pour assurer l'entretien et la durée des disques de plus en plus précieux.

Un autre danger, la déformation des disques. — Les tierces sont sujettes à des maladies qui provoquent en particulier des déformations dans leur masse même, des affaissements irréversibles. Ces phénomènes de déformation à froid sous une autre forme peuvent être la cause du voile ou gauchissement des disques.

Ce genre de phénomène physique provoque une déformation des matériaux, sous l'effet de certaines forces, et leur donne une nouvelle forme sans qu'il y ait de fêlure ou de rupture. Les plastiques sont très vulnérables à ce phénomène, le verre et le granit beaucoup moins. La mesure de résistance à cette déformation est donnée par ce qu'on appelle la température de vitrification d'un matériau ; c'est la température à laquelle il durcit lorsqu'il parvient au stade du refroidissement, après fusion. Pour le verre, cette température est très élevée et la déformation n'a que très peu d'effet. Pour le plastique vinylique des disques, la température est seulement de 50 degrés environ. Le phénomène est donc important et il convient d'en tenir compte aux stades de la conception, de la fabrication et de la distribution des disques pour que ceux-ci ne soient pas

déformés avant même d'être utilisés. Il convient de prendre beaucoup de précautions, même en ce qui concerne des détails qui peuvent paraître sans importance.

La section transversale d'un disque ressemble à un avion, en ce sens que la zone des sillons — comme les ailes d'un avion — est en porte-à-faux à partir du centre. Mais, à la circonférence existe un rebord qui consolide la zone des sillons, ajoute à la robustesse de l'ensemble du disque et protège les sillons lorsqu'on frotte deux disques l'un contre l'autre. En chiffres ronds, le rebord et la zone de l'étiquette ont une épaisseur d'environ 2 millimètres, alors que l'épaisseur de la zone des sillons ne dépasse pas 750 micromètres sur beaucoup de disques modernes. Sans ce rebord, l'arête des disques empilés sur un changeur automatique se détériorerait et se déformerait en forme de « dôme » ce qui provoque le « dérapage » et le glissement du disque sur le plateau du tourne-disque.

Les disques sont relativement chauds lorsqu'ils sortent de la presse, et par conséquent, très vulnérables à la déformation. Pour y remédier, ils sont empilés sur des broches, avec une feuille de séparation entre les disques, afin que les réactions au refroidissement puissent être contrôlées avec précision. Les disques se refroidissent complètement sur ces supports, et restent parfaitement plats s'ils ne sont pas soumis à des pressions anormales ou à des températures provoquant le ramollissement.

Les disques modernes sont fabriqués de façon qu'ils aient une flexibilité contrôlée, afin de ne pas provoquer de déformations sous une pression normale, cet impératif a été accepté petit à petit par les fabricants, car il nécessite des outillages nouveaux, conçus avec beaucoup de précision, pour obtenir des résultats efficaces. Dans ce but, il faut, non seulement tenir compte d'un parfait équilibre des forces, mais aussi améliorer la zone des sillons et utiliser des matières de haute qualité pour la fabrication des disques.

Une fabrication très soignée est indispensable pour obtenir de bons disques, moins soumis à la déformation, et pouvant recouvrer leur forme initiale s'ils subissent une déformation. En ce cas, la déformation devient un phénomène « réversible », car les matériaux plastiques ont une « mémoire » physique qui leur permet de retrouver leur disposition originale si

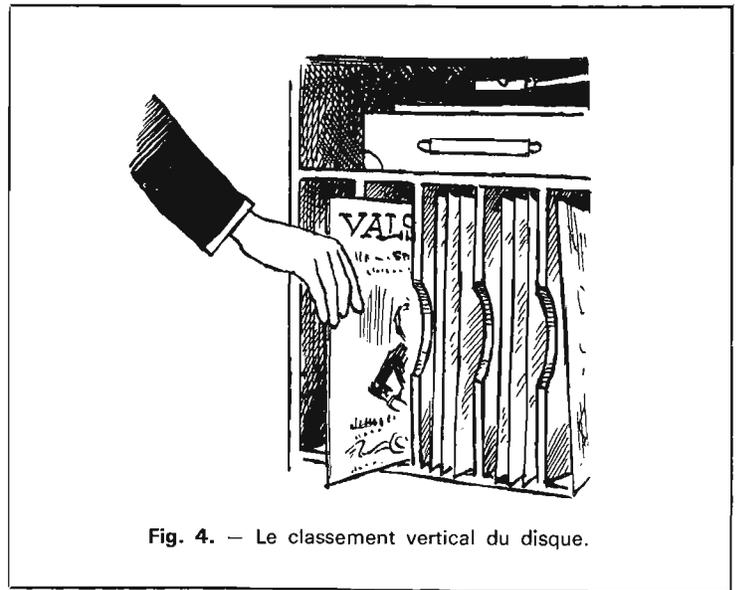


Fig. 4. — Le classement vertical du disque.

l'emballage et le stockage ont été correctement effectués. Nous allons voir comment on peut remédier à la déformation ; énumérons d'abord les précautions à prendre pour l'éviter.

Attention d'abord à la manipulation. — Les soins à apporter aux disques commencent à l'instant où nous en faisons l'acquisition ; des dommages irréparables peuvent résulter du séjour d'un disque dans notre voiture, au garage ou dans un parking. Même si le paquet ne se trouve pas exposé au soleil (ce qui doit toujours être évité) la température ambiante trop élevée peut provoquer le ramollissement du disque, qui

prendra alors la forme du support sur lequel il se trouve.

Le disque est cependant emballé dans une pochette de carton, dont l'épaisseur est de 500 à 700 mm, ce qui correspond aux caractéristiques les meilleures. Les propriétés d'isolement de la pochette sont donc bonnes et un disque est protégé contre la chaleur régnant à l'intérieur d'une voiture, pendant environ une heure. La pochette renforce également la solidité du disque et empêche la déformation ; cette enveloppe de carton, est revêtue d'une feuille protectrice plastique scellée. Il est indispensable d'enlever complètement la feuille plastique de revêtement, dont le rôle est

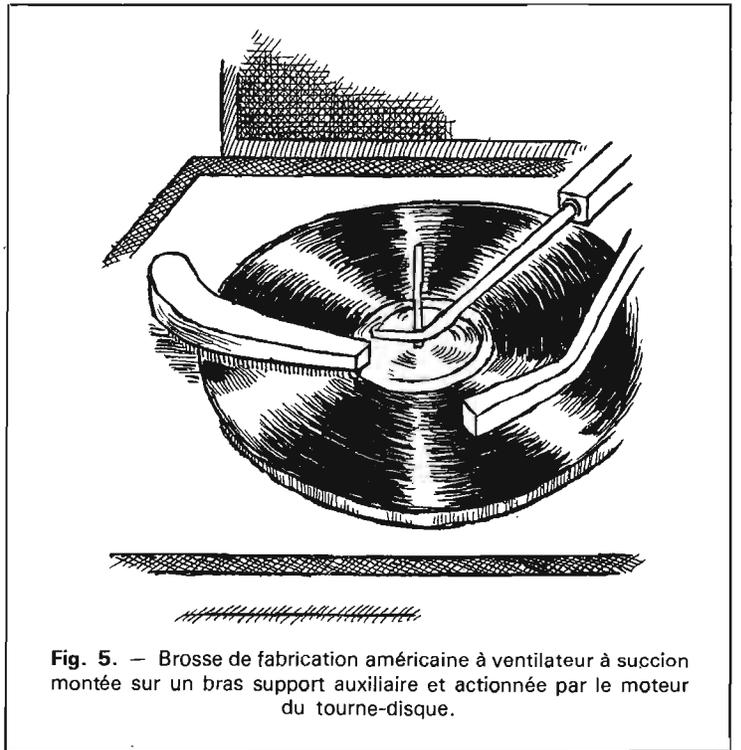


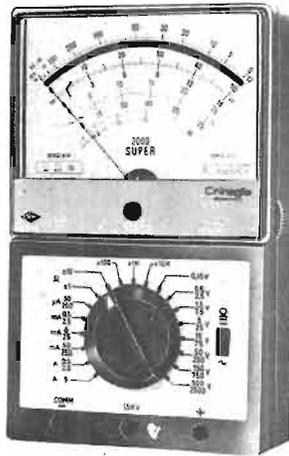
Fig. 5. — Brosse de fabrication américaine à ventilateur à suction montée sur un bras support auxiliaire et actionnée par le moteur du tourne-disque.

2 nouveaux CORTINA

50 kΩ/V = à sélection des calibres par commutateur unique

SUPER pour le technicien exigeant

50 kΩ/V = 10 kΩ/V



150 x 100 x 40 mm — 650 g

livré en coffret de transport avec cordons et pointes de touche

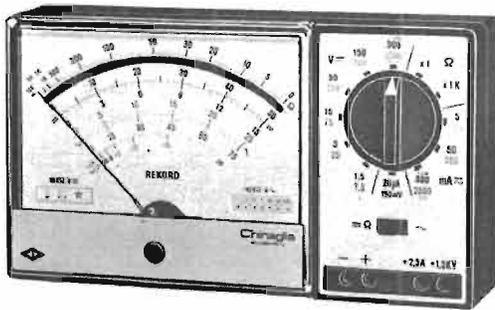
46 gammes de mesure

V _~	0,15	0,5	1,5	5	15	50	150	500	1500 V (30 kV)
V _~	2,5	7,5	25	75	250	750	2500 V		
V _{BF}	2,5	7,5	25	75	250	750	2500 V		
dB	-20								+69
A _~	20	50 μA	0,5	5	50 mA	0,5	5 A		
A _~	250 μA	2,5	25	250 mA	2,5 A				
Ω	10	100 kΩ	1	10	100 MΩ				

SUPER complet 315,00 F TTC
Sonde HT 30 kV 84,00 F TTC

REKORD meilleur rapport performances prix

50 kΩ/V = 10 kΩ/V



150 x 85 x 40 mm — 350 g

livré en coffret de transport avec cordons et pointes de touche

36 gammes de mesure

V _~	150 mV	1,5	5	15	50	150	500	1500 (30 000)
V _~		7,5	25	75	250	750	2500	
mA _~	20 μA	5	50	500 mA	2,5 A			
mA _~		25	250	2500				
dB	-10	0	+10	+20	+30	+40		
	+18	+28	+38	+48	+58	+68		
V _{BF}	7,5	25	75	250	750	2500		
kΩ	10	10 000						

REKORD complet 245,00 F TTC
Sonde HT 30 kV 84,00 F TTC

Chinaglia

VENTE EN GROS ET SERVICE APRES-VENTE

FRANCLAIR ELECTRONIQUE

54, avenue Victor Cresson

92130 ISSY LES MOULINEAUX - Tél. Paris (1) 644-47-28

Page 248 - N° 1420

Notre Catalogue général avec son tarif et la liste de nos dépositaires vous seront adressés franco sur simple demande. (Voyez nos annonceurs dans ce numéro).

de constituer un emballage inviolable de l'album, de nous donner la garantie que le disque n'a pas été utilisé, et de protéger l'emballage contre les éraflures pendant la manutention et le transport.

La pochette protectrice extérieure le plus couramment utilisée dans l'industrie du disque est composée de plastiques qui ont été enroulés en feuilles et se contractent en couvertures planes après avoir été posés, en raison de cette « mémoire » plastique dont nous parlions plus haut. Cette contraction peut produire dans ce revêtement des tensions d'environ 35 kg par cm² ou davantage, d'après les tests effectués.

Tant que l'album est scellé, la solidité de l'enveloppe de carton assure une contrepartie et protège le disque ; mais, après ouverture, la pression exercée sur la partie supérieure de la pochette peut la courber, ainsi que le disque qui y est contenu et provoquer des déformations de celui-ci.

A l'intérieur même de la pochette cartonnée, la plupart des disques sont contenus dans une enveloppe de papier, avec, souvent un revêtement plastique, pour les protéger de la poussière. Certains fabricants replient un coin — ou les deux — de la partie supérieure de l'enveloppe, ce qui facilite l'introduction dans la pochette cartonnée. Cette méthode présente l'inconvénient de créer une épaisseur supplémentaire de papier sur les coins repliés, d'où pression sur le disque et risque de déformation, sur la portion de rebord correspondante et sur les sillons qui la précèdent ; nous vous conseillons donc de déplier les coins pour éviter ces ennuis en redressant les coins déformés.

Nous n'apportons jamais trop de soins dans la manipulation d'un disque. Nos doigts ne doivent jamais entrer en contact avec les sillons ; l'enveloppe intérieure doit être conservée, et le disque replacé à l'intérieur avant d'être remis dans la pochette. L'extrémité ouverte de l'enveloppe intérieure ne doit pas correspondre avec celle de la pochette cartonnée ; cela nous permettrait évidemment de placer le disque en une seule

manœuvre, mais cela facilite aussi l'entrée de la poussière et son accumulation sur le disque lorsque nous le plaçons dans le classeur. Evitons, de souffler sur le disque avant l'utilisation, pour en chasser la poussière ! L'humidité de notre haleine, risque, au contraire, de coller la poussière et de la faire s'accumuler. Ne laissons pas un disque longtemps sur le dessus de la pile de notre changeur automatique ; retournons-le. Toutes ces précautions ne sont pas des gestes inutiles, mais nous permettront de bénéficier d'une écoute vraiment satisfaisante.

Tous ces soins habituels seront complétés par une précaution que nous ne devons absolument pas négliger si nous voulons éviter la déformation de nos disques : un stockage rationnel. Si les disques sont conservés à la verticale, on les placera les uns à côté des autres, se touchant, sur un rayonnage horizontal, dont une extrémité sera pourvue d'un repère vertical destiné à effectuer un alignement correct des disques. A l'autre extrémité on placera un gros presse-livres, de façon que chaque disque demeure bien vertical, condition indispensable pour éviter une déformation.

Si nous classons nos disques horizontalement, nous devons veiller à éviter la déformation, bien qu'en ce cas, les précautions puissent se montrer inefficaces le stockage vertical étant préféré par beaucoup, mais rien n'est absolu en ce domaine.

La température de stockage est celle qui semble confortable à la plupart des gens : de 15 à 30 degrés centigrades, avec une humidité de 50 %, ou un peu moins. Une température trop basse rend le vinyl fragile et peut en provoquer la cassure, une température trop élevée peut être cause de déformations. La moisissure, nous l'avons vu, résulte de trop d'humidité ; à un faible taux d'humidité, les disques entreposés ne risquent pas grand chose, sauf une accumulation d'électricité statique, si la matière n'est pas spécialement traitée pour l'éviter. Mais comment réaliser ces conditions ?

R.S.

LE MOTIONAL FEEDBACK



SYSTÈME PHILIPS

LA firme Philips a présenté à Eindhoven, à la presse spécialisée une réalisation haute fidélité très différente des matériels orthodoxes.

L'ensemble comporte un tuner AM/FM équipé pour la réception en quadri stéréo, complété par des enceintes asservies à amplificateurs basse fréquence incorporés.

Le tuner comporte une platine, et dispose d'un dispositif à touch-control pour la présélection en FM, ainsi que du décodeur matriciel permettant la reproduction de sources en quadristéréo, complété par un préamplificateur basse fréquence à quatre voies.

Pour l'utilisation en stéréophonie classique, le raccordement à deux enceintes asservies suffit.

Les enceintes sont originales, elles sont équipées de trois haut-parleurs et munies de filtres séparateurs, deux amplificateurs montés dans celles-ci, alimentent respectivement le haut-parleur de basses asservi, et les médiums et tweeter, un peu à la façon des amplificateurs bicanal en vogue vers 1955.

Les fréquences de raccordement sont de 500 Hz. et de

3 500 Hz, obtenues à l'aide de filtres actifs.

Le canal graves est alimenté par un amplificateur asservi par le haut-parleur, et reproduit la gamme de 35 à 500 Hz, avec une linéarité excellente, due à l'asservissement.

La réponse en fréquence de l'enceinte à ces fréquences est tout à fait remarquable, compte tenu de son volume réduit.

La chaîne d'asservissement du haut parleur de graves reçoit son signal d'information d'un accéléromètre piézoélectrique solidaire de la bobine mobile (Fig. 1), qui après amplification est appliqué à l'entrée de l'amplificateur de fréquences graves.

L'accéléromètre fournit une tension proportionnelle à l'accélération obtenue en fin de course dans un sens ou dans l'autre par

la bobine mobile. Cette tension est indépendante de la fréquence sur une plage très largement supérieure à celle de la gamme de travail. Un transistor FET disposé avec l'accéléromètre sur un petit disque en circuit imprimé adapte l'impédance de celui-ci à celle de l'entrée de l'amplificateur d'asservissement extérieur.

Toute élongation de la bobine mobile supérieure à celle déterminée pour obtenir une courbe de réponse linéaire engendre une tension de sortie supérieure de l'accéléromètre, qui agit à travers la boucle d'asservissement sur le gain de l'amplificateur et ramène celui-ci à une valeur telle que la réponse en fréquence reste linéaire dans les limites déterminées. Comme le système peut descendre en fréquence jusqu'à 10 Hz environ, un filtre coupe les signaux de fréquence inférieure à 35 Hz afin d'éviter de répercuter des vibrations parasites.

A l'écoute, la qualité sonore est très bonne, très largement supérieure à celle procurée par des enceintes de volume comparable (de l'ordre de 20 dm³).

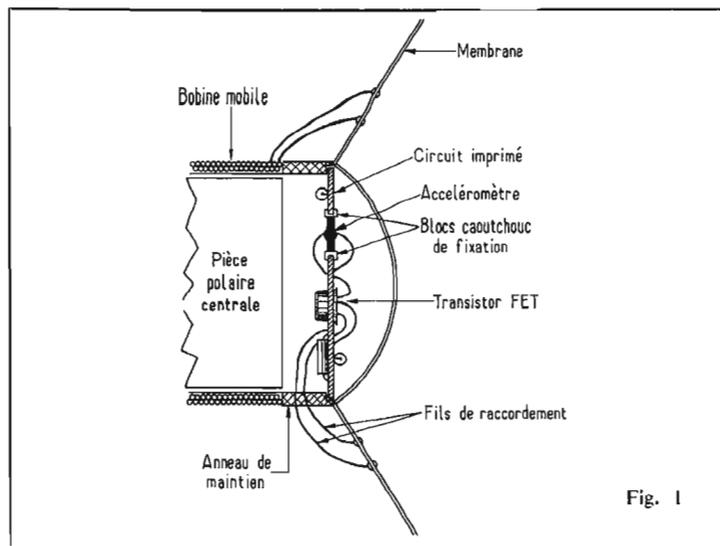


Fig. 1



L'AUTORADIO PHILIPS 22RN712

L'AUTORADIO 22RN712 a été présenté fin 1972 par Philips, comme un appareil nouvelle formule, permettant d'offrir des possibilités d'emploi les plus diverses, tout en étant parfaitement adaptées à l'utilisation sur automobile. Cet équipement comporte un autoradio trois gammes, PO-GO-FM stéréo, un bloc amplificateur basse fréquence stéréo, un enregistreur lecteur de cassettes, et un microphone. Les possibilités des autoradios à lecteurs de cassettes ont donc été étendues, tout en conservant les commodités d'un mécanisme de présélection des stations, au prix d'une refonte mécanique de ce dispositif. Avec cet appareil, entre le récepteur radio muni d'un mécanisme de présélection sur 6 stations, on dispose d'un véritable magnétophone à cassettes, capable d'enregistrer les programmes radio en mono, de lire les cassettes en mono ou

stéréo, ou encore d'être utilisé en machine à dicter grâce à un microphone muni d'un interrupteur de commande à distance. Les performances sont bonnes, la musicalité remarquable pour un appareil de ce genre, et la commodité d'emploi excellente grâce à un ensemble mécanique très élaboré et étudié pour l'usage sur véhicule.

CARACTERISTIQUES

Autoradio. Trois gammes d'ondes : GO, PO, FM.

Fréquence intermédiaire : AM, 452-470-460 kHz (selon type) ; FM 10,7 MHz.

Dispositif de présélection : sur 6 stations, 3 en GO, 1 en PO, 2 en FM.

Circuits indépendants AM/FM
En FM, contrôle automatique de fréquence non déconnectable, et système antiparasite, décodeur à circuit intégré.

Puissance de sortie basse fréquence : 2×5 W eff. avec TDH de 10 %.

Impédance de sortie : 4Ω .

Commande pour antenne à déplacement électrique.

Enregistreur : cassettes standard stéréo ou mono, livré avec microphone muni d'un support séparé.

Vitesse : 4,75 cm/s.

Pleurage : 0,3 %.

Deux têtes magnétiques : enregistrement lecture, effacement.

Rapport signal/bruit : > -45 dB.

Fréquence de prémagnétisation : $47 \text{ kHz} \pm 3 \text{ kHz}$.

Commutation des sources enregistrées radio-micro.

Moteur continu à régulation de vitesse électronique.

Mécanisme à avance rapide et rebobinage.

Possibilité de contrôle instantané d'un enregistrement microphone.

Alimentation : 12 V négatif à la masse.

Encombrement : $180 \times 51,6 \times 162$ mm.

PRESENTATION

A l'examen, l'autoradio 22RN712 semble tout-à-fait comparable du point de vue face avant à un matériel classique, et il faut lire intégralement la notice d'emploi pour se rendre compte de la sophistication de la réalisation mécanique.

La face avant est d'un aspect classique. A gauche, sont disposées les commandes coaxiales à triple action : mise en route couplée à la commande de volume, potentiomètre du correcteur de tonalité à position neutre central sensible manuellement, potentiomètre de balance. A droite, un bouton poussoir met en action le mécanisme de présélection « Turnolock ». A cha-

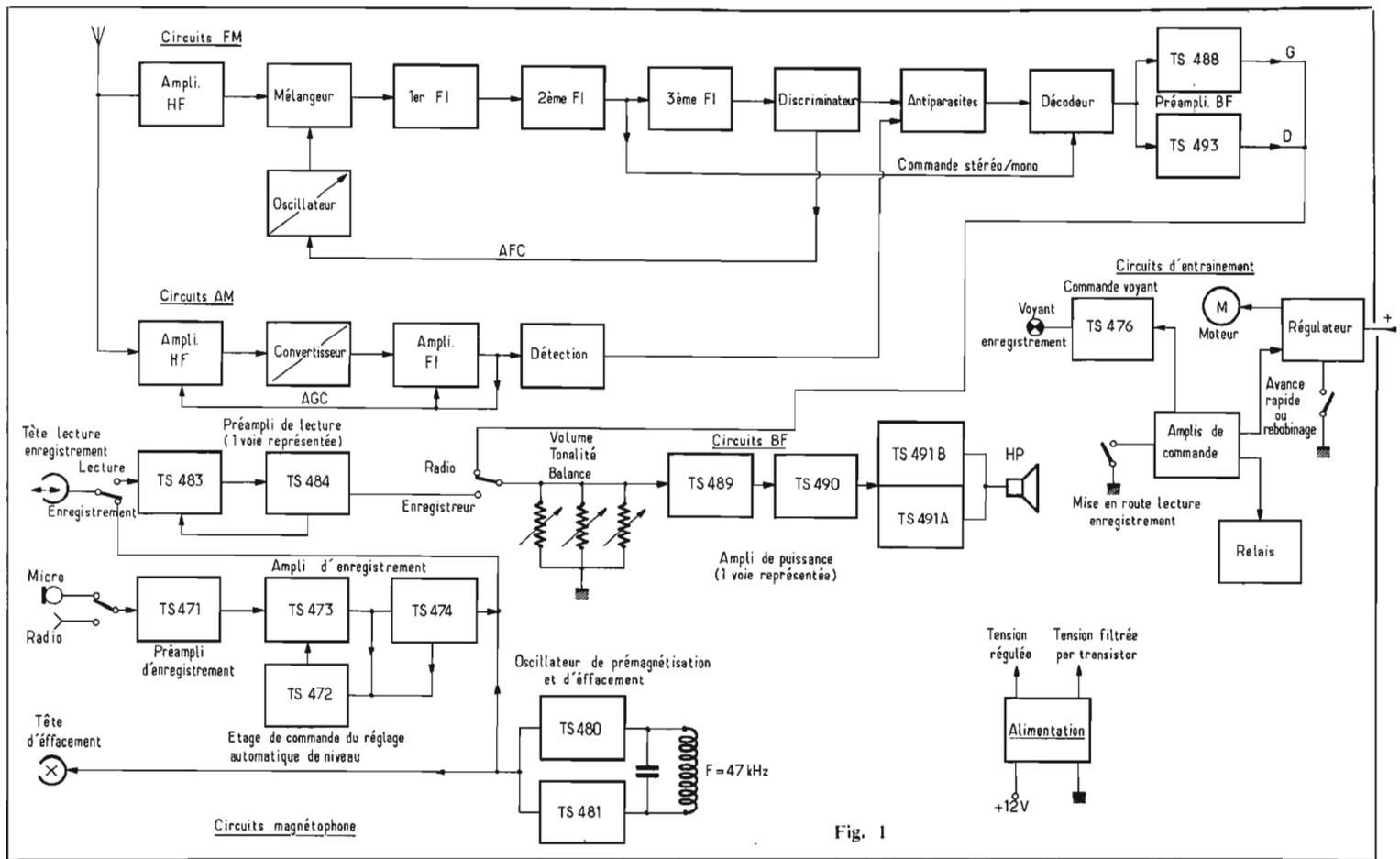


Fig. 1

que poussée, on fait apparaître dans une encoche un secteur coloré numéroté, qui indique par sa couleur, jaune, rouge, verte, la gamme choisie respectivement GO, PO, FM, et par le numéro la station. On dispose donc de 3 stations en GO, une en PO, deux en FM, commutables par poussées successives. Le bouton poussoir est couplé à la recherche manuelle, obtenue par rotation. La mise en mémoire est d'une grande simplicité. Sur n'importe quelle gamme, après avoir sélectionné une station manuellement, celle-ci se trouve programmée, il suffira de revenir sur la gamme pour obtenir sa reproduction.

Le bouton de commande du « tunelock » est muni d'une pastille frontale tournante, destinée à obtenir un enclenchement franc de mécanisme si le doigt le pousse dans l'axe, et rendant inopérante une poussée latérale.

La partie centrale est occupée par le cadran, surmonté du logement de la cassette. A gauche du cadran, le voyant stéréo est couplé à l'inverseur mono-stéréo à poussoir; sur la droite des points de couleur indiquent vis-à-vis des gammes leur affectation pour l'utilisation du tunelock. A droite du logement de la cassette, un inverseur permet la sélection de la source enregistrée, radio ou micro.

Deux boutons plats sont dis-

posés entre le cadran et le logement de la cassette, autorisant les différentes fonctions magnétophone. Ils sont munis en leur centre d'une petite touche.

Le bouton de gauche permet par poussée latérale le défilement rapide avant ou arrière, avec verrouillage en utilisation radio et arrêt automatique, et mise à l'arrêt par pression sur la touche centrale en utilisation magnétophone avec passage automatique en utilisation radio.

Le bouton de droite assure l'éjection de la cassette par poussée latérale vers la gauche, la lecture par poussée vers la droite, l'enregistrement radio ou micro lorsque la touche centrale rouge est enfoncée simultanément. Lors d'un enregistrement micro, il est possible d'obtenir un contrôle instantané. A la fin de l'enregistrement, on rebobine la bande en maintenant le bouton d'avance rapide avec le doigt (il ne peut se verrouiller dans ce cas), dès que le bouton est lâché, la lecture est obtenue.

Un voyant d'enregistrement est installé sur le support du microphone, que l'on peut fixer à côté du récepteur, et signale cette fonction en enregistrement radio ou microphone. Le micro est muni d'un interrupteur de télécommande assurant la mise en route ou l'arrêt lorsque la fonction est programmée sur l'appareil. En outre, une agrafe permet

sa fixation sur un revers de veste ou sur la pochette.

A l'arrière de l'appareil six câbles sont destinés aux raccordements enceintes, antenne, télécommande antenne, microphone, alimentation. Le câble à raccorder au plus est de couleur rouge, ce qui est judicieux, il comporte un fusible série et un filtre enrobé sur le câble. La liaison au microphone se réalise à travers une prise DIN 4 contacts à verrouillage à vis, qui se raccorde soit au boîtier support micro, soit directement au micro sur la prise dont il est muni.

La réalisation est très élaborée tant du côté électronique que mécanique. La partie mécanique est très étudiée, mais sa complexité amène une douceur de fonctionnement tout-à-fait remarquable. Le mécanisme tunelock contrôle le changement de gamme et la présélection en actionnant un bloc de six variomètres. La platine magnétophone est malgré toutes les combinaisons mécaniques d'un encombrement réduit, un relais contrôle les séquences mécaniques de fonctionnement, en réalité il s'agit d'un servomécanisme. Les circuits comportent 49 transistors, 34 diodes, 1 circuit intégré, collection que l'on n'a pas l'habitude de rencontrer sur un autoradio. Les deux sections, HF, AM, FM sont totalement indé-

pendantes, le décodeur est un circuit intégré muni de bobinages extérieurs. Différents circuits annexes sont employés, tels les sous-ensembles d'interférences AM et FM, la commutation stéréo mono automatique si le signal antenne devient trop faible pour assurer une bonne réception, un contrôle automatique de niveau à l'enregistrement.

Les circuits sont disposés sur une dizaine de sous-ensembles, raccordés à l'aide de petits connecteurs entre eux, qui permettent une maintenance aisée. Les transistors de puissance sont disposés sur le châssis à l'intérieur du boîtier, une très bonne dissipation est obtenue malgré cet emplacement. Le trimmer antenne est accessible à travers un trou du cadran, via une transmission souple sur 7 cm.

Le récepteur 22RN712 est d'une conception et d'une réalisation très élaborée et soignée.

DESCRIPTION DES CIRCUITS

La disposition des circuits, que nous ne pouvons tous analyser ici est donnée figure 1. Nous détaillerons les circuits basse fréquence et magnétophone.

En FM, la tête HF est constituée par les trois étages classiques, amplificateur accordé monté en base commune, mé-

languer, oscillateur local asservi par un signal d'AFC appliqué aux bornes d'une diode varicap. La fréquence intermédiaire comporte trois étages, suivis du discriminateur.

En AM, un étage haute fréquence accordé précède l'étage changeur de fréquence. Le signal FI est amplifié par un étage unique, puis le signal BF est détecté. Un signal de CAG prélevé après détection est appliqué à l'étage haute fréquence et à l'amplificateur FI.

Les signaux basse fréquence AM ou FM sont ensuite dirigés sur un circuit antiparasites complexe, dont le fonctionnement est adapté à la réception AM ou FM selon la gamme utilisée. Le principe consiste à bloquer les circuits basse fréquence lorsqu'une impulsion à front raide parvient sur l'antenne, pendant une courte durée, l'interruption étant inaudible. En pratique ces dispositions ont été adoptées sur certains récepteurs de trafic, le système est efficace pour autant que le parasite soit bref par rapport à la période du signal, en AM, tout se passe bien. En FM par contre, il se pose un problème lors de la réception stéréo, qui comporte le signal sous porteuse à 19 kHz, risquant d'être filtré. Pour éviter cette disposition un filtre passe-bas autorise le passage de signaux aux fréquences inférieures à 53 kHz, et un ensemble de circuits comportant un multivibrateur monostable réglant la largeur du blocage avec un régulateur évitant qu'une partie trop importante du signal soit supprimée permet un filtrage très efficace et la suppression des interférences.

Les signaux traversent ensuite le décodeur intégré, puis ils sont dirigés après amplification sur chaque voie dans le cas d'une émission stéréo vers les circuits basse fréquence. Ils peuvent entrer sur les amplificateurs et être dirigés simultanément vers les circuits d'enregistrement.

L'amplificateur de puissance (voir Fig. 2) est de constitution très simple, d'un type très souvent détaillé dans notre revue. Les différentes commandes correcteur de tonalité, niveau, balance sont disposées avant l'étage d'entrée, le transistor TS₄₈₉ (voie du haut). Il est à noter que le correcteur de tonalité est disposé de façon à être actif à l'enregistrement radio ou micro, son circuit est en parallèle sur ces sources, aussi bien à la réception qu'à la reproduction. L'étage d'entrée est soumis à une contre-réaction globale, puis couplé en direct sur la base du driver TS₄₉₀. Les transistors de sortie sont du type complémentaire, la liaison au haut parleur s'effectue à travers un condensateur de 680 μ F, deux selfs en série stabilisant la charge.

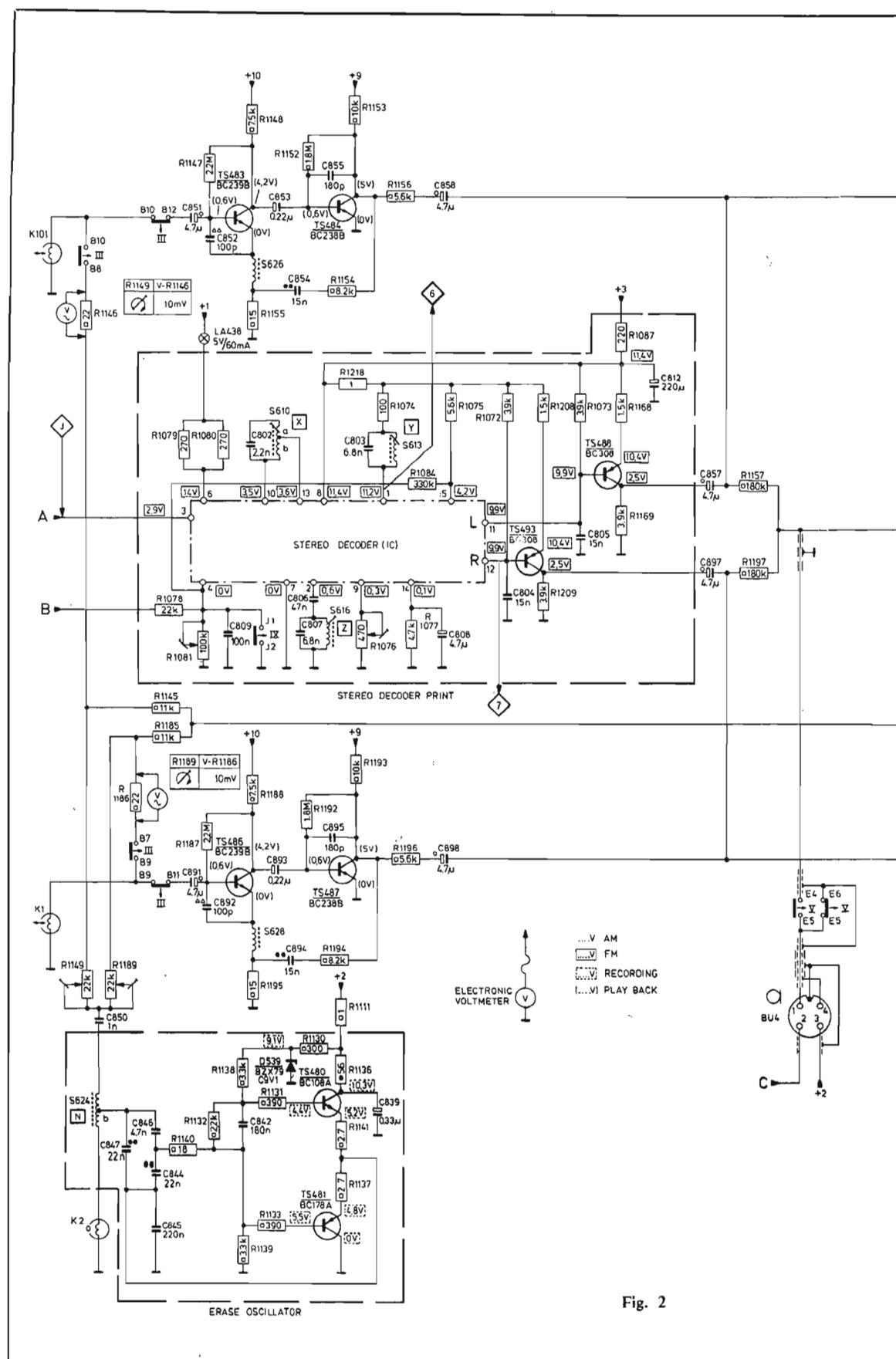
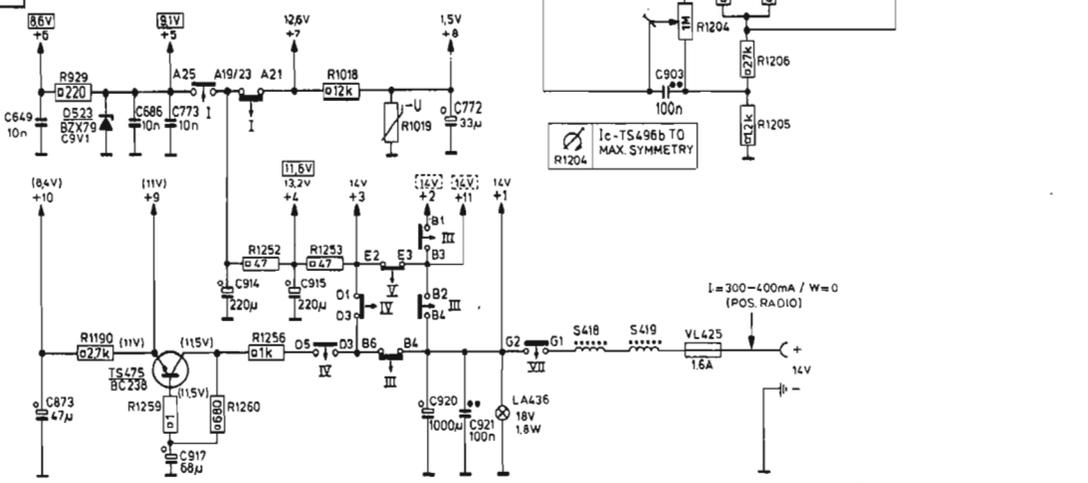
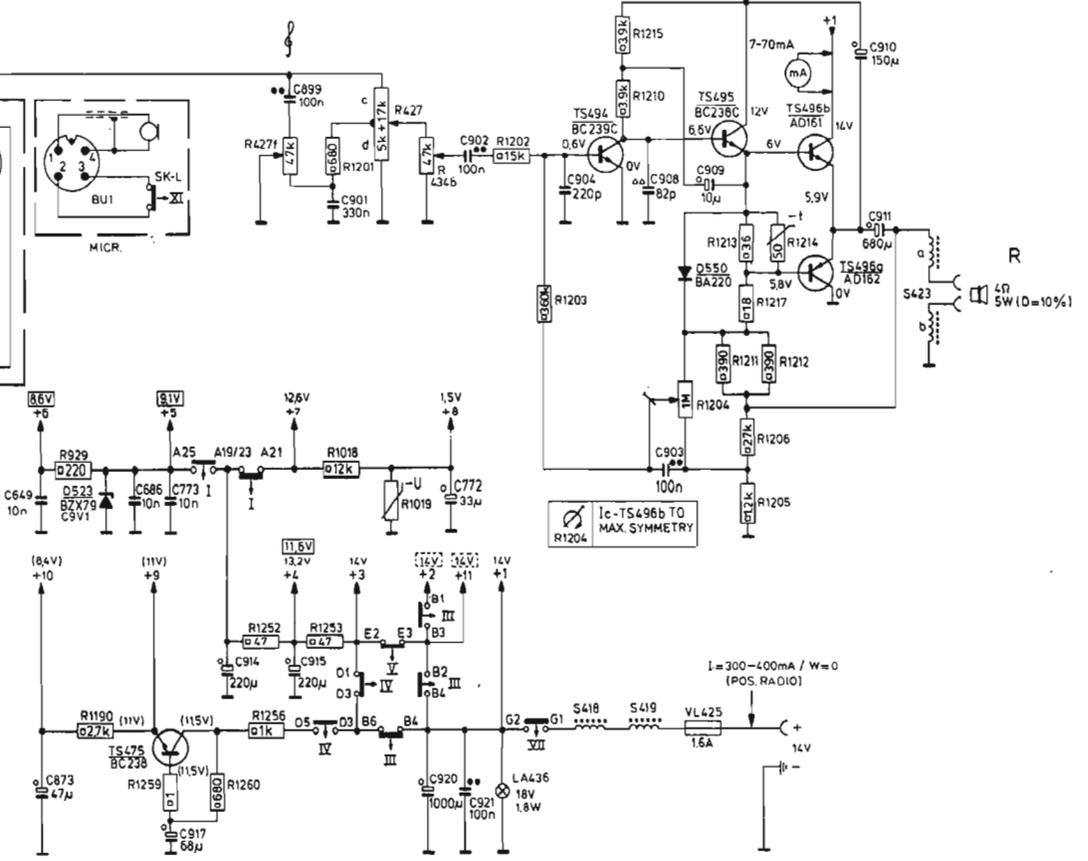
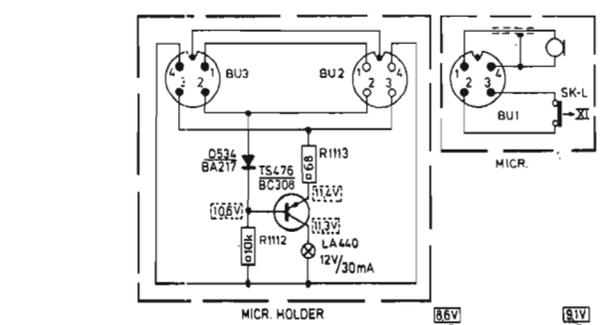
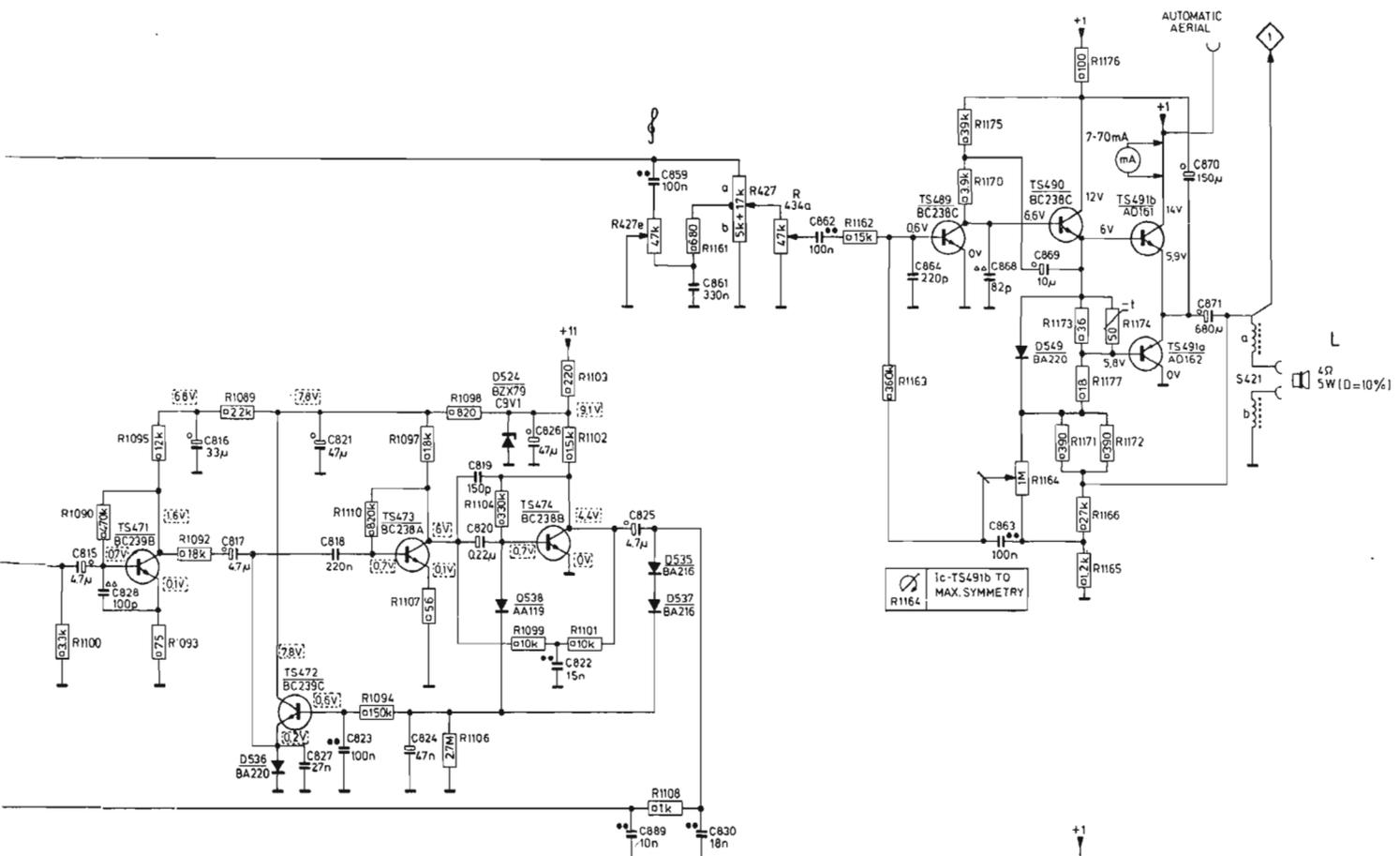


Fig. 2

Magnétophone. Les circuits utilisés sont de constitution classique, la régulation automatique du niveau à l'enregistrement est dotée d'une dynamique impor-

tante. A la lecture, les signaux issus de la tête sont appliqués au préamplificateur correcteur, utilisant les transistors TS₄₈₃-TS₄₈₄, le premier soumis à un signal de contre-réaction locale sur sa base et à celui du réseau

de correction C₈₅₄ R₁₁₅₄ sur son émetteur. Les signaux sont ensuite appliqués à l'entrée du bloc basse fréquence. A l'enregistrement, les signaux issus des préamplificateurs TS₄₈₈ et TS₄₉₃ placés en sortie du dé-



1773E



Lion

TYPE L.P. 724-U

L'étonnant INTERPHONE-SECTEUR SANS FIL AVEC APPEL SONORE (110/220-V)

Puissante Intercommunication permanente. Chaque Interphone peut fonctionner avec 2, 3 ou 4 autres Interphones. Il suffit de brancher les différents appareils à des prises de courant dépendant d'un même transformateur.

LIAISON PERMANENTE AVEC VOS EMPLOYÉS, OU VOTRE FAMILLE, A L'USINE, A L'ATELIER. Au magasin, à la maison.

- SURVEILLANCE DES ENFANTS
- PRÉVENTION CONTRE LE VOL

CARACTÉRISTIQUES :

- Bouton d'appel sonore.
- Bouton pour conversation.
- Bouton de blocage pour conversation permanente.
- Potentiomètre de puissance - Voyant lumineux de contrôle.
- PUISSANCE DE SORTIE 150 MILLIWATTS.



Baisse T.V.A.
Nouveau prix
la paire **239 F** T.T.C.

LES PRIX CI-DESSUS S'ENTENDENT FRANCO DE PORT ET EMBALLAGE DANS TOUTE LA FRANCE
GARANTIE CONTRE TOUS VICES DE FABRICATION

DÉPANNAGE TOUTES MARQUES, TOUS TYPES

Pour vous convaincre de la facilité et rapidité de la liaison téléphonique nous vous consignons pour huit jours à l'essai les interphones LION.

Ets RONDEAU

32, rue Montholon - PARIS (IX^e)
Téléphone : 878-32-55 et 878-32-86
C.C.P. 10.332-34 - Métro CADET

RADIO-VOLTAIRE

DIVISION ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE

Distributeur de :

- TEXAS INSTRUMENTS
- GENERAL INSTRUMENT EUROPE
- INTERNATIONAL RECTIFIER
- SEMIKRON

*

R.T.C. COGECO

*

Livraison sur stock

150-155, av. Ledru-Rollin, 75011 PARIS

Tél. : 357.50.11 +

DÉPOSITAIRES RÉGIONAUX RECHERCHES

RAPY

codeur, ou ceux délivrés par le microphone sont appliqués après sélection sur le préamplificateur d'enregistrement, le transistor TS₄₇₁, puis successivement amplifiés par cet étage et par les transistors TS₄₇₃-TS₄₇₄. La régulation de niveau est obtenue en redressant une fraction du signal en sortie des transistors TS₄₇₃-TS₄₇₄, qui polarise en continu la base du transistor TS₄₇₂, et fait varier son courant collecteur. Ce transistor est placé en parallèle sur la charge du préamplificateur TS₄₇₁, il se comporte comme une résistance variable, et contrôle de façon rigoureuse son gain afin d'obtenir la régulation souhaitée.

En sortie de TS₄₇₄, les signaux BF sont appliqués à la tête magnétique, simultanément ceux de l'oscillateur de prémagnétisation lui parviennent après passage dans les résistances d'équilibrage R₁₁₄₉-R₁₁₈₉.

L'oscillateur est du type symétrique à couplage base émetteur, il utilise la paire complémentaire composée de TS₄₈₀-TS₄₈₁. La charge est équilibrée, d'un côté du circuit accordé par la tête d'effacement, de l'autre par la tête d'enregistrement.

Le bloc support microphone comporte le voyant enregistrement, dont la commande est assurée par le transistor TS₄₇₆. Si l'on utilise le microphone sans le raccorder au support, la fonction enregistrement ne se trouve plus signalée. De l'examen du schéma, on note que l'enregistrement radio ou micro est limité au fonctionnement en mono, alors que la reproduction stéréo est possible en cassette ou radio, et que l'écoute d'un programme radio avec enregistrement simultané est possible.

L'alimentation prélevée sur la batterie est filtrée extérieurement sur le cordon, filtrée à l'entrée du récepteur, stabilisée par diode Zener D₅₂₃, et filtrée électroniquement par le transistor TS₄₇₅. Le filtrage procuré par ce transistor associé au condensateur de 68 pF sur sa base est l'équivalent d'un 13 600 µF (B x C, soit 200 x 68) ce qui présente un très sérieux avantage du point de vue prix et encombrement.

MESURES

La puissance basse fréquence délivrée est de 2 x 3,8 W eff. sur charges de 4 Ω à 1 kHz, pour un taux de distorsion harmonique de 1%, les deux voies chargées simultanément, sous une tension d'alimentation de 14,5 V avec une consommation de 1,2 A. Pour cette puissance, la bande passante s'étend à - 3 dB de 45 Hz à 8 kHz. La

sensibilité HF est de 8 µV en PO, de 16 µV en GO, pour un rapport S +B/B de 10 dB en AM, de 8 µV permet la réception stéréo en FM.

Sur la section magnétophone, la lecture de cassette étalon nous a indiqué un écart de vitesse de 0,6%, valeur qui peut être retouchée à l'aide d'un potentiomètre ajustable.

Le pleurage atteint 0,28%, le rapport signal/bruit est de 44 dB, avec une séparation des canaux de 42 dB.

La courbe de réponse enregistrement lecture est de 60-7000 Hz à - 3 dB. Avec une cassette C 60, le bobinage avant dure 1 mn 27 s, le rebobinage 1 mn 22 s.

La fréquence de prémagnétisation mesurée est de 45 kHz, conforme à celle indiquée (47 kHz ± 3 kHz).

La régulation du niveau d'enregistrement accepte 60 dB entrée pour 2 dB en sortie.

Tous les relevés de mesure nous montrent que nous sommes en présence d'un très bon récepteur, associé à un magnétophone aux caractéristiques nettement supérieures à un mini K 7.

ECOUTE

La musicalité est tout-à-fait à la hauteur des caractéristiques obtenues par le constructeur, l'utilisation est très simple lorsque l'on a bien assimilé la notice d'emploi. La douceur des commandes et la précision du mécanisme de présélection sont remarquables. L'action du correcteur de tonalité est efficace, ainsi que celle de la balance.

CONCLUSION

Nous sommes en présence d'un appareil de haut de gamme, aboutissement de l'autoradio à lecteur enregistreur de cassettes. Toutes les caractéristiques sont bonnes, les circuits sont élaborés. La réalisation est impeccable, le turnolock est une très belle pièce de mécanique de précision.

Deux points sont cependant critiquables, le voyant enregistrement est hors circuit si l'on raccorde directement le micro à l'appareil sans passer par son support, et la fenêtre du secteur coloré indiquant la gamme commutée n'est pas très visible la nuit.

Par contre l'enregistrement à l'aide du micro sur véhicule est possible en ambiance très bruyante, le constructeur ayant installé une pastille différentielle.

J.B.

SELECTEURS VHF POUR RECEPTEURS FM A HAUTE FIDELITE

DANS un ensemble de radioréception FM destiné à la monophonie ou à la stéréophonie on trouve les parties suivantes indiquées par la figure 1 :

1° L'antenne qui capte les signaux HF provenant de l'émetteur ;

2° Eventuellement, un préamplificateur accordé ou accordable sur une émission FM ou, encore à bande large pour toutes les émissions FM recevables ;

3° Dans le récepteur proprement dit, le bloc sélecteur VHF composé d'un étage ou plusieurs étages HF, d'un mélangeur M et d'un oscillateur O ;

4° Le signal MF fourni par le mélangeur est transmis à l'amplificateur MF, accordé généralement sur 10,7 MHz mais toute autre fréquence du même ordre de grandeur convient depuis 2,5 MHz jusqu'à 25 MHz par exemple ;

5° Après la MF on trouve évidemment le détecteur D des signaux modulés en fréquence. Ce détecteur donne à la sortie le signal BF monophonique ou composite stéréophonique selon l'émission reçue ;

6° Le circuit suivant est le décodeur stéréo DEC qui agit selon la nature du signal BF reçu : s'il est monophonique ou stéréophonique, de faible amplitude, le décodeur donne aux deux sorties le même signal monophonique. Si le signal BF est stéréo et d'amplitude suffisante, le décodeur donnera les deux signaux stéréophoniques de « gauche » et de « droite » qui seront amplifiés séparément par des amplificateurs BF distincts ;

7° Aux sorties du décodeur on trouve les deux canaux BF de la chaîne Hi-Fi stéréo, incorporés dans le récepteur ou constituant un appareil distinct de celui-ci. Dans ce dernier cas, le radiorécepteur FM, sans BF se nomme tuner FM ;

8° A la suite de chaque canal il y a un haut-parleur ou un ensemble de haut-parleurs spécialisés pour basses, médium et aigus ;

9° Une alimentation des circuits mentionnés est nécessaire,

elle peut être sur secteur ou sur batteries, parfois elle est régulée ou une partie de l'alimentation est régulée ;

10° Aux parties mentionnées, s'ajoutent les circuits auxiliaires comme la CAG, appliqué généralement à l'étage HF du sélecteur ; la CAF : accord automatique précis sur la station sur laquelle on a réglé l'appareil ; l'indicateur d'accord IA, l'indicateur de stéréophonie IS ;

11° Indicateur du niveau de sortie (non mentionné sur la figure 1) permettant la réalisation d'un meilleur équilibrage ;

12° Par la suite, il sera peut-être question d'utiliser des décodeurs plus complexes destinés à la stéréo 4 canaux.

FONCTION DU SELECTEUR VHF-FM DANS LE RECEPTEUR

Le récepteur peut être unique-ment spécialisé dans la réception des émissions FM c'est-à-dire modulées en fréquence. Dans ce cas, le seul bloc sélecteur d'entrée sera celui mentionné plus haut. Si le récepteur est bivalent c'est-à-dire du type AM-FM recevant par conséquent les émissions radio PO-GO-OC et les émissions radio FM (vers 100 MHz), il faudra adjoindre au sélecteur VHF, un deuxième sélecteur PO-GO-OC ce qui bien qu'en apparence complique, est

à la portée de tous les constructeurs et n'augmente pas énormément le prix de revient de l'appareil mais, parfois dans des appareils AM/FM de prix modérés, le sélecteur FM peut être simplifié et de moindre rendement par rapport aux sélecteurs munis de tous les perfectionnements existants.

Le sélecteur FM recevant les signaux VHF-FM vers 100 MHz remplit de nombreuses fonctions, toutes utiles et certaines indispensables :

a) L'accord sur la station choisie. A cet accord contribuent : l'antenne, le préamplificateur, les condensateurs variables ou fixes ou ajustables des étages HF, modulateur, oscillateur. **L'accord doit être très précis si l'on veut que les auditions soient de haute fidélité.** Un accord approché, compromet complètement la Hi-Fi et empêche les autres dispositifs Hi-Fi de se rendre utiles en réception FM.

De nombreux dispositifs sont mis en œuvre pour que l'accord précis puisse s'effectuer, soit automatiquement, soit manuellement par l'utilisateur avec observation éventuelle d'indicateurs visuels.

b) Sélectivité suffisante pour éliminer autant que possible les signaux autres que celui désiré mais pas trop poussée pour ne pas réduire la qualité du signal reçu.

c) Stabilité à tous les points de vue : de l'accord, des indications du cadran, des accords préréglés s'il y en a. Une alimentation régulée et un choix de composants stables ou à caractéristiques compensées, permettant d'obtenir la stabilité générale désirée.

d) Régulation du gain HF, par un circuit de CAG (commande automatique de gain) exceptionnellement soignée, étant donné que dans un récepteur FM, la CAG n'agit généralement que sur la partie amplificatrice haute fréquence du sélecteur. La CAG peut être directe ou inverse selon la conception de ces étages et des semi-conducteurs choisis.

e) L'adaptation doit être correcte aux deux terminaisons du sélecteur : à l'entrée, l'impédance Z_e sera égale ou très proche de celle présentée par le câble d'antenne (voir dans ce numéro spécial, l'article traitant des antennes FM) ; à la sortie, ou l'on dispose du signal MF à 10,7 MHz, l'adaptation doit être effectuée à l'égard de l'entrée de l'amplificateur moyenne fréquence. De cette condition on déduit que n'importe quel sélecteur aussi « bon » soit-il, ne convient pas à n'importe quel amplificateur moyenne fréquence. Il faut tenir compte de l'adaptation effectuée généralement par le circuit de liaison entre le sélecteur et l'amplificateur MF.

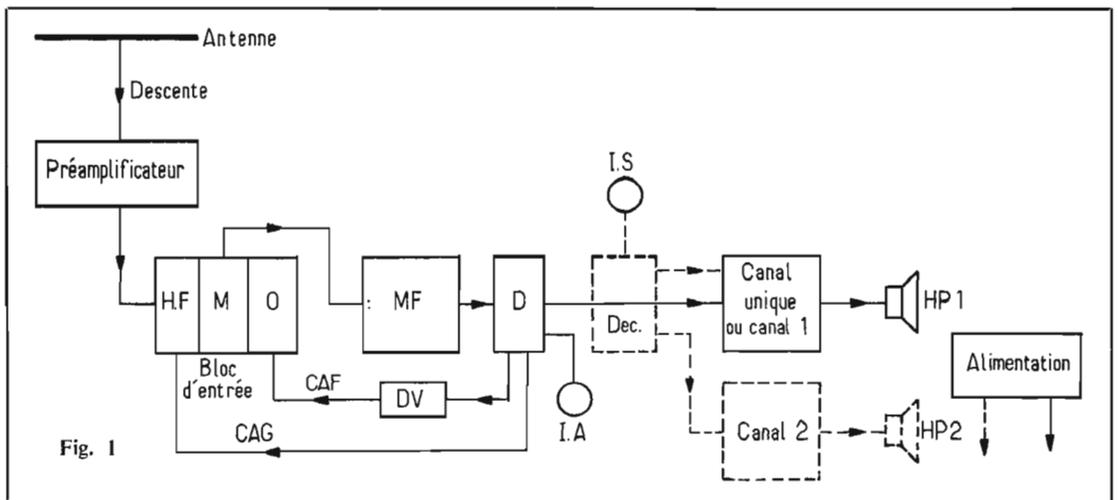


Fig. 1

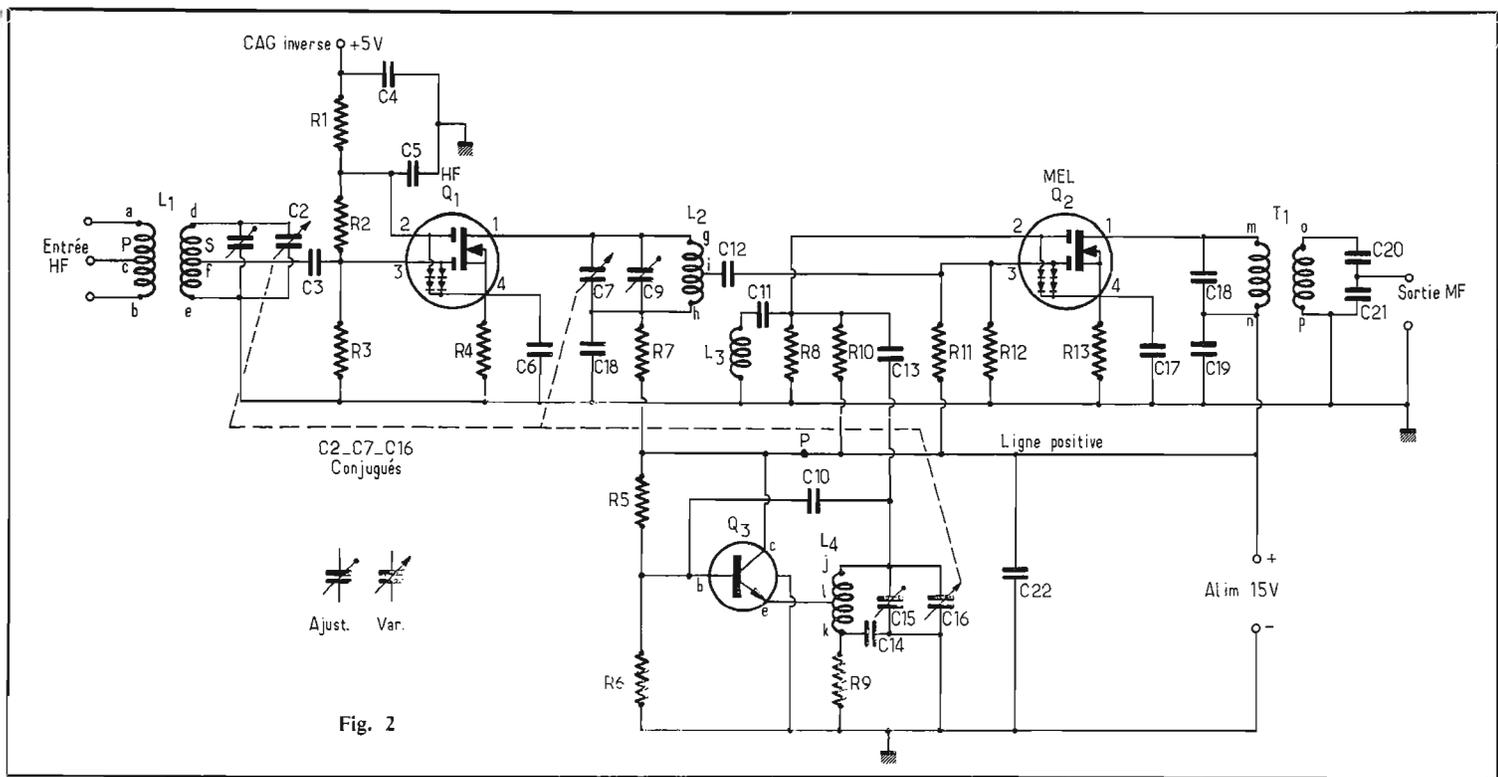


Fig. 2

d) La fonction essentielle et indispensable du sélecteur est évidemment le **changement de fréquence** permettant à un signal HF de se transformer, grâce à l'oscillateur local en signal MF. Pour remplir cette fonction, l'oscillateur et le mélangeur sont indispensables mais il est possible de réunir ces deux circuits en un seul, comme cela se fait avec d'excellents résultats en UHF. La séparation des fonctions d'oscillateur et mélangeur est toutefois préférable si l'on se place sous le signe de la haute fidélité.

e) Les dispositifs automatiques. Celui de CAG est indispensable. Il y a aussi les systèmes d'accords pré-réglés à poussoirs, obtenus généralement par l'emploi de diodes à capacité variable, entraînant l'utilisation d'une **tension d'accord**, stabilisée, procédé parfaitement au point actuellement.

A noter qu'il reste encore des partisans de l'accord par conden-

sateurs variables, ajustables ou fixes, du type classique à air bien entendu lorsqu'il s'agit de qualité en VHF.

La CAF (commande automatique de fréquence, c'est-à-dire d'accord) corrige automatiquement un accord réalisé préalablement d'une manière imparfaite.

Ce dispositif contribue énormément à l'accord exact donc à la haute fidélité mais il n'est pas indispensable. On applique la CAF à l'oscillateur local. Telles sont les principales fonctions d'un sélecteur VHF pour la réception des émissions FM. Elles seront remplies plus ou moins bien selon la qualité des composants, leur nature, la conception générale du dispositif, la qualité mécanique des accessoires mobiles, la qualité des autres parties du récepteur et aussi, de la modération dans l'emploi de circuits compliqués, car en électronique comme en d'autres domaines, le mieux est parfois l'ennemi du bien.

LES COMPOSANTS MODERNES DES SELECTEURS VHF-FM

Les composants actifs sont évidemment des semi-conducteurs. Parmi ceux-ci, les plus modernes sont les transistors à effet de champ (FET ou MOS-FET) et les diodes à capacité variable pour l'accord automatique (poussoirs, CAF, accord continu) les diodes de commutation (par exemple la commutation AM-FM), le circuit intégré de stabilisation de la tension d'accord. Cela ne veut pas dire toutefois, que les transistors normaux (dits bipolaires) sont exclus du sélecteur. On les utilise toujours en oscillateur et en mélangeur et même en HF. Parmi les composants passifs mentionnés les plus importants : condensateur variable à 1, 2, 3 ou 4 éléments, ajustables poussoirs pour pré-réglage, potentiomètres associés au poussoir commutateur AM-FM, fiches d'entrée et de

sortie, résistances et condensateurs sélectionnés type VHF et bien entendu les bobinages pour HF, mélangeur, oscillateur et sortie MF.

Exemple de sélecteur moderne VHF-FM à transistors FET-MOS. A la figure 2 on donne le schéma d'un sélecteur proposé par la RCA se caractérisant par un emploi de deux transistors à effet de champ du type MOS (métal-oxyde), en haute fréquence et un mélangeur. Hormis l'emploi de ces deux MOS, le montage est classique car on y trouve ce qui est indispensable pour une excellente réception en haute fidélité : étage HF, CAG, accord par condensateur variable à air, adaptation correcte, alignement aisé des trois circuits accordés. Nous donnons ci-après de nombreuses indications pratiques sur les caractéristiques du montage et des composants afin de permettre à ceux de nos lecteurs suffisamment au courant des montages électroniques, d'expé-

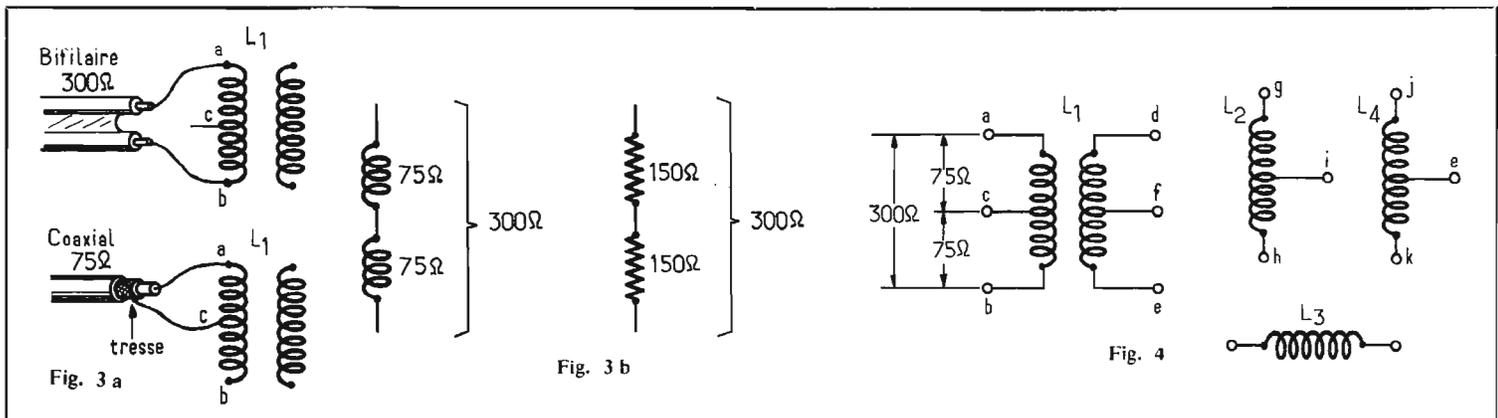


Fig. 3 a

Fig. 3 b

Fig. 4

rimiter ce sélecteur, à la fois perfectionné, moderne et pas trop compliqué.

L'examen du schéma permet de saisir la conception générale de ce bloc : l'antenne doit être connectée au primaire du transformateur L_1 dont le secondaire transmet le signal au transistor Q_1 amplificateur haute fréquence. Le signal amplifié est transmis du drain de Q_1 à une porte (ou grille) de Q_2 , mélangeur par le bobinage L_2 . L'oscillateur utilise un transistor Q_3 du type bipolaire, un NPN. On réalise le changement de fréquence par mélange dans le transistor Q_2 , des signaux : HF incident, fourni par Q_1 et HF local, fourni par Q_3 . Le résultat du mélange est un signal MF à 10,7 MHz fourni par le drain de Q_2 à la sortie MF. De cette sortie, le signal est transmis à l'amplificateur MF.

ANALYSE DU MONTAGE

Partons de l'arrivée du câble d'antenne qui doit se connecter au primaire P du transformateur L_1 . L'intégralité de ce primaire, entre les points a et b convient pour un câble bipolaire de 300Ω tandis qu'un câble coaxial de 75Ω devra se connecter entre le point milieu C mis à la tresse et un des points a ou b (voir Fig. 3). Chaque moitié du bobinage dont l'impédance est de 300Ω a une impédance de 75Ω et non 150Ω . On parvient ainsi au secondaire $e f d$ à prise f , accordé par C_1 ajustable et C_2 variable conjugué avec C_7 et C_{16} .

La prise permet l'adaptation. Le signal est transmis par C_3 à la grille 1 (fil 3) du transistor à effet de champ Q_1 . Ce transistor possède deux grilles, une source et un drain. Intérieurement, il y a également quatre diodes limiteuses de protection.

SELECTEURS VHF POUR FM A HIFI

On réalise la polarisation de la source (Fig. 4) par R_4 et le découplage par C_6 . La grille 2 (fil 2) est polarisée par la tension de CAG de 5 V maximum, fournie par le circuit générateur de cette tension continue variable, incorporé dans le récepteur FM.

La CAG est du type inverse, ce qui signifie qu'une augmentation du signal d'antenne doit provoquer une diminution du gain de l'amplificateur HF, obtenu par la diminution des courants de drain et de source.

Cette diminution est réalisée dans le transistor considéré en réduisant la tension positive de polarisation (max. 5 V) autrement dit, si cette tension passe par exemple de +5 V à 1 V au moins, le gain diminuera.

La CAG inverse ne peut s'exercer que si R_4 et R_7 sont de faibles valeurs afin que V_{ds} tension entre source et drain, ne varie que peu lorsque I_d et I_s varient.

Si R_4 et R_7 étaient élevées, V_{ds} varierait beaucoup et on serait amené à adopter la CAG directe qui agit par augmentation de I_d et I_s pour diminuer V_{ds} et le gain de l'amplificateur. Il faudrait alors augmenter la tension positive de polarisation lorsque le signal augmente. Remarquons que la tension de polarisation de CAG est appliquée aussi bien à la grille 2 qu'à la grille 1 grâce à R_2 . En fait le système de polarisation comprend un diviseur de tension R_1 - R_2 - R_3 qui atténue la tension variable de CAG. Le signal amplifié par Q_1 est obtenu sur le drain (fil 1) et grâce au bobinage L_2 il est transmis par C_{12} à la grille 1 (fil 3) du transistor mélangeur

Q_2 . R_{11} reliée à la ligne + et par la source polarisée positivement par R_{13} avec C_{17} comme découplage. La grille 2 (fil 2) sert de grille d'entrée pour le signal local provenant de l'oscillateur. Ce signal est transmis par C_{13} à la grille 2. La polarisation de cette grille est positive, obtenue par le diviseur de tension R_8 - R_{10} .

Un circuit filtre du type LC est réalisé avec C_{11} et L_3 . L_3 est une bobine d'arrêt.

Le signal MF prélevé sur le drain (fil 1) de Q_2 est transmis par T_1 à l'amplificateur MF. A remarquer le diviseur de tension, adaptateur, réalisé avec C_{20} et C_{21} en série, l'accord du secondaire de T_1 étant réalisé avec $C = C_{20} \cdot C_{21} / (C_{20} + C_{21})$ résultante de C_{20} et C_{21} en série.

En ce qui concerne l'oscillateur il ne comporte qu'une seule bobine L_4 accordée par C_{18} variable et C_{15} ajustable. On obtient l'oscillation par couplage entre l'émetteur, relié à la prise de L_4 et la base, reliée par C_{10} au point J de cette même bobine. La base est polarisée par R_5 - R_6 et l'émetteur par R_9 tandis que le collecteur est relié directement à la ligne positive. Ce montage nécessite une alimentation de 15 V mais il est probable qu'il fonctionne aussi sur 12 V.

VALEURS DES ELEMENTS

Capacités: C_1, C_9, C_{15} : ajustables de 2 à 14 pF; C_2, C_7, C_{10} : condensateurs variables à air de 19,5 pF chacun (ou légèrement plus); $C_3, C_6, C_{14}, C_{17}, C_{22}$: 2 000 pF céramique; C_4, C_5 : 1 000 pF disque céramique; C_8, C_{19} : 10 pF disque céramique; C_{10} : 3,3 pF céramique; C_{11} : 270 pF disque céramique; C_{12} : 500 pF disque céramique; C_{13} : 3 pF céramique; C_{18} : 68 pF céramique; C_{20} : 50 pF

céramique; C_{21} : 1 200 pF céramique.

Résistances : R_1, R_{10} : 560 k Ω ; R_2 : 750 k Ω ; R_3 : 270 k Ω ; R_4, R_{13} : 270 Ω ; R_5 : 22 k Ω ; R_6 : 56 k Ω ; R_7 : 330 Ω ; R_8, R_{12} : 100 k Ω ; R_9 : 4,7 k Ω ; R_{11} : 1,6 M Ω .

Toutes les résistances sont de 0,5 W.

Transistors : $Q_1 = 40 822$; $Q_2 = 40 823$; $Q_3 = 40 244$ tous des RCA.

Bobinages : Ils sont tous à air et sont représentés à la figure 4 avec leurs points terminaux $a, b, c, \dots e$. Bobine d'antenne L_1 : se compose d'un primaire $a b$ et d'un secondaire $d e$, tous deux avec prises.

Le secondaire comprend 4 spires fil nu de cuivre de 1,25 mm de diamètre; diamètre intérieur de la bobine : 7,14 mm; longueur de la bobine : 9,5 mm. Coefficient de self-induction : $L = 0,86 \mu H$, coefficient de surtension à vide : $Q_0 = 120$.

Le primaire comprend une seule spire constituant l'enroulement bc ou ac . On dispose cette spire tout près du point e du secondaire.

La spire ac convient pour 75 Ω . La prise c au milieu d'un primaire de deux spires, permettra de réaliser une bobine ab pour 300 Ω . Sur le secondaire, la prise f est à 1,25 spire à partir du point de masse e .

Bobine HF de liaison L_2 : 4 spires comme le secondaire de L_1 . Prise à 1,25 spire à partir du point 4 relié à la ligne positive et découplé vers la masse par C_8 .

Bobine d'oscillateur L_4 : 3,75 spires, fil de 1,25 mm de diamètre en cuivre nu, diamètre intérieur 7,14 mm, largeur de l'enroulement 8 mm, prise à

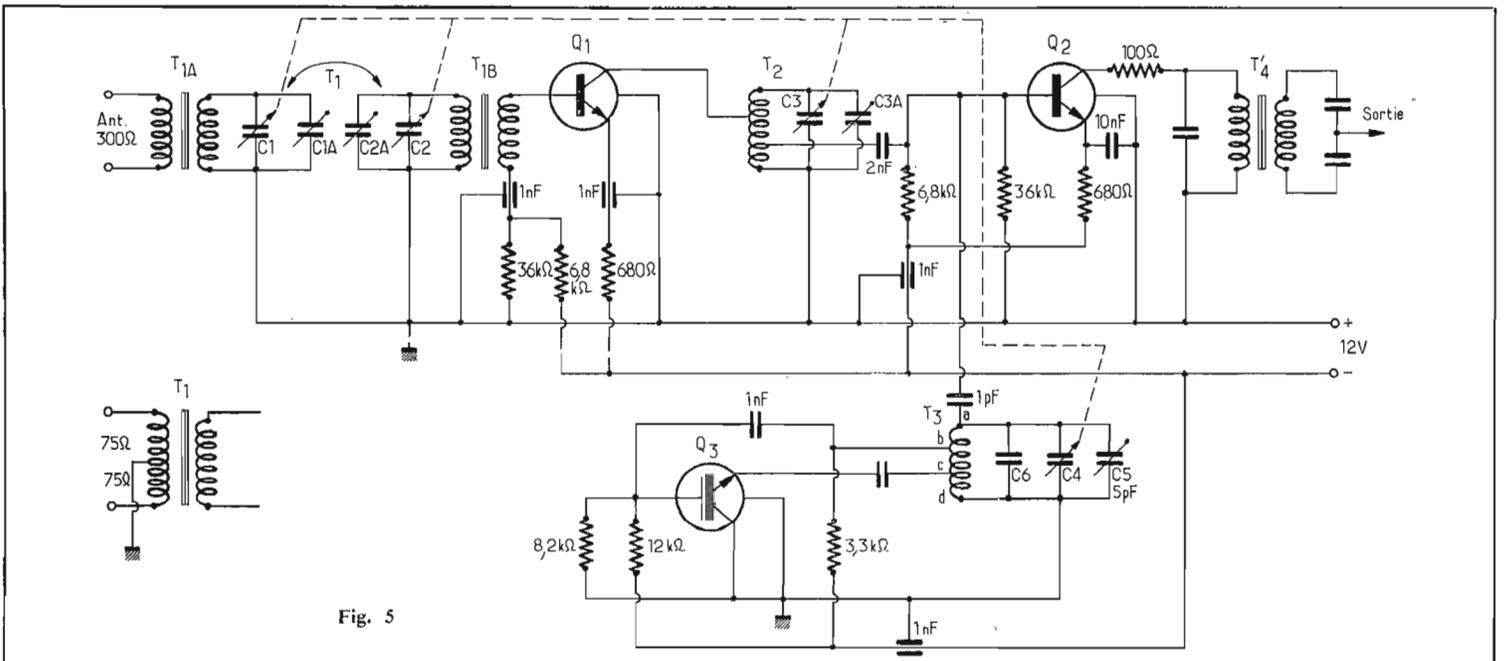


Fig. 5

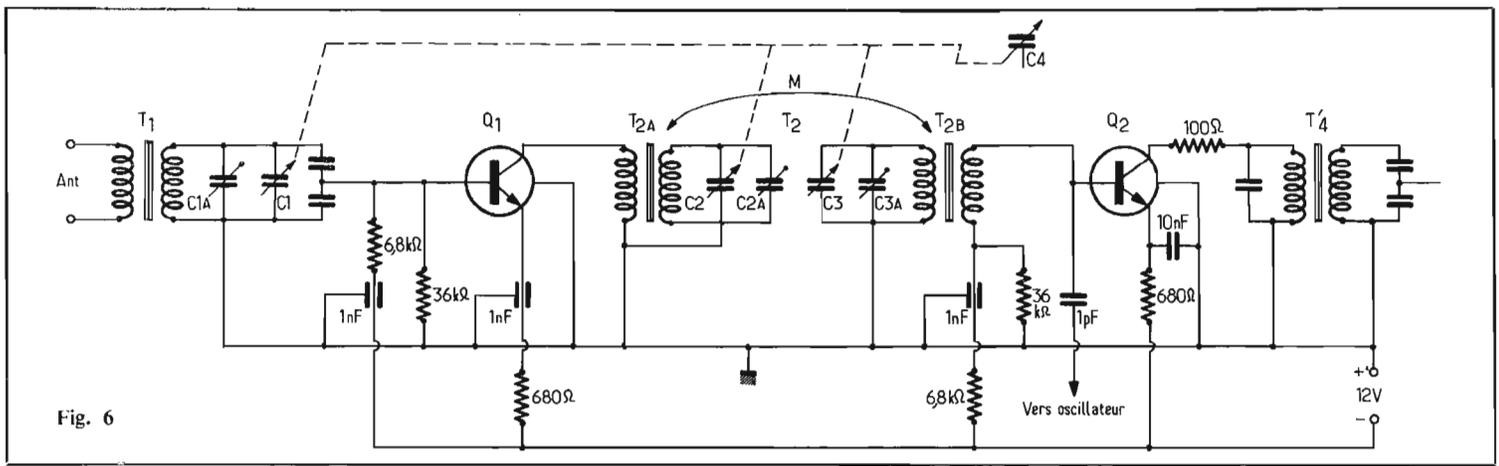


Fig. 6

1 spire à partir du point k relié à R_9 . $L = 0,062 \mu H$, $Q_0 = 120$.

La bobine L_3 est de $1 \mu H$. C'est une bobine d'arrêt qui peut se réaliser avec quelques spires jointives (par exemple une dizaine) enroulées sur une résistance bien coupée ou de valeur élevée, par exemple de $1 M\Omega$ type 0,5 W. Bobinage MF : utiliser un transformateur MF à accord sur 10,7 MHz sur primaire et secondaire et accorder le secondaire soit comme indiqué sur notre schéma, soit comme proposé par l'auteur du montage de l'amplificateur MF.

REGLAGE DU SELECTEUR VHF-FM

Si l'on a vérifié les tensions en divers points et si cette vérification prouve que le montage a été fait correctement, il ne restera plus qu'à aligner les trois circuits accordés à haute fré-

quence L_1 , L_2 et L_4 , sans oublier le circuit MF, T_1 , avec lequel il faut commencer.

En réalité, il est nécessaire que la partie MF du récepteur soit réglée avant le sélecteur.

Cet alignement se fait en appliquant un signal MF à 10,7 MHz sur la grille 1 du mélangeur (voir Fig. 2) en empêchant l'oscillateur de fonctionner ce qui est réalisable en coupant, au point P l'alimentation de Q_3 . De ce fait Q_2 transmet le signal MF aux étages MF que l'on accorde en commençant avec le dernier et en finissant avec le premier, à bobinage T_1 , incorporé dans le sélecteur.

Donc, si T_1 est accordé, on pourra passer à l'alignement du sélecteur. Ce travail consiste à régler les ajustables des trois circuits accordés. Si l'on ne possède pas de générateur, on cherchera une émission aussi

puissante que possible et on règlera C_9 , puis C_1 (et non C_{15}) jusqu'au maximum d'audition.

Cela fait, chercher une émission correspondant au minimum de capacité des condensateurs variables et régler à nouveau C_9 et C_1 . Si ces réglages permettent de couvrir la gamme FM requise, on le conservera. Si la bande est déplacée par rapport à celle requise, retoucher C_{15} et recommencer les réglages des deux autres ajustables. Dans un sélecteur FM on peut se passer de padding pour l'alignement car la MF à 10,7 MHz est environ dix fois plus faible que la HF de l'ordre de 100 MHz.

Un bon conseil aux amateurs de Hi-Fi : régler l'alignement exact sur l'émetteur de musique préféré ou bien d'effectuer l'alignement selon la méthode classique. On peut aussi améliorer l'alignement par déformation des lames mobiles des CV.

AUTRES SELECTEURS

Le montage décrit plus haut peut donner le maximum de satisfaction dans la plupart des cas normaux de réception. Des variantes nombreuses sont possibles se rapportant aux améliorations suivantes : présélection supérieure, emploi des diodes à capacité variable, emploi de deux étages HF pour un plus grand gain, ce qui revient à incorporer dans le sélecteur, un préamplificateur à un étage HF.

SELECTEUR A GRANDE PRESELECTION

Un montage de ce genre est donné par la figure 5. Bien qu'utilisant des transistors bipolaires, le schéma général est analogue à celui de la figure 2.

La différence qui nous intéresse ici est le circuit d'entrée qui comporte deux condensateurs variables associés à deux circuits accordés T_{1A} et T_{1B} .

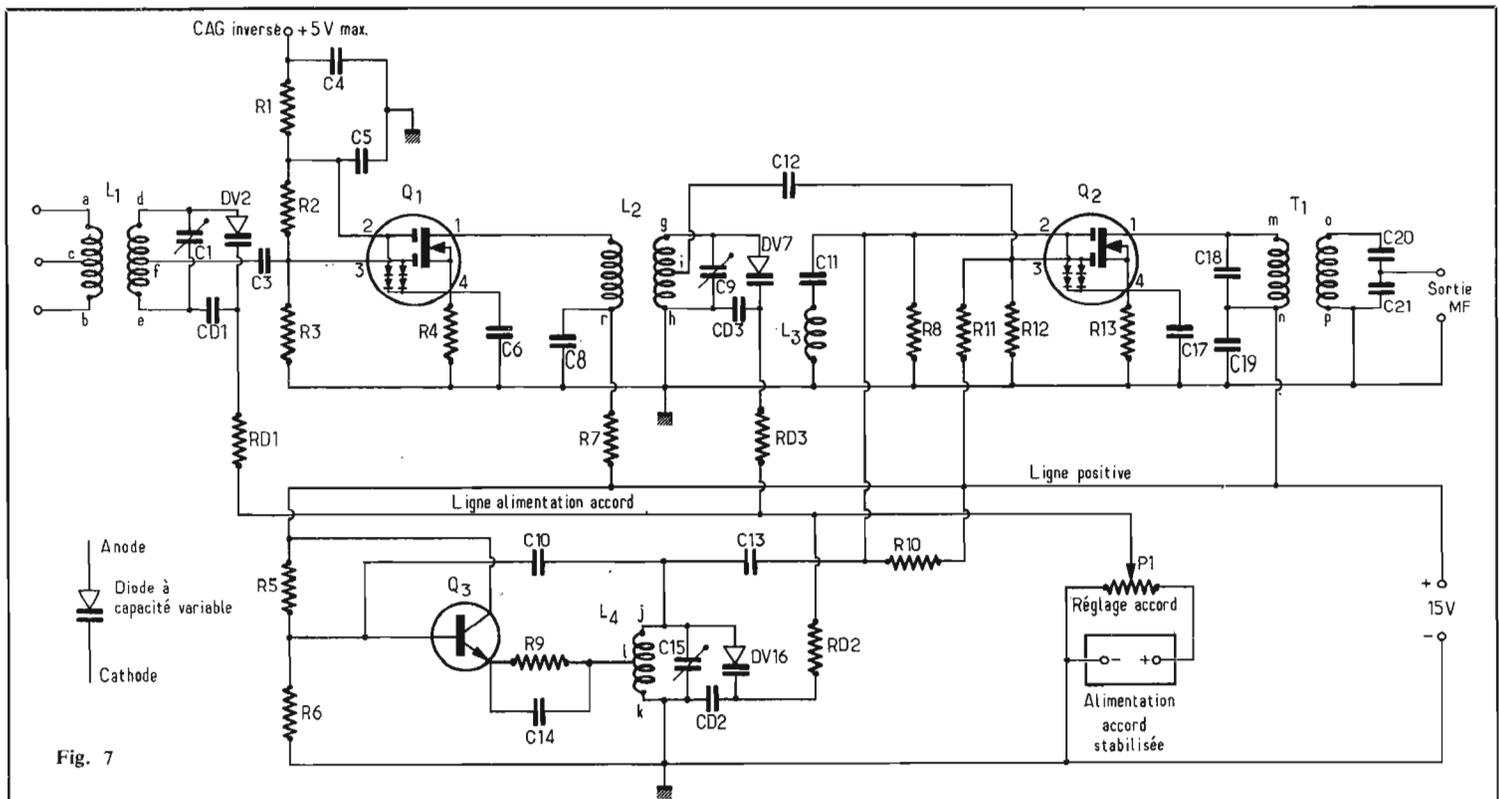


Fig. 7

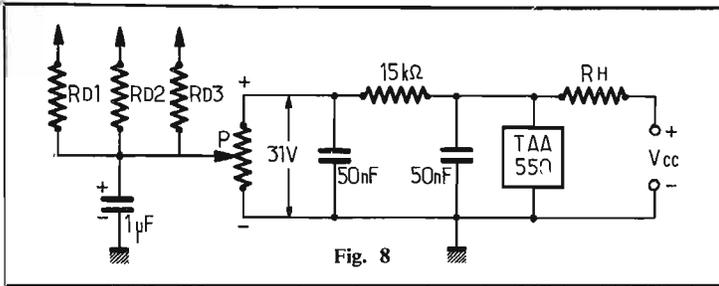


Fig. 8

L'entrée est de 300 Ω mais avec une prise médiane on pourra l'adapter à 75 Ω. Voici les transistors à utiliser dans ce montage : $Q_1 = 40478$, $Q_2 = 40479$, $Q_3 = 40480$. On adoptera des bobinages comme ceux décrits plus haut. Pour T_2 , les prises seront à 1 spire et à 2 spires à partir de la masse. Pour T_1 (oscillateur) prise c à 1 spire de d et prise b à 1 spire de C .

Les valeurs des éléments sont indiquées sur le schéma, celles des condensateurs variables et des ajustables sont égales aux éléments correspondants de la figure 2.

Il va de soi que le système présélecteur de ce montage est adaptable au montage de la figure 2. Un autre montage à quatre condensateurs variables est donné à la figure 6. Ici, le circuit accordé supplémentaire est introduit dans l'élément de liaison disposé entre le transistor HF et le transistor mélangeur. Le schéma est analogue à celui de la figure 5 et de ce fait on n'a pas indiqué l'oscillateur.

Le couplage entre T_{21} et T_{23} peut être magnétique en bobinant les enroulements sur un même tube et en recherchant la distance qui convient le mieux ou l'électrostatique par capacité en tête par exemple un ajustable de faible valeur : 5 à 10 pF. Les montages à grande sélectivité peuvent être utiles dans des endroits où il y a des parasites ou des signaux radio gênants.

SELECTEUR AVEC DIODES A CAPACITE VARIABLE

Aux montages décrits, il est possible de substituer aux condensateurs variables, des diodes à capacité variable.

Voici à titre d'exemple, à la figure 7, un schéma utilisant des diodes de ce genre dans un sélecteur VHF-FM. Sur ce schéma, inspiré de celui de la figure 2, on a indiqué les modifications à effectuer pour remplacer les CV par des diodes. Voici ces modifications. Circuit d'entrée : la diode à capacité variable DV_2 est montée avec anode vers la masse (à travers le secondaire de L_1) tandis que la cathode doit être polarisée positivement afin de faire fonctionner ce semi-conducteur en polarisation

inverse, donnant lieu à l'effet « capacité variable ».

Pour obtenir ce résultat, il a fallu isoler la cathode de la masse par C_{D1} , et la polariser à partir de la ligne « alimentation accord » qui est à tension positive réglable avec P_1 monté entre le + et le - d'une source stabilisée de 30 V environ. La bobine de liaison L_2 a été remplacée par un transformateur L_2 dont le primaire qr n'est pas accordé mais fortement couplé au secondaire gih .

Le primaire est relié à C_8 et R_7 , tandis que le secondaire est identique à la bobine L_2 primitive. Elle est accordée par l'ajustable C_9 et la diode DV_7 , remplaçant le variable C_7 . Pour isoler DV_7 , on a disposé C_{D3} et pour polariser la cathode R_{D3} .

Une disposition analogue a été adoptée pour l'oscillateur. La bobine L_4 ne change pas, mais C_{14} et R_9 sont montés en parallèle et insérées entre l'émetteur de Q_3 et la prise e , ce qui polarise cette électrode comme précédemment. La capacité C_{10} est remplacée par DV_{16} avec le dispositif de polarisation C_{D2} et R_{D2} .

On réalisera le primaire de L_2 avec du fil de 0,2 mm intercalé entre les spires du secondaire.

Comme diodes DV_{23} , DV_{77} , DV_{16} , on adoptera des modèles permettant avec 30 V d'obtenir une variation de capacité de 6 à 19,5 pF comme avec $C_2 - C_7 - C_{16}$.

La diode BB106 de La Radio-technique peut convenir. On prendra $R_{D1} = R_{D2} = R_{D3} = 100 \text{ k}\Omega$, $C_{D1} = C_{D2} = C_{D3} = 2000 \text{ pF}$.

L'alimentation stabilisée de 35 V pour l'accord peut se réaliser selon le schéma de la figure 8 dans laquelle on utilise un circuit intégré TAA 550. A l'entrée V_{CC} doit être de 200 V, ce qui est un inconvénient si l'on ne dispose pas d'une tension de cette valeur. Dans ce cas, tout autre dispositif d'alimentation stabilisée peut convenir. En FM l'accord ne doit être très précis que si le sélecteur est à accords préréglés, mais si l'accord se fait avec le potentiomètre, l'alimentation pourrait être non régulée à la rigueur et on pourra supprimer le dispositif de stabilisation de la figure 8.

F. JUSTER.

Enfin une préparation aux Fonctions de Direction financièrement et intellectuellement à votre portée

Le CIFRA a mis au point une préparation aux fonctions de direction inédite et incomparable, financièrement et intellectuellement à votre portée. Cette préparation (par correspondance avec séminaires facultatifs) vous fera découvrir dans tous les secteurs d'activités : l'état d'esprit, les facultés psychologiques, le sens de la réussite, les techniques, les principes, les outils, les objectifs à définir, les méthodes, les moyens ; bref, tout le potentiel humain nécessaire pour accéder avec succès aux fonctions de direction. Le temps de l'expérience personnelle est révolu : il faut profiter de suite de l'expérience des autres, sans quoi vous serez dépassé et écarté définitivement de la "compétition".



«Tous les promoteurs d'affaires, les managers, les administrateurs, les patrons, les écrivains renommés, les politiciens, les grands avocats, les financiers eux-mêmes, TOUS ESTIMENT QUE LA REUSSITE SE PREPARE MINUTIEUSEMENT AVEC ORDRE ET METHODE. Elle réside d'abord, disent-ils, dans une attitude agressive et compétitive qu'il faut absolument acquérir.»

LA PREPARATION AUX FONCTIONS DE DIRECTION EST UNE AFFAIRE DE SPECIALISTES.

La préparation d'un homme à la réussite est une affaire de spécialistes : les chefs d'entreprises, les grands hommes ou encore les grandes familles l'ont très bien compris en formant leurs successeurs ou leurs collaborateurs d'une façon particulière qui en faisait des hommes d'action volontaires et constructifs. Toujours ils ont pris un soin immense à les préparer à la réussite, et cela au-delà de leurs études. Cette formation "prestigieuse" qui prépare l'homme à la réussite est maintenant, grâce au CIFRA, financièrement et intellectuellement à votre portée.

Vous avez peut-être, vous aussi, tout ce qu'il faut pour réussir. Ne gaspillez pas vos chances ! Demandez de suite au CIFRA (Organisme privé

Voici quelques sujets traités par la préparation aux fonctions de direction du
CIFRA

Aspects "humains" de la direction : Facultés nécessaires pour diriger - Gestion du personnel - Moyens et psychologie de la décision - Méthodologie - Commandement et autorité, etc... - Aspects "techniques" de la direction : la stratégie des affaires - L'organisation - Le Management - La gestion - L'informatique - Le Marketing - L'économie - Le prix de revient - Les prévisions - La prospective - Le contrôle budgétaire - La rentabilité - Les études de marchés - Les statistiques, etc...

Vous trouverez également dans notre brochure tous les renseignements qui vous permettent d'obtenir la gratuité totale de votre préparation, dans le cadre de la loi sur la formation continue. (Loi du 16/7/71)

GROUPE UNIECO

BON pour recevoir par retour **GRATUITEMENT**

et sans aucun engagement de ma part, la documentation complète sur la "Préparation aux Fonctions de Direction" du CIFRA (pas de visite à domicile)

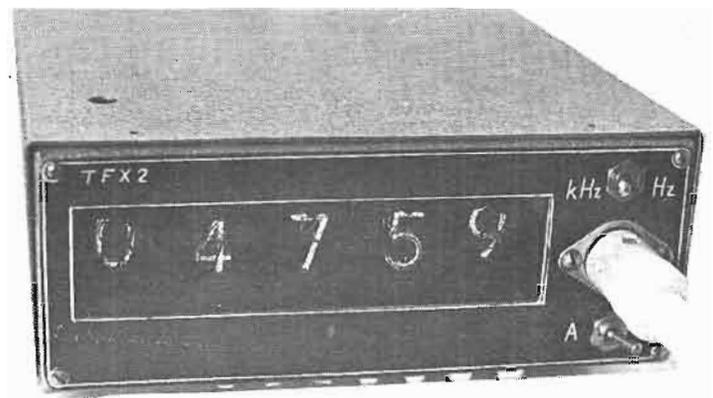
NOM.....
ADRESSE.....

Tél.

A RENVoyer AU
CIFRA
97, rue Saint Lazare 75009 Paris
Téléphone : 874.91.68

Pour la Belgique — CIFRA :
21-26, quai de Longdoz - 4000 LIEGE

CONSTRUISONS
NOS APPAREILS
DE MESURE



UN MINI-FRÉQUENCEMÈTRE: LE TFX2

(Suite : voir n° 1416)

III. REALISATION

1. LISTE DES COMPOSANTS.

a) Composants communs au TFX2/N et au TFX2/Sp.

Alimentation

- 1 Transfo d'alimentation T_A. Sur circuit de 50 x 60 mm, e = 21 mm. Primaire : 2 200 tours de 15/100 émaillé (220 V) avec prise à 1 250 T (125 V). Secondaire 200 V : 2 000 tours de 9/100 émaillé. Secondaire 10,5 V : 108 tours de 55/100 émaillé. Pour le TFX2/Sp, le secondaire haute tension ne comptera que 1 700 spires, de manière à ne fournir que 170 V.
- 1 2N3055 avec ses accessoires d'isolement.
- 1 2N2905.
- 1 2N2926 or.
- 1 Zener 3,9 V, 400 mW. (BZY88).
- 1 BY164.
- 1 BY127.
- 1 1N4148.
- 1 1 000 μ F, 25 V.
- 1 25 μ F, 25 V.
- 1 2 μ F, 550 V.
- 1 180 Ω , 1/4 W.
- 1 330 Ω , 1/4 W.
- 1 470 Ω , 1/4 W.
- 1 4 700 Ω , 1/4 W.
- 1 47 k Ω , 1/4 W.
- 1 Pot/Aj de 470 Ω (soit E097AD soit E086AD de RTC).

Base de temps et fonctions

- 1 Quartz 1 MHz, boîtier HC6/U, précision de 1/100 000.
- 1 Support de quartz (voir texte).
- 1 Ajustable de 6/60 pF (CO10

- GA/65E de RTC).
- 2 SN7400.
- 1 SN7410.
- 6 SN7490.
- 2 SN74121.
- 1 SN7473.
- 2 3,3 Ω , 1/4 W.
- 1 180 Ω , 1/4 W.
- 1 220 Ω , 1/4 W.
- 1 1 500 Ω , 1/4 W.
- 1 1 800 Ω , 1/4 W.
- 1 3 300 Ω , 1/4 W.
- 1 10 k Ω , 1/4 W.
- 4 22 k Ω , 1/4 W.
- 1 47 k Ω , 1/4 W.
- 1 100 pF Mial.
- 1 10 nF, C280 Cogéco.
- 2 47 nF, GFO 12 V.
- 1 20 μ F, 10 V, tantale perle.

Compteur et entrée

- 5 SN7490.
- 5 SN7475.
- 1 SN7420.
- 1 2N914.
- 1 OA95.
- 3 3,3 Ω , 1/4 W.
- 1 47 Ω , 1/4 W.
- 1 180 Ω , 1/4 W.
- 1 330 Ω , 1/4 W.
- 1 3 300 Ω , 1/4 W.
- 1 6 800 Ω , 1/4 W.
- 1 R/Aj de 10 k Ω (EO86BC de RTC).
- 3 47 nF, GFO 12 V.
- 1 16 μ F, 64 V.

Divers

- 1 Boîtier.
- 1 Jeu de circuits imprimés.
- 1 Connecteur 5 broches, type magnétophone. Type châssis. Broches sur 180°.
- 1 Interrupteur tumbler subm.
- 1 Inverseur tumbler subm. Visserie. Fil de câblage. Rhodoïd rouge.

b) Composants particuliers au TFX2/N.

- 5 Nixies type Z570M de Telefunken. D'autres types de nixies verticaux sont utilisables (ZM1000, ZM1080, ZM1290, ZM1330, ZM1242, etc.). Mais nous conseillons alors, avant de faire le boîtier et les circuits imprimés de bien étudier l'incidence éventuelle d'un changement de modèle, à la fois sur les dimensions et sur le tracé du CI.
- 5 SN7441 ou SN74141.
- 5 47 k Ω , 1/2 W.

c) Composants particuliers au TFX2/Sp.

- 1 Afficheur 3 digits SP353 Sperry.
- 1 Afficheur 2 digits SP352 Sperry.
- 5 Décodeurs/Drivers DD700 Sperry.
- 2 2 200 Ω , 1/2 W.
- 5 11 k Ω , 1/4 W (à défaut, prendre 10 ou 12 k Ω).
- 5 560 k Ω , 1/4 W.

N.-B. — La maison RD Electronique envisage de fournir un kit complet du TFX2/Sp.

2. LE BOITIER

Voir Fig. 18

Noter la variante pour le TFX2/Sp.

En alu de 10/10 découpé et plié avec soin.

La maquette a été peinte en gris martelé. La face arrière, en noir mat, pour dissipation maximum des calories libérées par le 2N3055. Ne pas peindre l'emplacement du transistor. Ménager de nombreux trous d'aération.

3. LA FACE AVANT

Voir photo n° 1

En carton noir sur la maquette, elle est particulièrement simple. A noter que, si plusieurs amateurs nous en faisaient la demande,

nous pourrions envisager de faire fabriquer spécialement une petite série de ces pièces (en alu photogravé).

4. LES CIRCUITS IMPRIMES

Contrairement à notre habitude, nous avons utilisé du circuit double face. De la bakélite HF de 15/10 convient parfaitement.

Le dessin a été fait avec la méthode de l'encre au brai. Mais dans ce cas, la concordance parfaite entre les deux faces, nécessite un soin tout particulier.

On procédera de la manière suivante :

— Préparer avec précision, la plaquette de circuit, aux dimensions nécessaires.

— Prendre une feuille de calque et la plier en deux. Appelons A et B les deux pages ainsi obtenues.

— Tracer avec soin, le contour du circuit sur la page A, puis reporter sur la page B, en perforant les quatre sommets avec une épingle fine.

— Placer la page A sur la figure donnant le recto du circuit. Par exemple, la figure 20, pour le circuit du compteur. Pointer TOUS les trous avec l'épingle. Replier les pages et pointer à travers ces trous, la page B : on aura ainsi une concordance parfaite recto verso. Dessiner alors, sur chaque page, les connexions à réaliser.

— Nettoyer soigneusement le circuit, des deux côtés, à l'éponge abrasive. Le placer entre les deux pages du calque, refermées et maintenues (avec du scotch, par ex.) de manière que la plaquette ne puisse plus bouger. Vérifier au besoin, la concordance, par les trous d'angles.

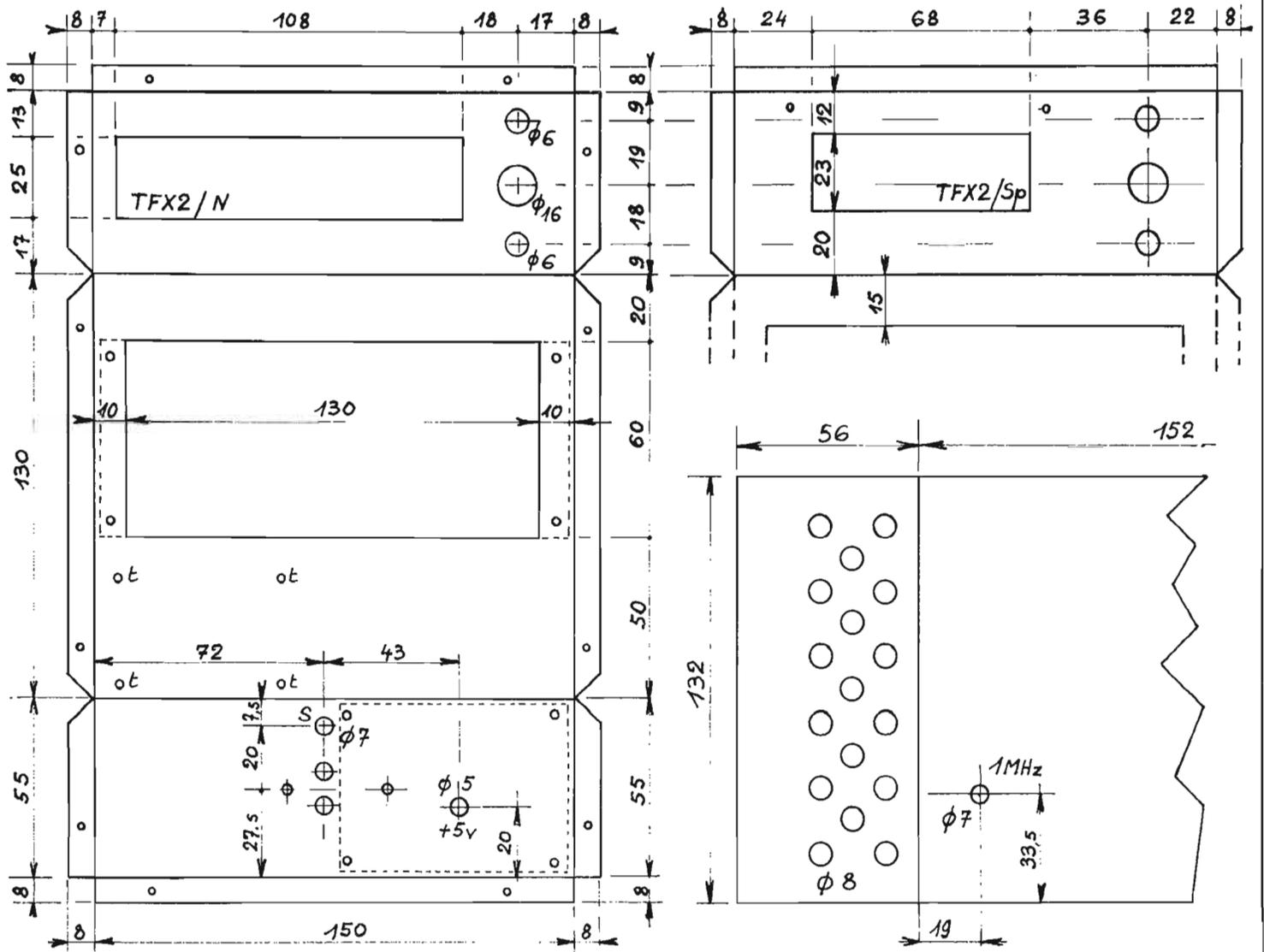


Fig. 18. — Le boîtier : alu 10/10. Cotes de traçage. Pliés vers l'arrière.

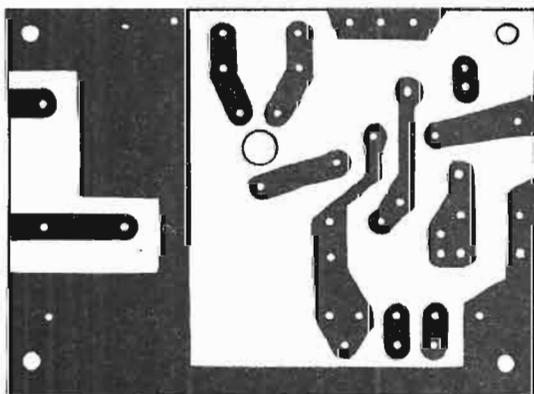


Fig. 19. — Circuit imprimé alimentation.

— Pointer très soigneusement les deux faces du circuit, en ne marquant que les trous utiles, pour les connexions d'une face considérée. Chaque trou n'est donc pointé que d'un côté. Attention, certains trous correspondent à des picots inutilisés des circuits intégrés. On les pointera d'un côté OU de l'autre.

— Il reste à procéder au tracé des connexions de chaque face, à la plume de Normograph n° 6.
— Attaque à l'acide nitrique à 50 %, des deux faces. Attention, le dégagement gazeux se produisant sur la face inférieure, fait remonter la plaquette à la surface. Il faudra donc la maintenir de force dans le sein du liquide.

— Nettoyage à la benzine.
— Perçage, sauf exception à 8/10.

Si le travail est fait correctement, on sera surpris de la précision obtenue. Les circuits double face ont l'avantage :

— De supprimer la quasi-totalité des ponts de connexions.

— De permettre une réduction des dimensions des platines, sans avoir à diminuer la largeur des connexions.

— De simplifier considérablement le travail de l'auteur, lorsqu'il élabore le tracé du circuit !
... Et puis, cela fait tellement plus sérieux !!

N.-B. — Le circuit d'alimentation est simple face, ainsi que le circuit C du TFX2/Sp.

5. POSE DES COMPOSANTS DU TFX2/N

Il suffit de se reporter aux différentes figures correspondant aux trois circuits à câbler : figures 24, 25 et 26.

Pour les circuits double face, la soudure est à faire du côté de la connexion. (Les circuits professionnels ont des trous métallisés, ce qui permet de faire toutes les soudures au verso du circuit).

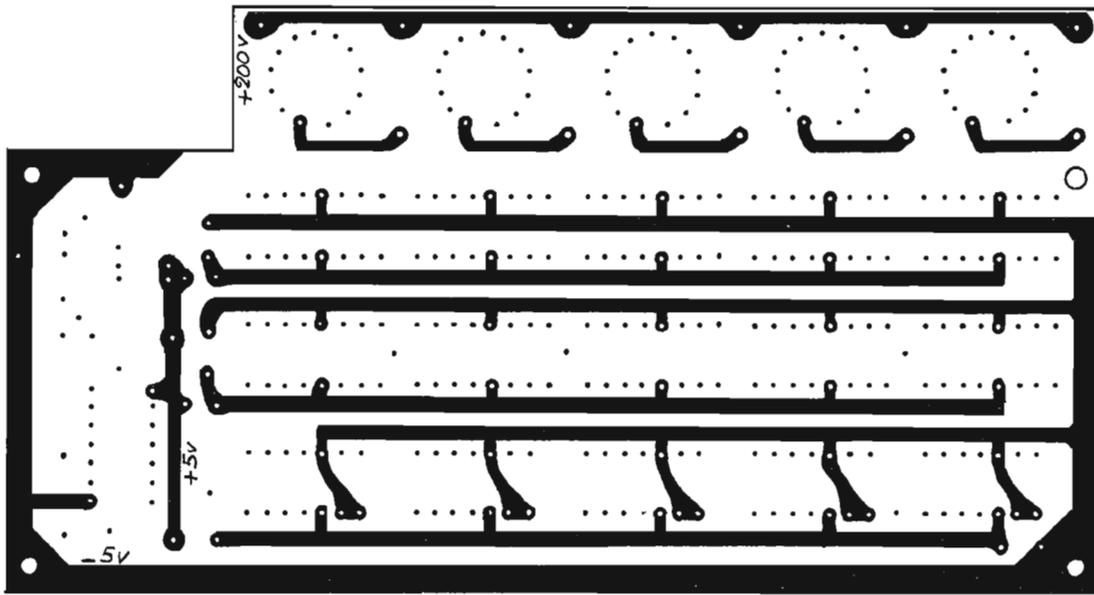


Fig. 20. — *Circuit A. Recto.*
TFX2/N.

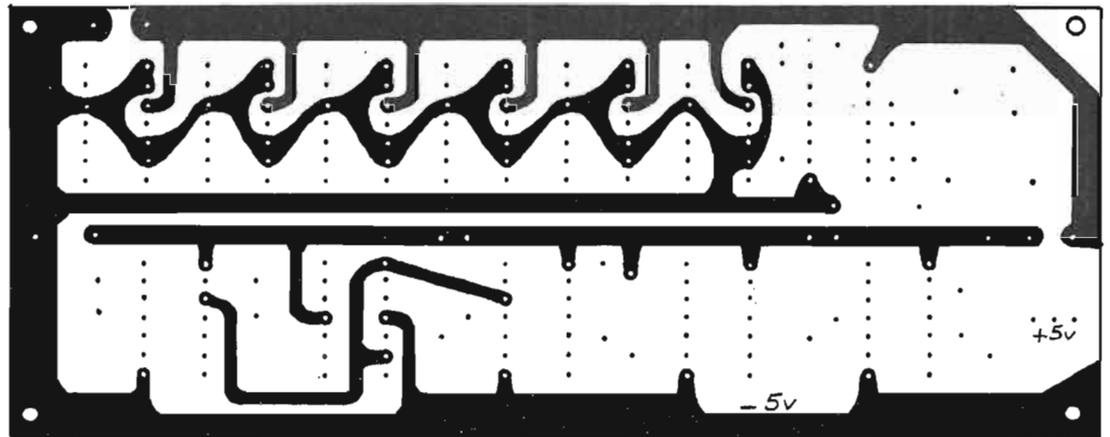


Fig. 21. — *Circuit B. Recto.*

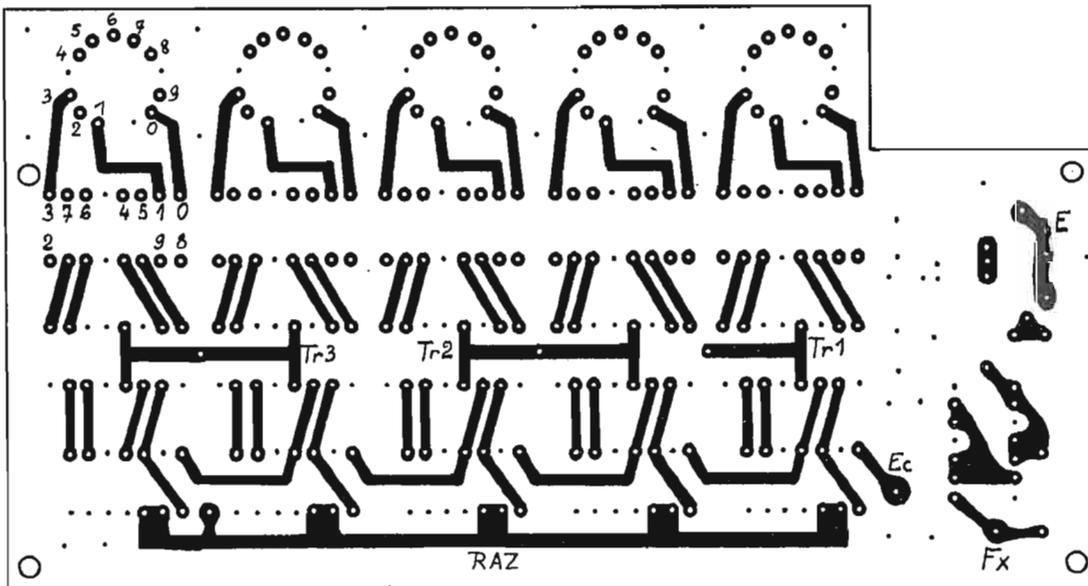


Fig. 22. — *Circuit A. Verso.*
TFX2/N.

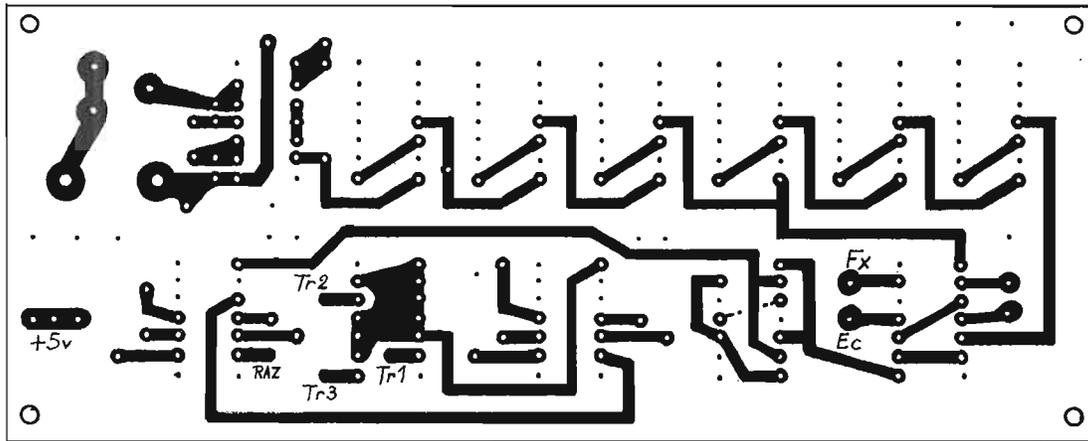


Fig. 23. - Circuit B. Verso.

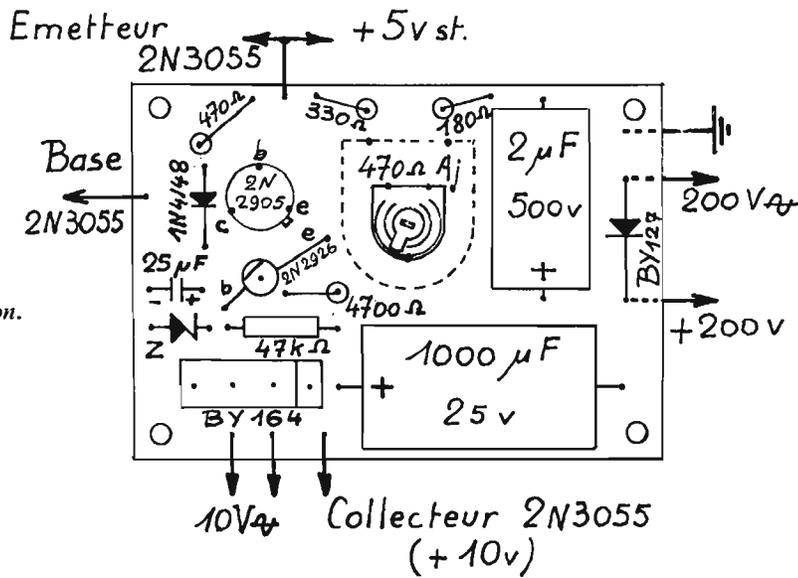


Fig. 24. - Alimentation.

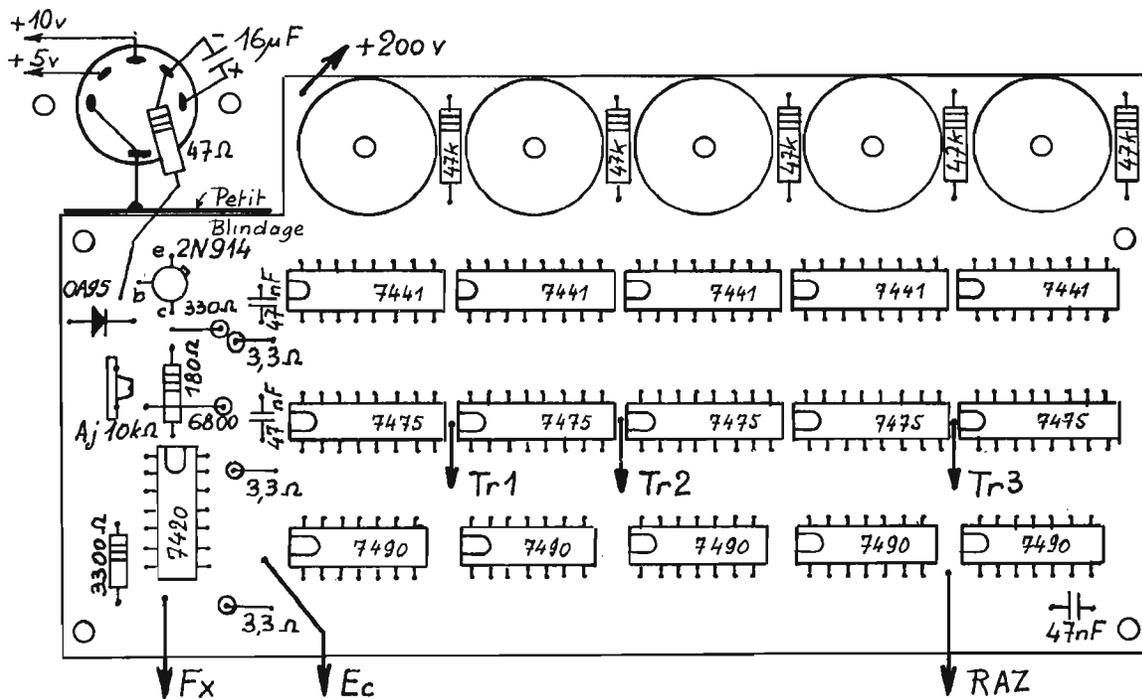


Fig. 25. - Composants compteur TFX2/N.

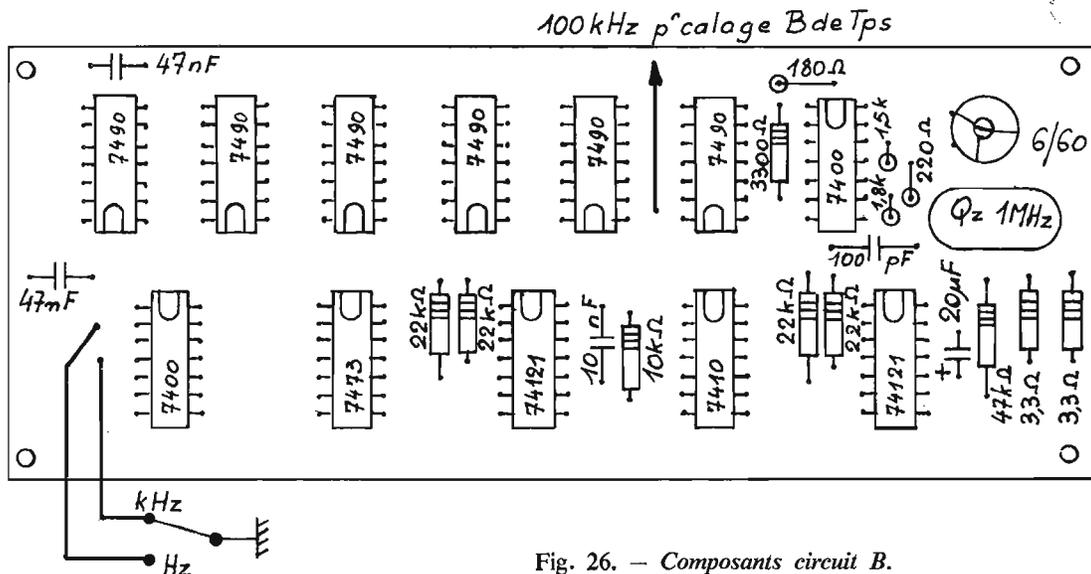


Fig. 26. — Composants circuit B.

Les soudures à faire, côté composants posent alors certains problèmes et il est bon de respecter un certain ordre de pose.

On commencera par la platine compteur (Fig. 25). Souder en premier, les trois fils de transfert (10 cm environ). Disposer ensuite les circuits intégrés en soudant les picots + et - 5 V. Pour obtenir un enfoncement régulier des boîtiers dual-in-line, nous avons utilisé une petite règle de bakélite (L = 12 cm, l = 6 mm, e = 1,5 mm), glissée pendant la pose, entre corps et platine. Souder les 5 × 47 kΩ. Passer alors au circuit d'entrée, en réfléchissant quelque peu, pour que la soudure de l'un des composants, n'interdise pas celle d'un autre. Un fer à souder, à pointe assez longue et fine est indispensable.

Attention de ne pas « cuire » les circuits intégrés, surtout lorsque l'on soude, côté composants. Terminer par la pose des nixies, qu'il faudra enfoncer assez fort pour qu'ils puissent entrer dans le coffret.

Une remarque à faire, au sujet des Z570M : Ces tubes étant recouverts de vernis rouge, nous les avons plongés dans de l'acétone. Quelques minutes suffisent pour que le vernis parte facilement, en frottant avec un chiffon. Nous préférons, en effet, placer un rhodoid rouge devant l'ensemble, car les détails de structure de l'intérieur de l'appareil, s'estompent ainsi dans la pénombre créée. L'esthétique y gagne... à notre avis, du moins !

Terminer le câblage en assurant les liaisons nixies-SN7441, avec du petit fil isolé. Relier les

plots portant le même numéro, sur la figure 22.

N.-B. — Un petit morceau de tôle étamée a été soudé, pour séparer le 2N914 d'entrée, de l'interrupteur secteur, ceci afin d'éviter une induction parasite, toujours possible. (Voir Fig. 25).

Sur le circuit B, il sera sage de ne câbler au départ, que le circuit de base de temps. Extraire les pinces du support de quartz et les souder directement sur le circuit imprimé, pour gagner de la hauteur.

Le câblage du circuit d'alimentation ne pose aucune difficulté.

6. Montage et mise en service du TFX2/N.

Commencer par installer l'alimentation.

Fixer le 2N3055 avec rondelle mica et pièces de passage isolantes des boulons. Fixer la plaquette alimentation, avec des entretoises de 9 mm. Le trou de réglage du + 5 V, sera muni d'un passe-fil, pour éviter les court-circuits, au réglage. On aura, bien sûr, prévu les fils de liaison et ceux de distribution des tensions fabriquées.

Fixer le transfo. Vérifier et mettre sous tension. Contrôler le + 200 V et le + 5 V, que l'on amènera à + 5,1 V exactement.

Fixer maintenant la plaquette compteur avec des entretoises de 4 mm. Disposer, côté nixies, entre cette plaquette et le châssis, une **bande isolante**, car l'écartement est faible.

Câbler le connecteur d'entrée. Brancher le + 5 V, la masse. Relier les trois transferts au + 5 V, par des résistances de

4 700 Ω. Laisser en l'air le fil de RAZ, ainsi que l'entrée compteur.

Mettre sous tension : les cinq nixies doivent afficher 0.

La plaquette de base de temps est supportée par quatre colonnettes de 24 mm de haut vissées sur les boulons de fixation de la platine compteur. La fixer après avoir connecté le + 5 V, la masse et après avoir relié la sortie 1 kHz, à l'entrée compteur ainsi que la RAZ compteur à la masse. Allumer de nouveau : Le compteur va fonctionner, dans ces conditions en chronomètre au 1/1 000^e de seconde.

Vérifier qu'en déconnectant la RAZ de la masse, le compteur se remet bien à 0. Tout ceci étant correct, il reste à câbler les circuits de fonctionnement pour terminer le TFX2/N. Ne pas oublier

le pont entre les picots 3 et 11 du SN7473. Relier la RAZ, les trois transferts, la sortie Fx, l'entrée compteur et la liaison à l'inverseur de gammes.

Le TFX2/N est terminé et il ne reste qu'à... mesurer une fréquence. Régler l'ajustable de sensibilité du circuit d'entrée (Raj de 10 kΩ) à mi-course. Relier à un générateur BF, sortant à basse impédance. (Nous conseillons d'utiliser le générateur BF que nous avons décrit dans le n° 1239 du H.P.).

Procéder à quelques mesures de fréquence en hertz puis en kilohertz et vérifier que l'affichage reste constant, même si l'on fait varier la tension fournie par le générateur de presque 0V, jusque 12 Vcc.

(A suivre)
F. THOBOIS

Tous les composants pour réaliser les fréquence-mètres de M. THOBOIS, TFX1 et TFX2, circuits imprimés, tubes d'affichage, etc.

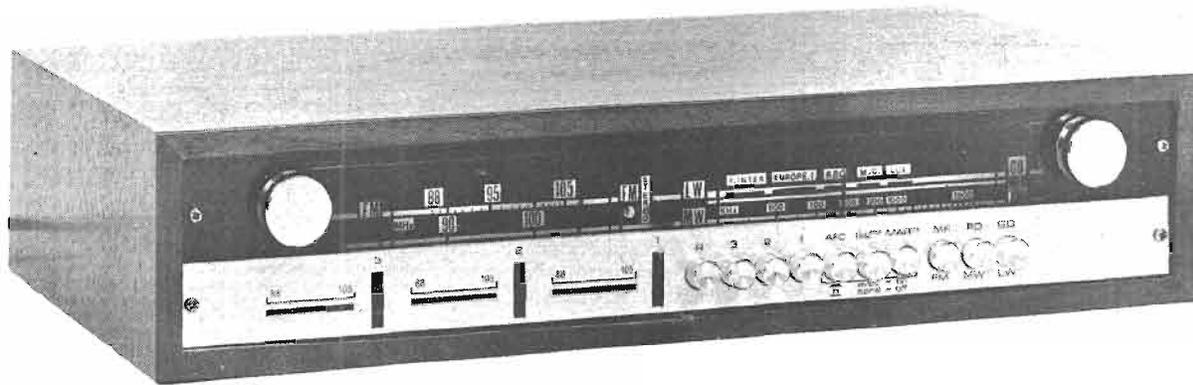
Liste contre 1 F

R.D. ÉLECTRONIQUE

4, rue A.-Fourtanier - 31000 TOULOUSE Allé : 21-04-92

TUNER AM-FM

STÉRÉOPHONIQUE SONIC T36S



LA firme Sonic présente parmi toute sa gamme de matériel un tuner AM-FM stéréophonique, le T36S. On peut remarquer à juste titre la technique d'avant-garde de ce maillon de chaîne Hi-Fi entièrement équipé de circuits intégrés. Cette dernière technique tend à se généraliser, mais un bon nombre de constructeurs hésitent encore à adopter cette technologie.

Le tuner T36S permet la réception de la modulation de fréquence en stéréophonie et la gamme modulation d'amplitude sur grandes ondes et petites ondes. Pour la réception FM, l'appareil est en outre doté de trois préréglages de stations supplémentés par deux commandes d'accord manuelles : l'une pour la FM, l'autre pour l'AM.

PRESENTATION

L'appareil reste très simple dans sa présentation et fait appel à la tendance actuelle aux « lignes basses ». La face avant comme il est d'usage, est pour sa partie supérieure réservée au cadran de recherche des stations. Sur le côté gauche et en regard du cadran la recherche manuelle des stations FM, tandis que pour respecter la symétrie du côté droit la recherche manuelle des stations AM.

Les cadrans sont largement étalés et permettent une parfaite visibilité.

La partie inférieure de la face avant comporte une platine en aluminium brossé du plus bel aspect sur laquelle sont disposées toutes les commandes utiles du tuner. C'est ainsi que de gauche à droite, on rencontre les trois molettes de préréglages des stations FM précédées chacune d'un petit cadran avec index. Viennent ensuite à l'aide d'une série de boutons poussoirs la touche pour recherche manuelle FM, les trois sélections de préréglages, la commande d'AFC, le silencieux, le contacteur marche/arrêt et la sélection des gammes FM, PO et GO.

Le capot protecteur ou coffrage est en bois vernis ce qui confère à l'appareil une présentation soignée.

La face arrière de l'appareil supporte les prises pour raccordement antenne sur 240 Ω ou 75 Ω , prise de sortie BF aux normes DIN, le fusible et le sélecteur de tension 110/220 V permettant le raccord sur n'importe quel réseau de distribution.

Particularité intéressante, le constructeur a prévu une languette spéciale qui permet l'orientation du cadre ferrite incorporé pour améliorer la réception AM.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

- Tuner AM-FM, stéréophonique à circuits intégrés et diodes Varicap.
- Gamme PO-GO-FM.
- Tête VHF-FM à Varicap.
- Possibilité de 4 stations (1 accord manuel + 3 préréglages).
- Sensibilité : 2 μ V.
- AFC et silencieux commutables.
- Indicateur d'émission stéréophonique.
- Recherche de stations séparée en AM et en FM.
- Prise antenne FM sur 75 Ω et 240 Ω .
- Cadre ferrite incorporé et orientable en AM.
- Alimentation 110 et 220 V.
- Protection par fusible.
- Alimentation régulée.
- Commutateur poussoir à 10 touches.
- Dimensions : environ 380 x 220 x 85 mm.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe général du tuner est donné figure 1. Il peut être scindé en plusieurs parties distinctes, à savoir l'alimentation générale, la partie récep-

tion AM, la section réception FM et le décodeur stéréophonique.

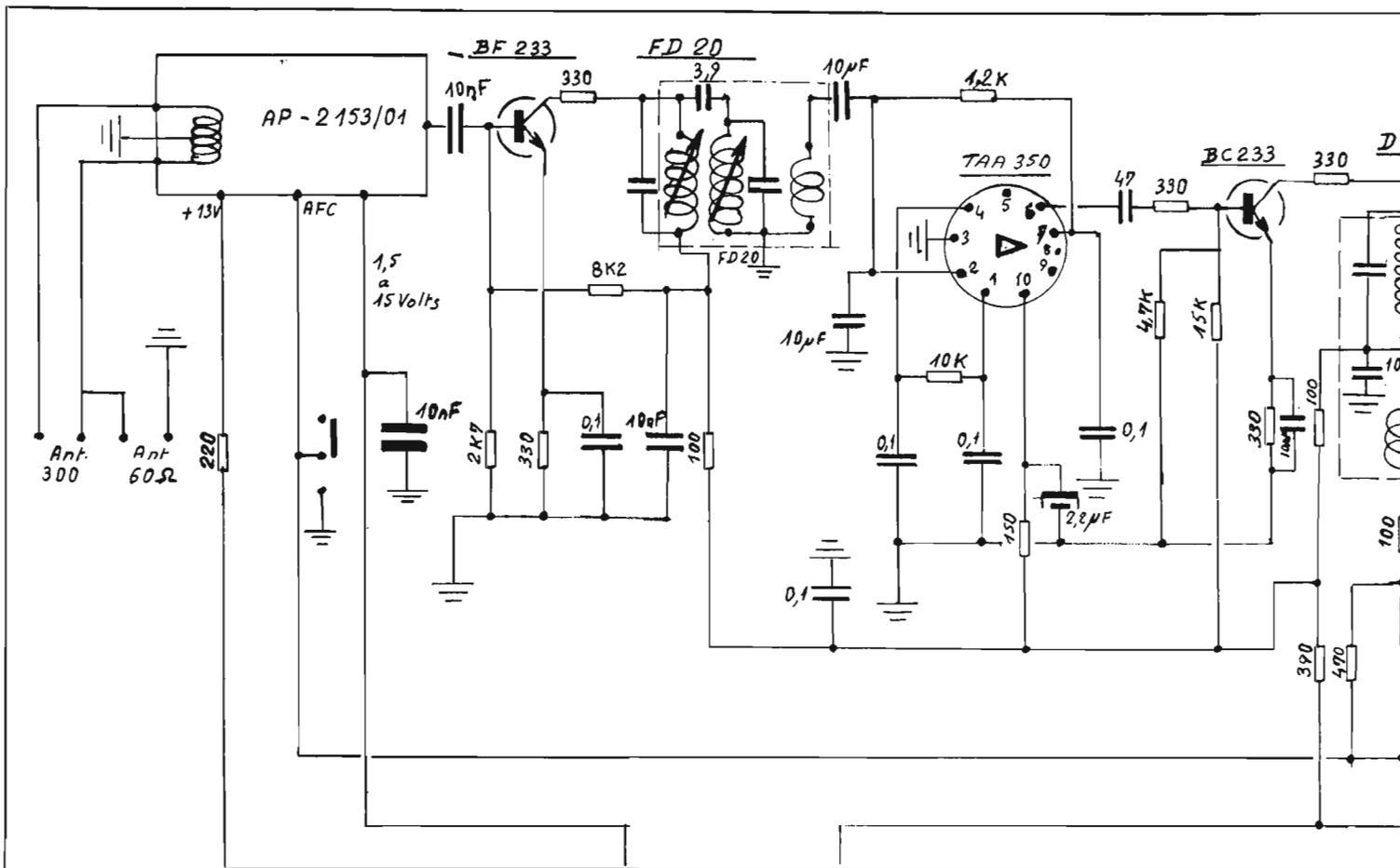
L'ALIMENTATION GENERALE

L'emploi de circuits intégrés nécessite parfois l'utilisation d'alimentation élaborée. Le tuner Sonic est doté d'une alimentation stabilisée à trois transistors.

Le primaire du transformateur d'alimentation autorise le raccord de l'appareil sur un secteur 110 ou 220 V tandis que le secondaire ne comporte pas de point milieu. Ce redressement est suivi en continu, l'autre pour les ampoules à incandescence de l'éclairage du cadran.

Le constructeur a retenu le redressement du type double alternance grâce à l'emploi d'un pont à quatre diodes, le secondaire ne comportant pas de point milieu. Ce redressement est suivi d'un filtrage énergétique à l'aide d'un condensateur de 2 200 μ F suivi d'un circuit électronique de stabilisation comportant un transistor ballast de puissance AD143, une diode Zener de référence ZG56 et deux transistors BC209 montés en amplificateur différentiel.

Ainsi réalisé, le circuit assure deux fonctions, il stabilise la tension d'une façon rigoureuse et procure un excellent filtrage



électronique des tensions alternatives résiduelles. Le constructeur a cependant rajouté en sortie un autre condensateur de 2 200 μF pour parfaire le filtrage.

LA SECTION AM

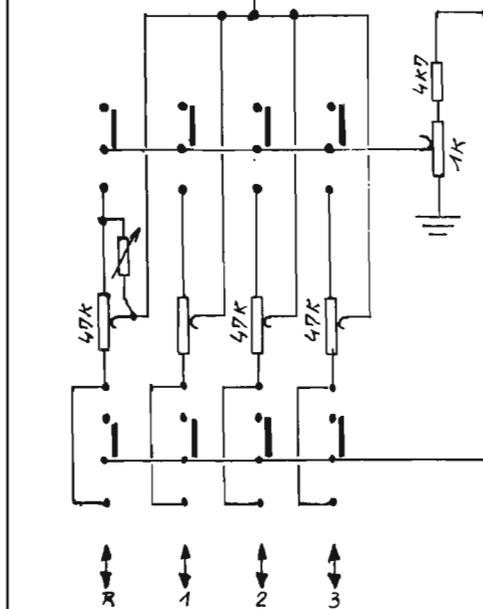
Pour la réception de la modulation d'amplitude le constructeur a fait appel à un circuit intégré TAA840 qui assure toutes les fonctions.

La constitution interne de ce circuit intégré est donnée à titre indicatif figure 2. Le TAA840 comprend les parties suivantes :

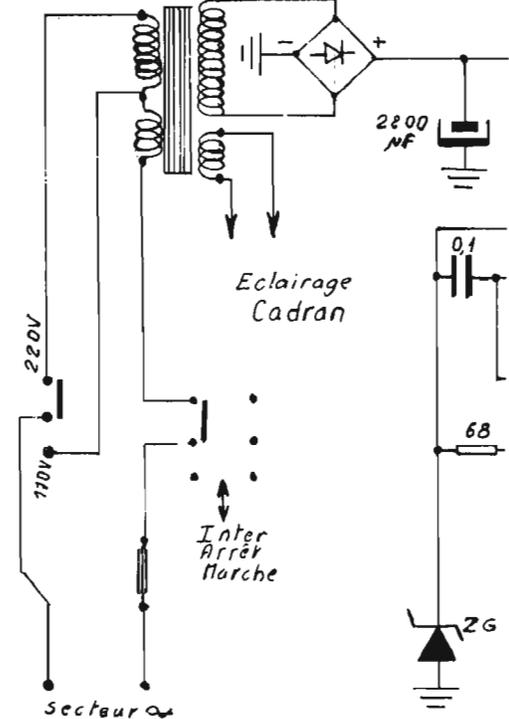
- Un amplificateur HF.
- Un oscillateur mélangeur.
- Un amplificateur FI avec CAG.

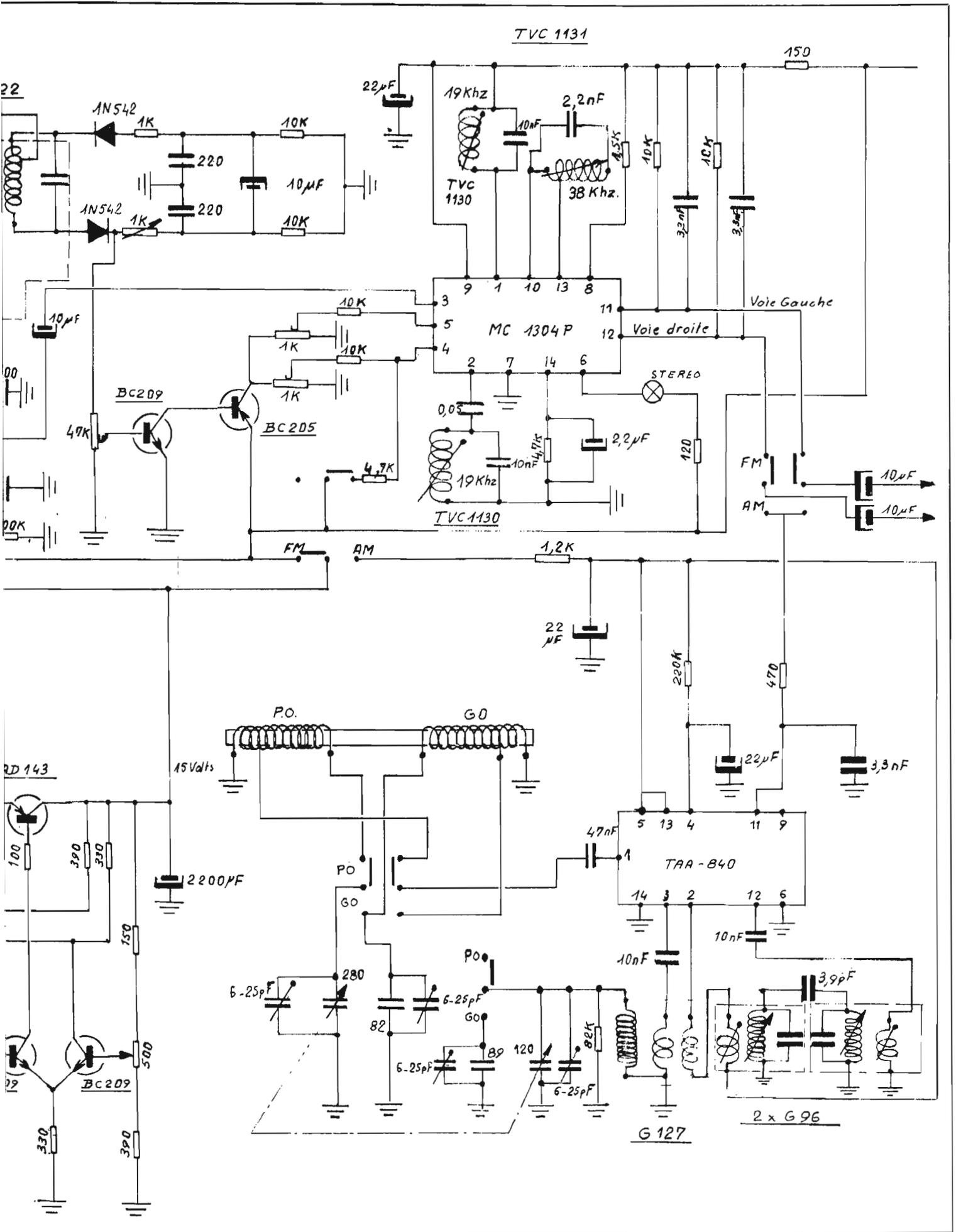
- Un détecteur.
- Un préamplificateur BF.

Dans ce circuit intégré présenté en boîtier DIL à 14 broches sont comprises la plupart des résistances. L'emploi d'un indicateur d'accord est également prévu le cas échéant. Dans ces conditions, et comme on peut le constater, il ne reste plus que très peu de composants « discrets ».



T 10994A-6v3
T 10994C-12v 110 A1





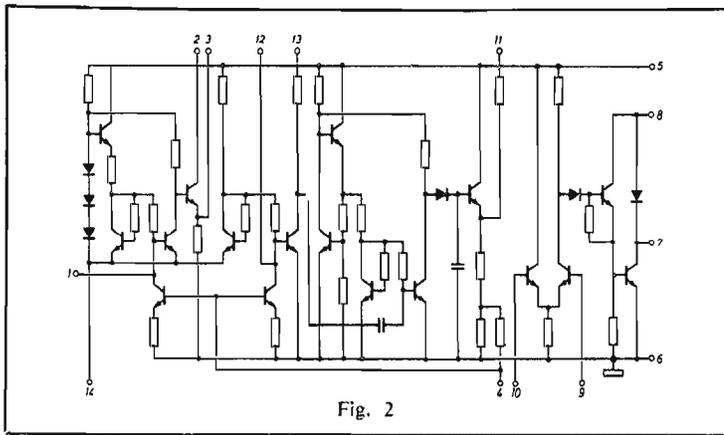


Fig. 2

La réception PO ou GO s'effectue sur cadre ferrite orientable qui constitue les bobinages d'entrée. Suivant la position du commutateur PO-GO, le signal est transmis par un condensateur de 47 nF du point d'entrée HF, le point (1) du circuit intégré.

Le bobinage oscillateur G127 est appliqué au point (3) du CI et à la masse, soit les points (14) et (6). L'accord s'effectue au moyen d'un condensateur variable à deux cages agissant sur le bobinage d'entrée et l'enroulement oscillateur. Pour la réception des grandes ondes un commutateur permet la mise en service de capacités additionnelles et leur condensateur « trimmer » associés.

La bobine d'entretien des oscillations est placée entre le point (2) et le filtre 2XG96. Ce dernier est intercalé entre les points (12) par l'intermédiaire d'un condensateur de 10 nF et le point (5) d'alimentation.

Le signal à fréquence intermédiaire est sélectionné par le filtre et transmis au circuit intégré qui l'amplifie et le détecte.

Dans ces conditions, la sortie BF est réalisée au niveau du point (11) par l'intermédiaire d'une cellule 470 Ω, 3,3 nF avant d'être acheminée vers la prise DIN au moyen d'un condensateur de liaison de 10 μF.

LA SECTION FM

La section FM pour une large part fait également appel aux circuits intégrés.

La tête VHF-FM autorise le branchement d'une antenne coaxiale 75 Ω ou bien un « twin lead » de 240 Ω d'impédance. Le module AP2153/01 est en outre doté d'une commande automatique de fréquence commutable afin de faciliter la recherche des stations tout en améliorant la stabilité de l'ensemble.

De la qualité de la tête VHF dépendent en grande partie les performances escomptées et en

particulier un rapport signal/bruit élevé associé à une largeur de bande satisfaisante.

L'accord des divers filtres de la tête VHF s'effectue par l'intermédiaire de diodes Varicap. Il en résulte que le traditionnel condensateur variable est remplacé par un potentiomètre monté en diviseur potentiométrique. On retrouve donc quatre potentiomètres de 47 kΩ pour l'accord FM, un pour la recherche manuelle et trois pour les pré-régulages de stations. Ces derniers sont mis en jeu en appuyant sur les boutons-poussoirs correspondants.

d'un étage préamplificateur équipé d'un BC233. L'enroulement tertiaire du circuit accordé DG22 permet d'extraire le signal BF complexe.

Au niveau du détecteur entre en action le circuit silencieux qui autorise la recherche manuelle des stations sans souffler afin de ne pas avoir à baisser la commande de niveau de l'amplificateur. Deux transistors complémentaires constituent un amplificateur à courant continu qui agit sur le circuit intégré décodeur stéréophonique MC1304P.

Le circuit intégré décodeur stéréophonique est logé dans un boîtier DIL à 14 broches. L'injection du signal BF composite s'effectue sur l'entrée du point (3). Les points (4), (5) et (8) servent à la mise en œuvre du circuit de « silencieux ».

Le signal complexe est alors amplifié et transmis au point (2) ou l'on a monté extérieurement un filtre à 19 kHz TVC1130 qui a pour rôle de ne conserver que le signal pilote à 19 kHz. De nouveau amplifié par le circuit intégré, on retrouve le signal du point (1) vers un deuxième circuit accordé sur 19 kHz.

Par l'intermédiaire d'un circuit doubleur de fréquence, le signal à 38 kHz est obtenu au

point (13). A cette borne se place un circuit calé sur 38 kHz. Ce dernier signal est ensuite transmis aux bases du système démodulateur.

Le résultat de la démodulation est présenté par les deux signaux « G » du point (11) et « D » au point (12). En ces points interviennent alors des cellules de désaccentuations formées par les éléments 10 kΩ et 3,3 nF.

Au point (6) se situe la commande lumineuse d'indication d'émission stéréophonique.

Les canaux « gauche » et « droite » sont alors d'un niveau suffisant pour être dirigés par l'intermédiaire de condensateurs de liaison vers la prise de sortie BF DIN.

CONCLUSION

On est en présence d'un appareil de performances très satisfaisantes. Le rapport qualité/prix de l'appareil est bon. La technologie très avancée de ce tuner lui confère des caractéristiques très intéressantes et à juste titre de nombreux amateurs Hi-Fi ne manqueront pas d'apprécier l'excellente écoute de cet appareil.

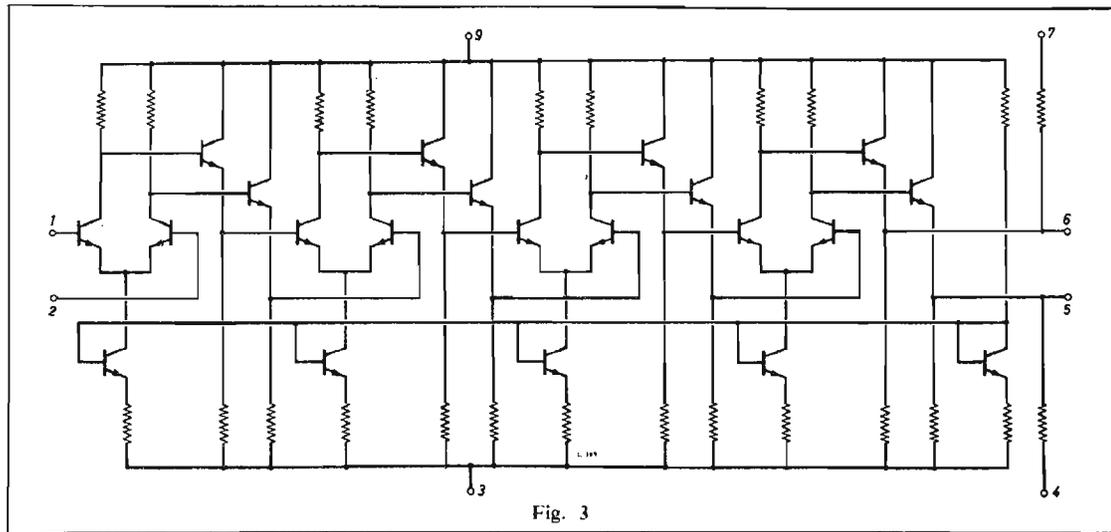


Fig. 3

Les signaux issus du module VHF sont alors amplifiés par un transistor silicium BF233 chargé par un filtre calé sur la fréquence intermédiaire de 10,7 MHz.

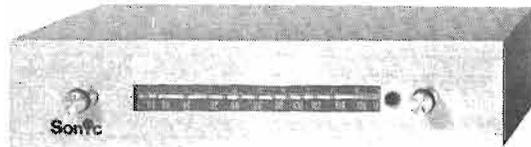
A ce niveau intervient un circuit intégré TAA350 monté en amplificateur FI spécialement conçu pour les signaux modulés en fréquence. Le TAA350 se présente sous la forme d'un « boîtier transistor » à 10 électrodes de sortie. La figure 3 fait apparaître la structure interne de ce circuit intégré.

Une succession d'étages différentiels, avec générateur de courant sur chaque étage, permet d'obtenir une réjection très élevée.

Le détecteur FM est précédé

"LE TUNER DE L'ANNÉE" SoniC = 440 F

TUNER HAUTE FIDÉLITÉ À DÉCODEUR STÉRÉO INCORPORÉ
(CLASSÉ POUR SON RAPPORT QUALITÉ/PRIX - GARANTIE 2 ANS)



Intégralement équipé de transistors au silicium - Bande FM de 87,5 MHz à 108 MHz - Sensibilité micro 4 V pour S/B de 30 dB - Distorsion < à 0,8% - Diaphonie > 33 dB - C.A.F. par varicap rattrapant la dérive de l'émetteur FM - Sortie antenne 75 Ω - Secteur 110-220 V - 50-60 Hz - Poids 1,6 kg - Dimensions : 315 x 135 x 70 mm.

IMPORTANT - Nous avons le plaisir de faire savoir à tous nos clients possédant déjà une chaîne SONIC qu'un prix spécial leur sera consenti sur présentation de facture. (Durée limitée)

AUDIOCLUB

7, rue Taylor, PARIS-X^e - Tél. 208.63.00

Parking : 34, rue des Vinaigriers C.C.P. PARIS 5379-89

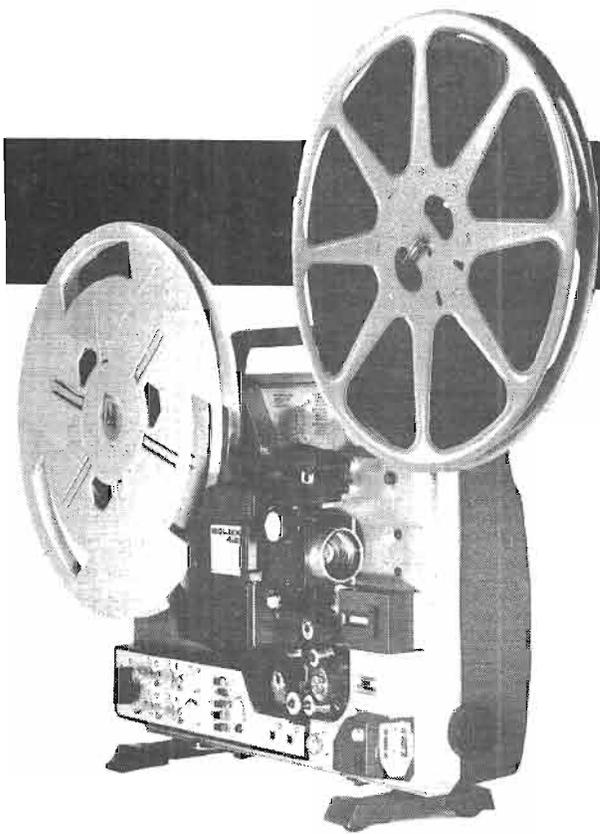


PHOTO-CINÉ

NOUVEAUTÉS TECHNIQUES ET CONSEILS PRATIQUES

(Suite : voir n° 1416)

UN PROJECTEUR AUTOMATIQUE AUX MULTIPLES POSSIBILITES

Les usages audio-visuels et publicitaires exigent désormais l'emploi de projecteurs de diapositives de plus en plus perfectionnés tant en ce qui concerne les qualités optiques que les dispositifs d'automatisme électriques et électroniques, et les possibilités de sonorisation.

Un nouveau modèle **Kodak Carousel S.A.V. 2000** offre sous ces différents rapports des caractéristiques nouvelles (Fig. 7 et 8). Ce projecteur est, en effet, équipé avec une lampe très puissante basse tension quartz halogène fonctionnant sous une tension de 24 V, avec une puissance maximale de 250 W, mais un dispositif de connexion très simple permet de réduire de 30 % l'intensité lumineuse de la lampe, ce qui permet, en même temps, l'augmentation de sa durée de vie, qui passe ainsi de 50 à 200 heures environ.

Cet appareil peut être muni de 9 objectifs interchangeable pour les différents cas de projection envisagés : pièces de dimensions normales, projection à très courte distance, grandes pièces ou projection en conférence ou salle de spectacle avec télé-objectif. Un objectif zoom à focale variable de 70 à 120 mm permet, en outre, l'adaptation aux salles de diverses dimensions,

pour des séries de projections dans des locaux différents.

Le magasin circulaire constitue, à lui seul, un moyen de transport des diapositives à l'abri des manipulations et des déclassements ; le couvercle empêche les diapositives de tomber, et les protège de la poussière. Ce panier peut contenir 80 diapositives, quelles que soient leurs montures, avec des dimensions maximales de 5 x 5 cm et une épaisseur de 3,2 mm.

Les changements de diapositives s'effectuent directement au moyen de touches disposées sur le projecteur, mais également par commande à distance au moyen d'une minuterie réglable ou d'une bande magnétique portant des « tops », ce qui permet ainsi la synchronisation sonore, et la commande extérieure est ainsi possible jusqu'à une distance de 16 m.

Cet appareil est muni également de dispositifs spéciaux de projection absolument nouveaux, et qui n'existaient pas sur les modèles précédents, ni, d'ailleurs, sur les projecteurs d'un autre type, et, tout d'abord, un micro-rupteur arrête automatiquement le mouvement du magasin à la position d'enlèvement zéro, quand celui-ci est commandé par le dispositif de retour à zéro.

Un dispositif de fondu rapide automatique supprime, par ailleurs, le passage au noir si désagréable entre deux vues, et un dispositif de fondu variable permet en quelque sorte, de moduler

la durée du fondu, qui peut être rapide ou très lent, de 1 à 4 secondes, tandis qu'une minuterie incorporée permet également de régler la durée de projection de chaque diapositive de 2 jusqu'à 30 secondes sans aucun accessoire extérieur nécessaire (Fig. 9).

LES FIBRES OPTIQUES ET LA PRISE DE VUES

Sont des systèmes optiques de guidage des rayons lumineux qui permettent désormais d'effectuer des observations et des recherches d'éléments internes difficiles à étudier directement, et même d'assurer des prises de vues fixes ou animées. C'est là, le principe de la **photographie endoscopique**.

Depuis bien longtemps, on a

cherché, d'ailleurs, à transmettre la lumière au moyen d'un conducteur flexible, comme on peut transmettre l'électricité au moyen d'un fil conducteur ; en tenant compte de la théorie électromagnétique et de l'analogie entre les ondes électriques et lumineuses prévue par Maxwell, il est possible d'envisager la conduction de la lumière d'une manière analogue à celle de la conduction de l'énergie électrique.

D'une manière plus simple, il est possible d'envisager pratiquement le guidage et la conduction de la lumière à l'aide de dispositifs produisant des réflexions totales multiples.

On a réussi, depuis longtemps, à réaliser ainsi des systèmes de barres conduisant la lumière, établies avec des matériaux op-

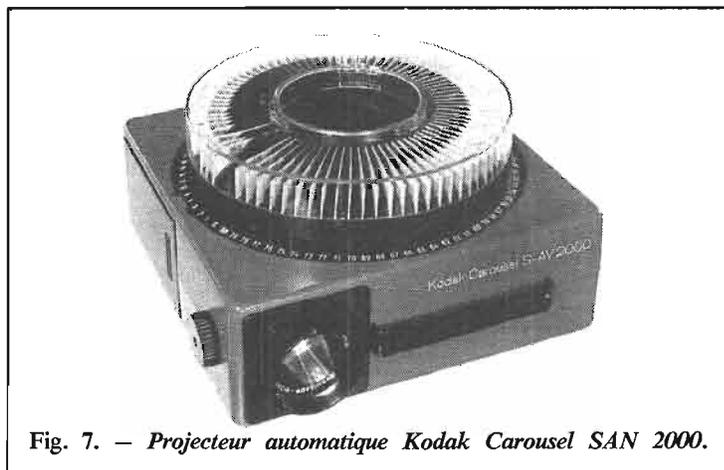


Fig. 7. — Projecteur automatique Kodak Carousel SAN 2000.

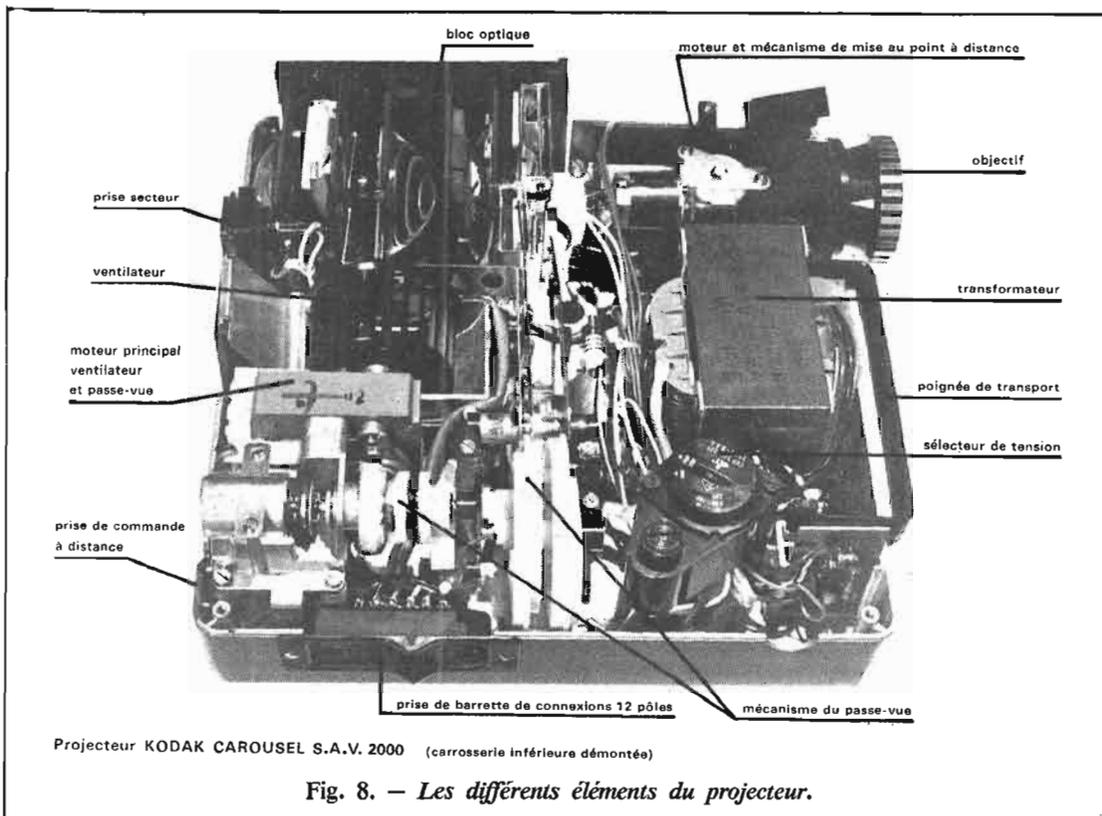


Fig. 8. — Les différents éléments du projecteur.

tiques connus et de formes diverses plus ou moins courbes, ce qui permet, en particulier, de réaliser des effets décoratifs saisissants en établissant des gerbes optiques, qui ont l'apparence de fontaines d'eau cristalline.

En fait, lorsque les rayons lumineux frappent les parois latérales des tubes sous un angle d'incidence assurant la réflexion totale, la lumière incidente ne

peut être diffusée par les surfaces latérales, et elle est simplement transportée par une série de réflexions en zig-zag vers l'extrémité de sortie.

Mais les progrès réalisés ont permis désormais d'établir des conducteurs de lumière de plus en plus minces, et qui deviennent alors flexibles, que l'on peut grouper en un faisceau constituant **un câble**; les pertes de

lumières sont alors plus importantes en raison du nombre plus élevé de réflexions totales, mais on peut désormais les réduire en choisissant convenablement la composition du verre utilisé au point de vue optique.

On emploie ainsi désormais des câbles de conduction de lumière, et il est également possible de transmettre des images au moyen de câbles flexibles; il est

nécessaire, dans ce but, que les fibres présentent aux deux extrémités du faisceau le même état d'ordre et les valeurs optiques à transmettre sont projetées ou appliquées par contact dans la face d'entrée du câble.

Ces câbles de conduction de lumière peuvent constituer ainsi des éléments précieux d'appareils optiques, électroniques, ou de mécanique de précision et toutes les fois qu'il s'agit de transmettre de la lumière dans des conditions de grande flexibilité et en bénéficiant d'une grande ouverture numérique.

Il est ainsi possible d'éclairer des points quelconques sans avoir recours à des miroirs de déviation, des prismes, ou des lentilles nécessitant des réglages précis, ce qui permet de réduire les dimensions des appareils et de simplifier leur manœuvre.

En combinaison avec des appareils optiques, il devient possible d'éclairer les cavités du corps, l'intérieur de tous les récipients et des tuyauteries, de transmettre de la lumière à des emplacements exposés à des radiations.

A partir d'une source lumineuse centrale, on peut aussi éclairer plusieurs objets à l'intérieur des appareils, ce qui assure une meilleure utilisation de la lampe unique et une augmentation de la sécurité de fonctionnement.

En séparant le boîtier contenant la lampe de l'appareil optique, et en transmettant la lumière par l'intermédiaire d'un câble flexible conducteur, il devient possible de réduire au minimum les dimensions de l'ap-

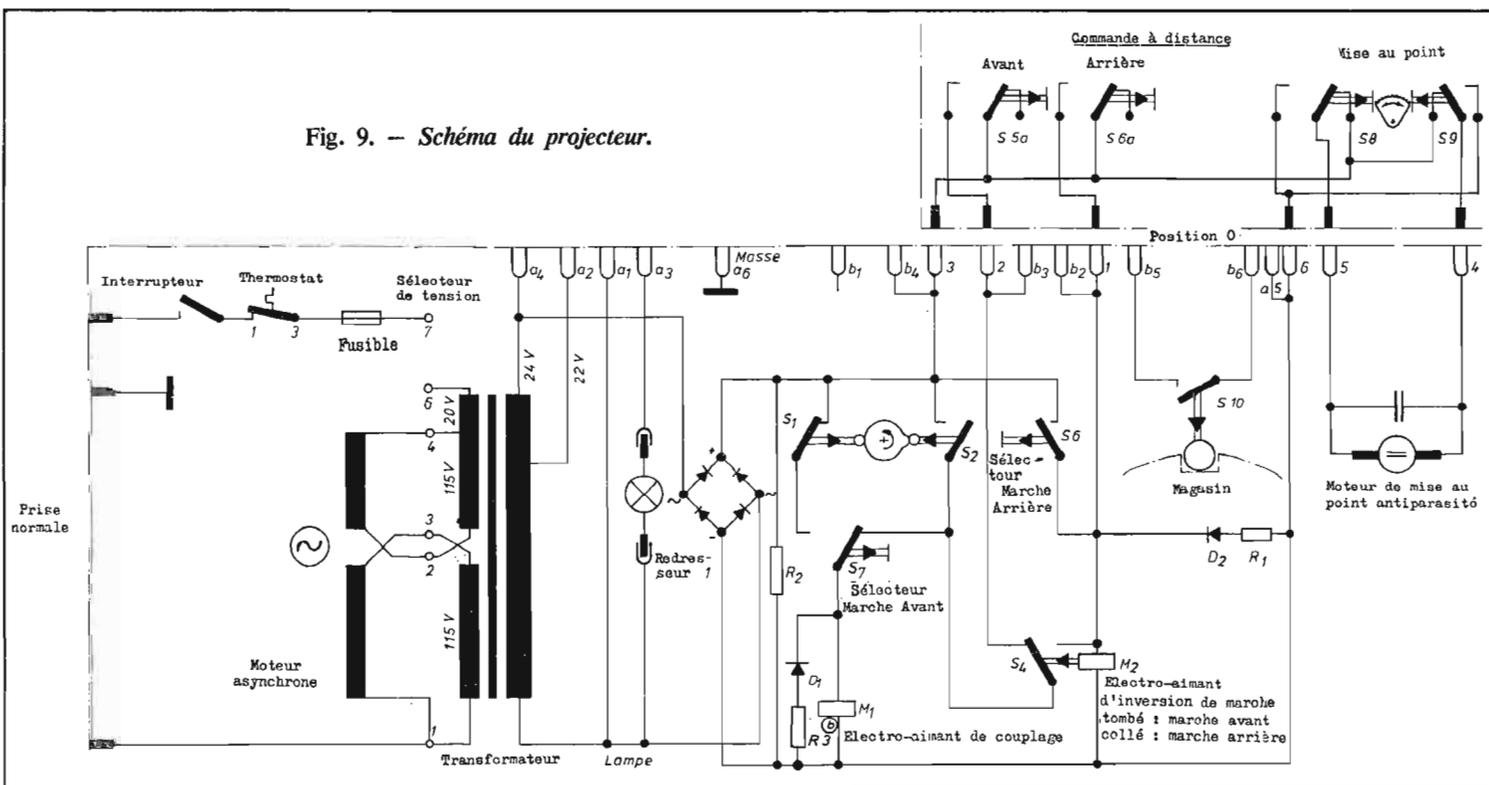


Fig. 9. — Schéma du projecteur.

pareil et le dégagement de chaleur à l'intérieur de ce dernier.

On peut ainsi transmettre à des dispositifs optiques, un flux lumineux intense dans des conditions beaucoup plus faciles et augmenter l'efficacité en conservant les mêmes dimensions, de façon à permettre un enregistrement photographique et une transmission par télévision plus facile.

L'établissement des **plaques de fibres**, réalisées d'après les mêmes méthodes est désormais envisagé pour la construction de **convertisseurs d'images** utilisés dans des amplificateurs de lumière, pour les amplificateurs d'images ou pour assurer les perfectionnements des tubes cathodiques images en noir et blanc et en couleur.

LES CABLES PRATIQUES DE CONDUCTION DE LUMIERE

Des câbles de conduction de lumière de ce genre sont désormais réalisés dans différentes dimensions, ils comprennent un grand nombre de fibres de verre extrêmement minces, mobiles les unes par rapport aux autres, et réunies à leurs extrémités en une section circulaire. Chaque fibre est composée d'un noyau de verre à grande réfraction optique et d'une mince enveloppe de verre transparent d'indice de réfraction plus faible; le diamètre n'est que de l'ordre de 30 microns environ.

Les extrémités des fils sont meulées et polies optiquement; le transport de la lumière n'est pas influencé par la flexion du câble, qui est seulement limitée par la résistance des fibres à la rupture.

Différents types sont prévus selon la température envisagée et avec différents diamètres de faisceau; les premiers avec enveloppe en matière plastique sont destinés à être utilisés à l'intérieur des appareils; les autres comportent une gaine en matière plastique également mais avec renforcement par ressorts d'acier.

Pour l'éclairage intense des cavités du corps, ou en utilisant des éléments additionnels, on peut obtenir ainsi une lumière intense froide transmise aux endroits difficilement accessibles.

Les câbles flexibles pour conduction de lumière doivent se prêter ainsi à de nombreuses applications pour assurer la résolution de nombreux problèmes posés dans la construction des appareils d'optique.

LES APPAREILS PRATIQUES DE PRISE DE VUES A FIBRES OPTIQUES

Des appareils récents baptisés **Camérascopes** et, en particulier, de fabrication américaine,

offrent désormais aussi dans ce domaine un grand intérêt pratique. Ils permettent, à la fois, l'inscription simultanée et l'enregistrement photographique de surfaces qui semblaient jusqu'ici inaccessibles dans un grand nombre d'applications.

L'appareil est réalisé sous la forme d'un bloc complètement portatif, capable de fonctionner dans les conditions les plus délicates ou les plus sévères. Il est alimenté par des batteries de piles autonomes et réalisé dans des conditions qui lui confèrent des caractéristiques de fonctionnement de haute qualité et une très grande sécurité de service.

Il comporte une caméra photographique miniature et un dispositif à fibres optiques pouvant être réglé manuellement ou automatiquement sans aucune difficulté; il permet le contrôle jusqu'à des profondeurs de l'ordre de 3,60 m dans les zones les plus difficilement accessibles, aussi bien pour les observations que pour les enregistrements photographiques.

L'utilisation est extrêmement simple; elle peut être effectuée après un apprentissage très rapide, aussi bien pour les photographies en couleur qu'en blanc et noir. La caméra miniature utilisée permet d'obtenir des vues stéréoscopiques à trois dimensions; elle est munie d'un obturateur et d'un système d'éclairage à éclair intégral. La batterie d'alimentation peut être remplacée par un bloc d'adaptation permettant l'utilisation du courant continu ou alternatif.

Le câblage est effectué avec des conducteurs isolés au nylon et tressés en métal inoxydable; le mécanisme de changement du film permet l'exécution de vues stéréoscopiques 6×13 ou d'images ordinaires 12×16 . Le film employé en noir et blanc ou en couleur d'une largeur de 5 mm, permet l'obtention d'images que l'on peut agrandir dans un rapport de l'ordre de $\times 100$, et le fonctionnement peut être réglé

à distance automatiquement ou semi-automatiquement.

L'objectif utilisé est une combinaison Triplet modifiée d'un angle de 86° , dont l'ouverture est de F 16, et qui permet une résolution de 0,005, en couvrant un champ périphérique de 360° .

Le transmetteur d'image à fibres optiques permet la transmission d'images de 4×5 mm, au moyen de fibres d'un diamètre de 10 microns dont la longueur peut varier entre 0,90 m et 3,60 m, et qui comportent une gaine formant un câble tressé inoxydable de 12 mm.

Ce **Camérascope** est ainsi un dispositif, qui combine, à la fois, les principes des fibres optiques et des caméras miniaturisées et se prête à de multiples applications nouvelles de caractère très divers dans les laboratoires, comme, d'ailleurs, dans la technique, et dans l'industrie.

L'indication de ces caractéristiques, à titre d'exemple, suffit pour montrer déjà les possibilités des dispositifs actuels, et leur intérêt mérite, sans doute, de nouvelles précisions.

LA SIMPLIFICATION DU DESSIN ANIME PAR L'ELECTRONIQUE

Le dessin animé est une technique qui attire spécialement l'attention à l'heure actuelle, en particulier, en raison des films de long métrage français récemment présentés au Festival de Cannes, et des congrès d'amateurs au cours desquels on a pu voir des œuvres remarquables réalisées par des non-professionnels ingénieux, et aux grandes aptitudes artistiques.

Le principe reste toujours le même; il consiste à effectuer des enregistrements sur des films sensibles, en général, de dessins successifs différant légèrement les uns des autres, de façon à faire appel à la persistance de l'impression rétinienne. Il faut ainsi, en général, envisager l'inscription de 24 images par seconde

pour assurer l'illusion d'un mouvement continu avec sonorisation correspondante; une cadence plus réduite risque de produire des phénomènes de papillotement désagréables et gênants.

Il faut 24 dessins différents pour obtenir une seule seconde de projection, ce qui rend le travail long et délicat, on a donc essayé depuis longtemps de simplifier ce travail matériel, sans nuire à la qualité des films. A l'intention des amateurs, on a ainsi proposé des dispositifs de report plus ou moins curieux, par exemple, à l'aide de pommes de terre « imprimées », ou de panneaux comportant un grand nombre d'aiguilles spéciales éclairées, et ces systèmes de truquage méritent, tout au moins, d'être signalés, en raison de leur simplicité.

Dans certains cas, d'ailleurs, on peut seulement recourir à des truquages spécialement adaptés aux sujets des dessins considérés. Il en est ainsi, par exemple, lorsqu'il s'agit de montrer un objet mobile qui se déplace devant un décor; on peut obtenir une impression de vitesse en maintenant fixe la bande sur laquelle l'objet mobile est dessiné, et en déplaçant le fond derrière le bloc. Le déroulement peut être continu, en tirant la feuille sur laquelle le fond est dessiné pendant que les images sont enregistrées.

LES SYSTEMES DE SIMPLIFICATION OPTIQUES

Depuis déjà assez longtemps, on a songé à utiliser des dispositifs optiques, souvent fort ingénieux et à fonctionnement plus ou moins automatique, pour diminuer le travail de l'opérateur de prise de vues de dessins animés, et obtenir ainsi des films de même qualité, plus rapidement et dans de meilleures conditions de régularité et d'économie, en **diminuant le nombre de dessins nécessaires** pour une même durée de projection.

Le principe, dit du « **fnoudu enchaîné** », a déjà été utilisé pour reproduire l'illusion du mouvement, en projetant sur un même écran deux séries d'images fixes, chaque image d'une série remplaçant progressivement l'image précédente de l'autre série, à laquelle elle est **superposée**, en apparaissant progressivement au fur et à mesure que s'estompe l'image précédente. A l'instant où cette dernière s'éteint totalement, ce qui correspond à une luminosité maximale pour la nouvelle image, elle est automatiquement remplacée par une image suivante de la série, qui, à son tour, prend

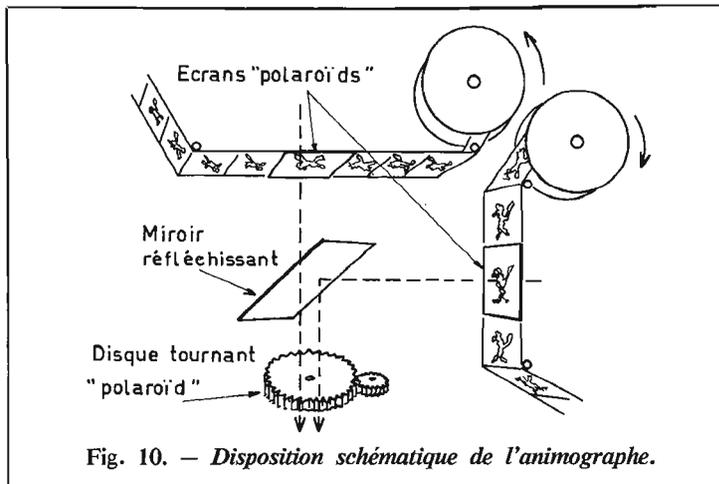


Fig. 10. — Disposition schématique de l'animographe.

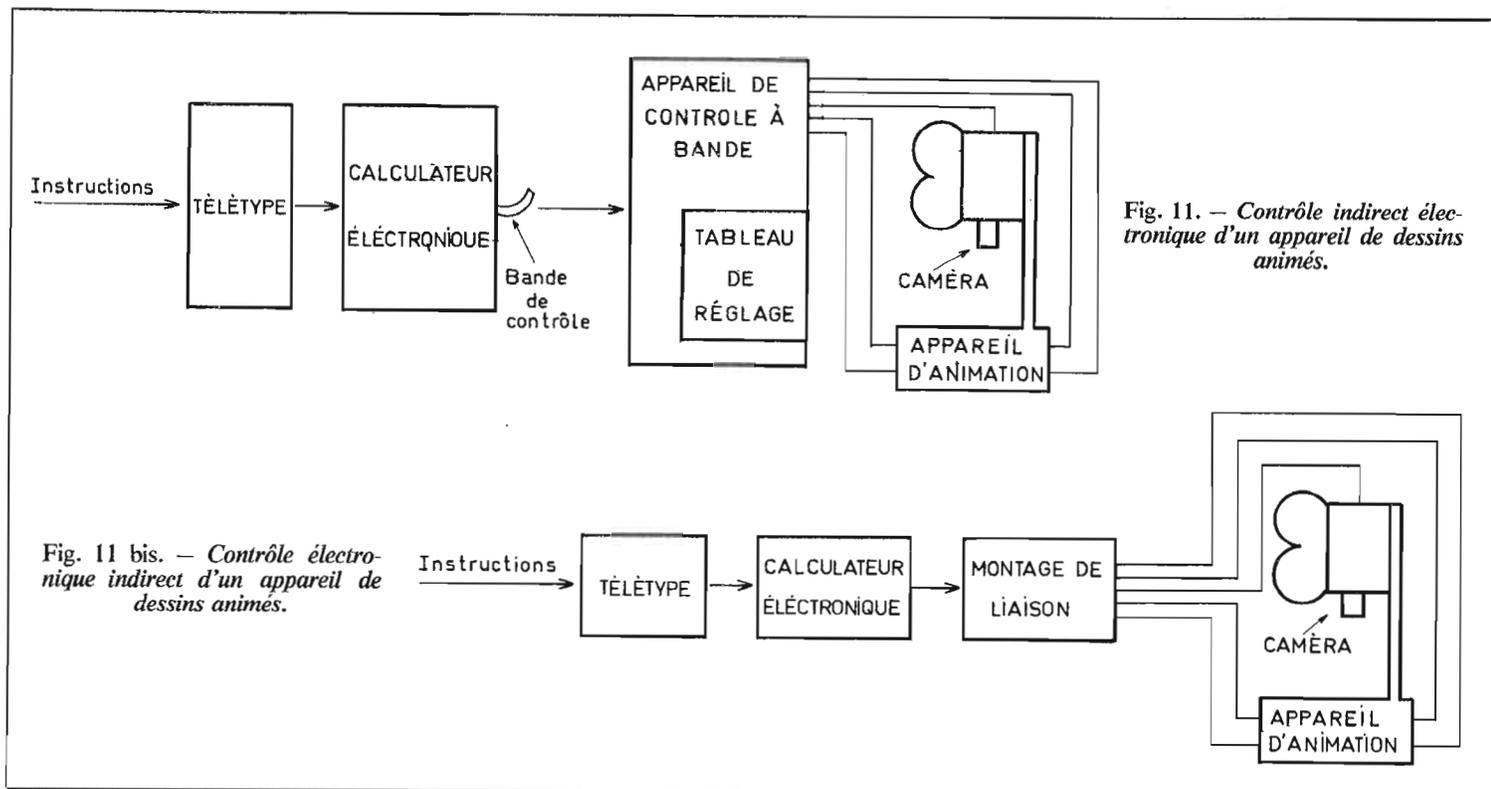


Fig. 11. — Contrôle indirect électronique d'un appareil de dessins animés.

Fig. 11 bis. — Contrôle électronique indirect d'un appareil de dessins animés.

peu à peu la relève de la nouvelle image. C'est là, un procédé qui est employé pratiquement, tout au moins, sur de petits projecteurs très simplifiés du genre « jouet ».

L'application de ce phénomène permet cependant de réduire de moitié la cadence de prise de vues ; un mouvement très rapide peut ainsi être parfois remplacé par un fondu enchaîné en plusieurs images, quatre au minimum. Chaque image reçoit, au cours d'une double exposition, la même quantité de lumière, et demeure d'une densité analogue, à celle de la série d'images précédant le fondu enchaîné ou le suivant.

L'effet obtenu peut demeurer satisfaisant à la projection et on ne s'aperçoit pas qu'il a suffi de deux dessins seulement pour reproduire un geste complet à un changement d'attitude du sujet animé.

Ce genre de truquage, parfois très ingénieux, exige cependant beaucoup d'habileté et une longue pratique pour un résultat malgré tout limité.

UN DISPOSITIF OPTIQUE L'ANIMOGRAPHE

Parmi les nombreux dispositifs optiques imaginés ainsi pour simplifier la technique du dessin animé, il faut, en particulier, citer l'animographe français, dû à MM. J. Dejoux et Kitroser, et présenté il y a quelques années. Son but consistait à réduire le nombre de dessins nécessaires pour recréer le mou-

vement, en utilisant 4 ou 5 images, sinon 3, pour obtenir une seconde de projection. Ainsi, le temps nécessaire pour réaliser un dessin animé moyen devait être réduit dans la proportion de 100 environ, ce qui constitue un progrès d'autant plus remarquable que les moyens mis en œuvre étaient en fait très simples.

L'appareil fonctionnait suivant le principe du fondu-enchaîné, mais en permettant de réduire, dans une proportion encore plus grande, le nombre des images, sans altérer l'illusion d'un mouvement continu et non saccadé, grâce à la restitution du mouvement par une fusion continue des dessins successifs, assurant une luminosité constante de l'image observée.

Dans un appareil à fondu enchaîné, les deux séries d'images paires et impaires, sont reproduites habituellement sur une même bande et les portions de bandes défilant devant chaque projecteur sont décalées, ce qui exigeait des opérations difficiles d'enroulement et de déroulement entre le dessin des images et la restitution du mouvement.

Dans cet appareil, on utilisait deux bandes distinctes, sur lesquelles sont dessinées respectivement deux demi-séries d'images, l'une correspondant aux images paires et l'autre aux images impaires d'une série. Chaque image d'une série représente une phase du mouvement, décalée dans le temps de ses deux voisines, d'une fraction de seconde comprise entre un tiers et un huitième.

On fait défiler les deux bandes d'une manière intermittente devant deux projecteurs distincts comportant des dispositifs de superposition d'éclairage et d'extinction progressifs, et d'observation des images avec une cadence de défilement très lente. Cette disposition présente plusieurs avantages, car il est possible de dessiner rapidement toutes les images correspondant à un mouvement de durée assez longue et de faire défiler ces images directement au sortir de la table de dessin dans un appareil de restitution du mouvement (Fig. 10).

COMMENT UTILISER L'ELECTRONIQUE

Mais, dans cette technique comme dans beaucoup d'autres désormais, l'emploi des procédés électroniques est envisagé, et devrait permettre d'assurer une transformation complète des procédés d'exécution, en réduisant le travail manuel des opérateurs et en leur permettant d'envisager de nouvelles solutions et de nouvelles formes artistiques originales.

Comme nous l'avons noté plus haut, la technique classique pour l'exécution des dessins animés exige un dessin séparé pour chaque image du film. Ainsi, pour une vitesse de film habituelle de 24 images/seconde les cartoons de film d'une certaine longueur exigent plus de 300 000 dessins séparés. Dans les meilleures conditions, un opérateur exercé doit consacrer plus de 2 000 heu-

res de travail pour effectuer les prises de vues sur l'appareil d'animation, ce qui correspond à une durée dix fois plus grande pour l'exécution complète des images.

A l'heure actuelle, la minute de projection revient à un prix moyen de l'ordre de 7 500 F pour les films d'animation produits par la méthode habituelle de prise de vues d'une image à la fois.

Grâce à l'emploi des procédés électroniques dans l'animation, il est déjà possible d'envisager une réduction de la durée du travail et des prix qui peut atteindre plus de 60 %. Ainsi, les « cartoons » de dessins animés récents utilisés aux Etats-Unis sont déjà produits en grand nombre au moyen de dispositifs contrôlés par des calculateurs électroniques. Les artistes ont encore à dessiner une seule version de chaque décor ou de chaque fond et une image pour chaque vue d'un mouvement non répétitif, mais l'appareil d'animation contrôlé par ordinateur électronique réalise désormais le travail en contrôlant l'appareil de prise de vues de façon à produire le mouvement du décor, et à fournir les figures en différentes perspectives au fur et à mesure du mouvement.

Les calculateurs actuels ne sont cependant pas encore adaptés complètement pour la production de films animés de qualité directement sur les écrans des tubes cathodiques. Bien que les calculateurs déjà prévus pour les travaux graphiques puissent produire des dessins compliqués des mouvements pour un ou deux dessins détaillés, ils n'ont pas encore la capacité nécessaire et les

grandes vitesses utiles pour réaliser des caractères nombreux et très détaillés de « cartoons » avec les mouvements correspondants, et un décor mobile très élaboré.

Lorsque les dispositifs des calculateurs et les programmes prévus deviendront encore plus sophistiqués, cependant, les films d'animation réalisés par calculateurs et beaucoup moins coûteux deviendront une réalité ; ces dispositifs rendront également possible l'exécution de dessins stéréoscopiques en trois dimensions.

L'utilisation pratique des calculateurs électroniques pour réaliser les mouvements et les images animées des films et des transmissions d'animation est donc déjà étudiée sérieusement et mise en pratique. Deux méthodes sont possibles ; dans la première, on se contente d'utiliser les ordinateurs pour animer les sujets réalisés par les méthodes classiques ; dans les autres procédés, la transformation est plus complète et l'on emploie des dispositifs électroniques fournissant directement les images utilisables.

Les calculateurs sont analogiques ou digitaux ; dans les premiers, les signaux d'entrée ont des amplitudes variables, ils peuvent ajouter, soustraire, multiplier, diviser, différencier et intégrer, mais toujours sous une forme continue, d'après les variations d'amplitudes des signaux continus d'entrée et de sortie.

Les calculateurs digitaux agissent sur des quantités ou des valeurs discrètes, c'est-à-dire distinctes, avec des intervalles et non continues. Les signaux d'entrée appliqués doivent être fournis sous la forme digitale et convertis de la forme analogique à la forme numérique.

Dans un certain sens, les calculateurs digitaux sont, par leur principe même, beaucoup mieux adaptés aux travaux cinématographiques que les calculateurs analogiques, puisque les images animées et les opérations des calculateurs digitaux sont évaluées en fonction du temps : il convient donc, tout d'abord, d'étudier les techniques digitales.

Les utilisations des calculateurs électroniques pour transformer les méthodes d'animation, peuvent être, comme nous l'avons noté précédemment, classées en deux catégories.

Dans la première, la machine électronique est employée pour le contrôle des mouvements et des fonctions de la caméra et des différentes surfaces de support ou d'émulsions sensibles.

a) Le contrôle peut être **indirect** et s'exercer extérieurement à la chaîne habituelle des appareils d'enregistrement (off line).

b) Le contrôle peut être **direct** et s'exercer ainsi directement sur les appareils habituels (on line).

Dans la deuxième catégorie générale de procédés, on emploie un tube à rayons cathodiques sur l'écran duquel viennent se former des images de l'animation, mais deux méthodes sont encore possibles. Dans la première, les images formées sont **statiques** ; dans la deuxième, elles sont continuellement variables, et le procédé est donc **dynamique**.

LE CONTROLE ELECTRONIQUE INDIRECT DES APPAREILS D'ANIMATION

Le contrôle numérique réalisé au moyen d'un ordinateur électronique peut être adapté aux matériels habituels servant à l'animation de la manière suivante.

L'opérateur détermine d'abord quel est l'effet d'animation nécessaire : panoramique, plongée, zooming, cadrage variable, etc. Les instructions nécessaires sont envoyées au ordinateur au moyen d'un télétype, comme on le voit sur la figure 11 et le ordinateur effectue les calculs nécessaires.

C'est le ordinateur qui fournit ainsi les instructions utiles pour le contrôle, qui peuvent être enregistrées sous la forme de perforations sur une bande de papier spécial.

Cette bande, à son tour, est placée dans un lecteur de bandes, qui est relié aux moteurs de contrôle et à des relais d'un appareil d'animation modifié. Les systèmes de lecture assurent le décodage de la bande et fournissent des signaux d'entrée électrique à l'appareil, qui peut ainsi effectuer les opérations utiles.

Ce système constitue un appareil indirect, parce que le ordinateur ne contrôle pas ainsi directement le fonctionnement de l'installation, ce qui est assuré avec un appareil à contrôle direct ou « on line ».

Un tel système permet d'obtenir des effets de mouvements de panoramique et de rotation. En raison de la nature du ordinateur, ces mouvements peuvent être représentés sous une forme plus saisissante et plus réelle, car le ordinateur peut définir avec précision l'accélération et la décélération normales de tels mouvements.

De la même manière, les effets de « zooms », c'est-à-dire de rapprochement ou d'éloignement, peuvent être réalisés en employant cette technique et, par suite, toutes les combinaisons de panoramique, de plongée, de zooming, de rotation avec compréhension convenable.

L'obturateur de la caméra peut aussi être contrôlé ce qui permet des effets précis de fondu et d'évanouissement ; ce résultat est particulièrement important dans le cas des fondus.

D'autres effets sont également possibles grâce au contrôle de l'obturateur, pour assurer un effet d'action cyclique dans les procédés d'animation habituels. Le procédé permet de réduire la durée du temps passé et l'effort de l'artiste, mais exige des variations aussi nombreuses des dessins sur « cels » pour des raisons artistiques.

Avec le contrôle de l'obturateur effectué par ordinateur, les cadrages peuvent être effectués en assurant une répétabilité très satisfaisante et sans danger d'erreurs, comme dans les opérations réalisées par un opérateur humain.

Dans les cas les plus simples, le nombre total des variations de transparents ou « cellos » peut être inférieur d'une unité au nombre de « cels » exigés pour un seul cycle complet.

Avec un contrôle convenable par ordinateur des premiers plans et du fond, ce cadrage de précision peut être utilisé même lorsque le fond et le premier plan se déplacent l'un vers l'autre. Ce fait permet d'augmenter le rendement d'une façon remarquable ; cycle de 12 cels peut être filmé en 12 passes de film.

Tout d'abord, toutes les images n° 1 de chaque cycle sont exposées par la technique habituelle « pas à pas » ; l'obturateur demeure fermé pour toutes les autres images restant de chaque cycle. Le film est ensuite rebobiné et toutes les images n° 2 sont exposées de la même façon, et ainsi de suite, jusqu'à ce que toutes les images des 12 cycles soient exposées.

Le fonctionnement de l'obturateur et le reboinage avec l'obturateur fermé, sont évidemment déterminés à l'avance au moyen d'un programme ; si les vitesses avant et arrière de la caméra et ensuite les temps d'exposition sont exactement les mêmes, la moitié de ces passes peuvent même être supprimées en effectuant un entraînement convenable en marche arrière. On peut ainsi gagner beaucoup de temps et, par exemple, effectuer 239 changements pour une scène de 10 secondes avec 20 cycles complets de 12 images.

Il est cependant important de noter que cette technique utilise les cels habituels d'animation, appareils classiques ; il s'agit ainsi, en quelque sorte, d'un **enregistrement d'animation contrôlé par un ordinateur**.

Un aspect très important de ce procédé consiste dans le fait qu'il est complètement répétable ; si la bande initiale est détruite ou endommagée, il est facile de refaire la scène avec précision, ce qui est à peu près pratiquement impossible avec les procédés ordinaires. De plus, en raison des systèmes

de contrôle de cette forme d'animation, il est possible d'assurer un entraînement à la vitesse maximale, si on le désire.

Dans le système à **contrôle indirect**, les bandes de contrôle sont souvent conservées et utilisées à nouveau et non pas conservées dans le ordinateur. Cela permet dans un studio comportant plusieurs installations d'animation d'utiliser plusieurs appareils au moyen des calculateurs sans gêne mutuelle.

LA METHODE A CONTROLE ELECTRONIQUE DIRECT

En principe, l'enregistrement des images d'animation avec contrôle direct par ordinateur est effectué de la même façon qu'avec le contrôle indirect, mais le ordinateur est relié directement au système de prise de vues d'animation au moyen d'un dispositif de liaison convenable (Fig. 11 bis).

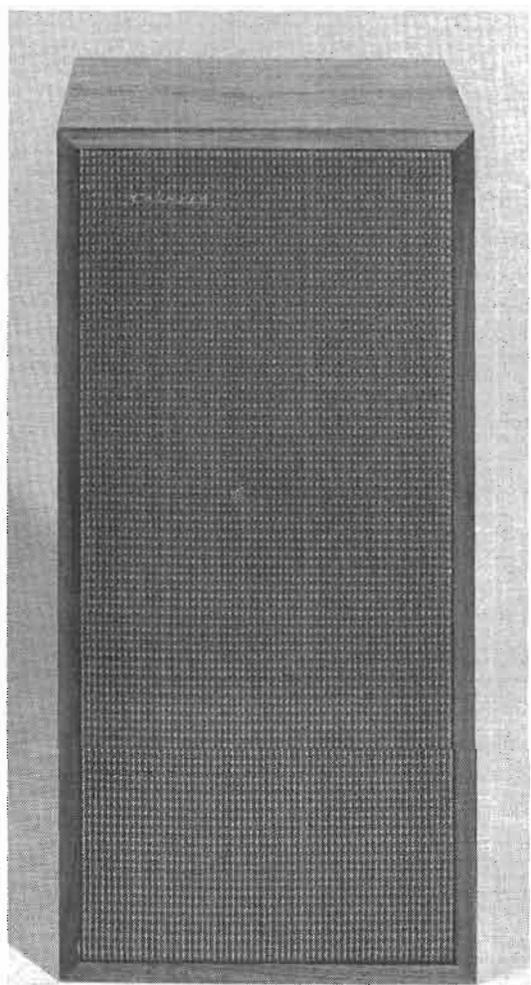
Avec emploi d'une mémoire extérieure pour le ordinateur, ce genre de contrôle est spécialement destiné à la production des séquences d'animation longues et complexes et la méthode présente à la fois, des avantages et des inconvénients.

Les principes de fonctionnement offrent les mêmes avantages techniques évidents par rapport aux procédés classiques. Tous les signaux de contrôle inscrits, par exemple, par perforations dans un appareil à contrôle indirect sont contenus dans le ordinateur de telle sorte qu'ils peuvent être transférés directement à l'appareil de prise de vues d'animation sans étapes additionnelles, ce qui réduit beaucoup la durée des prises de vues. De plus, les qualités exigées du système d'adaptation peuvent être plus simples que celles nécessaires pour un lecteur de bandes.

Par contre, un système de contrôle direct asservit le ordinateur, qui ne peut être employé à d'autres usages. Dans un studio qui comporte seulement un ordinateur et un appareil d'animation, cela peut constituer ou non un inconvénient plus ou moins grave ; dans un studio comportant des appareils d'animation multiples, il faut choisir entre l'emploi de systèmes de calculateurs additionnels et l'utilisation d'un ordinateur simple à contrôle indirect. C'est là, une question surtout économique.

Ces deux méthodes offrent des possibilités identiques ; en tout cas, elles permettent la production d'effets d'animation précis avec une diminution notable des durées d'exécution. Mais il y a, comme nous l'avons noté, des méthodes encore plus complètes, assurant la formation directe des images sans utilisation des systèmes habituels de prises de vues.

CABASSE: ENCEINTE DINGHY 2



Le Dinghy II est un baffle de dimensions réduites et de proportions harmonieuses très appréciées dans de nombreux pays.

Il a encore été amélioré par l'adoption du tweeter TWM3 qui équipe les fameux Brigantins 3VT. Chaque enceinte est réglée en chambre sourde, bénéficie d'une garantie liée à la vie de l'acheteur (une carte de garantie accompagne chaque baffle).

Dans cette dimension, il n'y a que le Dinghy 2VT, baffle à amplificateur incorporé, qui puisse donner de meilleurs résultats.

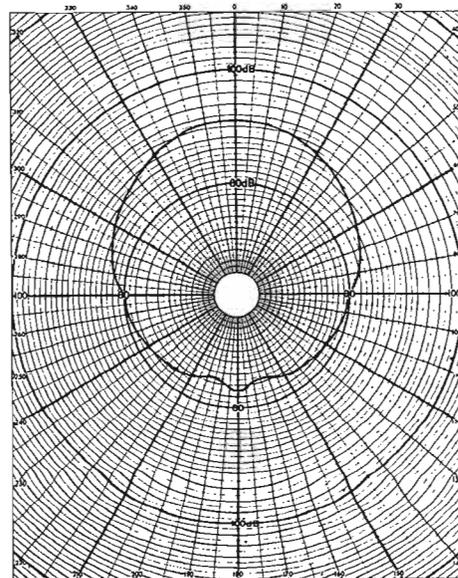
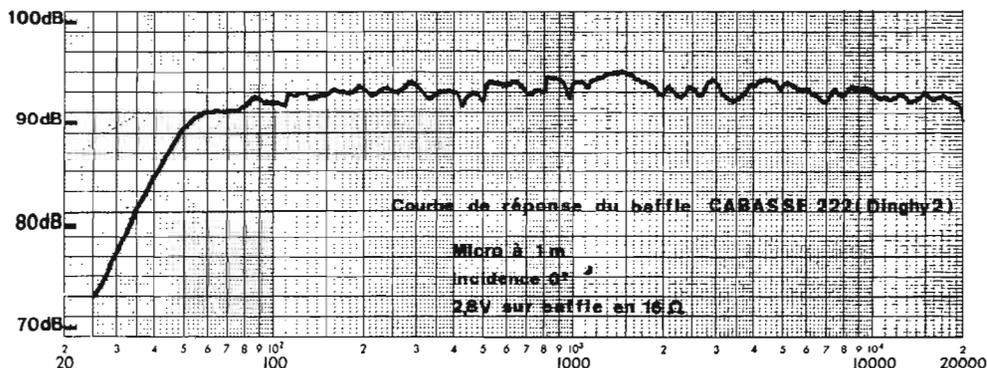
EQUIPEMENT

haut-parleur grave
référence 24 B 25
induction 1,3 teslas
flux 0,64 milli-weber
suspension sandwich
vinylique

haut-parleur aigu
référence TWM3
induction 1,2 teslas
flux 0,20 milli-weber
suspension sandwich
vinylique
filtre 20010

CARACTÉRISTIQUES

impédance système 4,8 ou 16 ohms
rendement en bruit blanc 94,5 dB à 1m pour 1 watt
puissance admissible 25 watts
dimensions
longueur 29 cm
profondeur 23,6 cm
hauteur 60 cm
poids 13 kg
 finition standard noyer, teck, acajou.



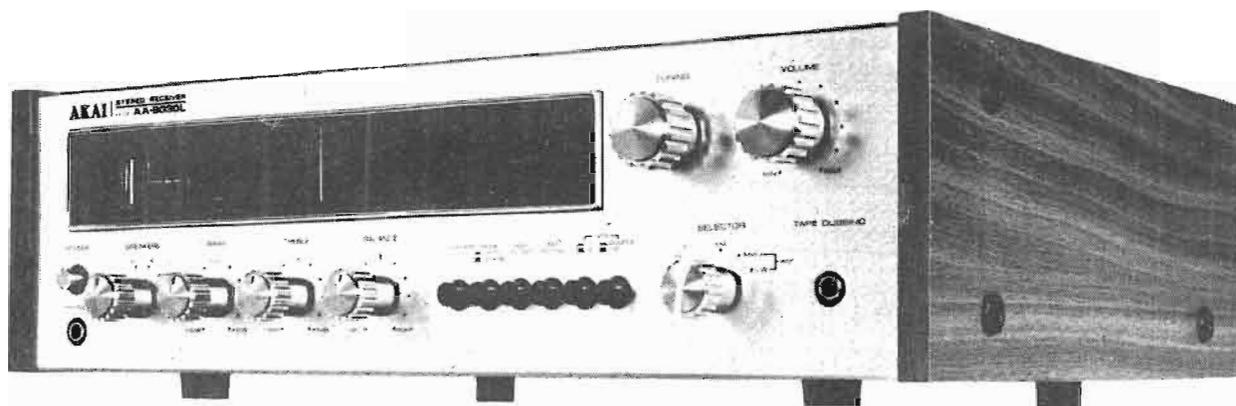
COURBE de DIRECTIVITE sur BAFFLE CABASSE 222 (Dinghy II) en bruit blanc 2,8 volts sur baffle en 16 Ω

SIMEP CONSEIL BREST

Usine et bureaux: Kergonan - Brest -
Téléphone: 44.64.50 / Télex: 74587 Cabasse Brest
Salles d'écoute: 182, rue La Fayette - Paris X -
Téléphone: 202.74.40 / Télex: 21887 Cabasse Paris

Demandez notre catalogue haute fidélité et la liste de nos revendeurs à CABASSE - service HP - Kergonan - 29200 BREST -

le tuner - amplificateur AKAI AA 8030 L



LES amateurs de haute fidélité connaissent bien la firme Akai pour sa gamme très étendue d'enregistreurs magnétiques et ses magnétoscopes, appareils de fabrication très soignée et de présentation attrayante, aux caractéristiques très intéressantes.

Depuis quelque temps déjà, à côté de ces fabrications, des appareils hi-fi ont été produits par cette firme pour étendre sa gamme, tel l'ampli-tuner AA8030L que nous avons analysé. Comme toujours, ce matériel japonais est de présentation et de réalisation très soignées. Nous sommes en présence d'un ampli-tuner à 3 gammes d'ondes de puissance moyenne, 2×25 W.

CARACTERISTIQUES

Amplificateur :

Puissance de sortie : 30 W \times 30 W sur 4 Ω , 25 \times 25 W sur 8 Ω .

Distorsion harmonique : inférieure à 0,05 % sur 8 Ω .

Bande passante : 10 Hz - 50 kHz sur 8 Ω (IHF).

Entrées : PU magnétique, 3 mV/50 k Ω ; Aux. 150 mV/50 k Ω ; magnétophone 2, 150 mV/50 k Ω .

Correction RIAA : + 1 dB.

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

Filtre passe-bas : - 8 dB à 10 kHz.

Correcteur physiologique commutable : + 8 dB à 100 Hz, + 5 dB à 10 kHz.

Sorties : casque 8 Ω ; enregistrement ; 2 paires d'enceintes commutables 4 - 8 Ω à fonctionnement séparé ou simultané.

Tuner :

AM, PO, GO, FM.

Sensibilité FM : 2,5 μ V (IHF).

Rapport signal/bruit : 60 dB.

Distorsion harmonique : mono < 0,5 %, stéréo < 0,8 %.

Rapport de capture : 2 dB.
Réjection image : 60 dB à 98 MHz.

Réjection FI : 90 dB à 98 MHz
Séparation des canaux : 35 dB.
Impédance antenne : 75 - 300 Ω .

Antenne AM : cadre ferrite extérieur orientable, ou extérieure.

Encombrement : 464 \times 146 \times 380 mm pour un poids de 11,6 kg.

Alimentation : 100-240 V / 50-60 Hz.

PRESENTATION

La répartition des différents éléments sur la face avant ne surcharge pas celle-ci, ce qui contribue à sa sobriété. Les boutons de commande sont esthétiquement réussis, par contre nous aurions aimé une teinte différente du noir, employé pour les touches des commutateurs.

Le bouton de recherche des stations est d'une douceur et d'une souplesse de fonctionnement très agréables grâce à l'emploi d'un lourd volant gyroscopique. Le galvanomètre d'accord commun à l'AM-FM est du type à zéro central reproduisant la courbe en S du discriminateur pour l'accord exact en FM, et à déviation sur la seule position droite du cadran en AM.

Les différents raccords à d'autres éléments d'une chaîne sont complets (voir Fig. 2), en particulier pour les magnétophones, où les circuits de monitoring sont installés pour contrôler l'enregistrement sur 2 appareils, tout en effectuant une copie sur un autre enregistreur.

L'antenne cadre ferrite est installée au dos de l'appareil, son articulation lui permet une orientation de 255°, ce qui permet un calage assurant la réception optimale AM quelle que soit l'orientation de l'appareil par rapport à l'émetteur.

L'AMPLI-TUNER 8030 L

AKAI

est en vente

au prix de 2 400 F

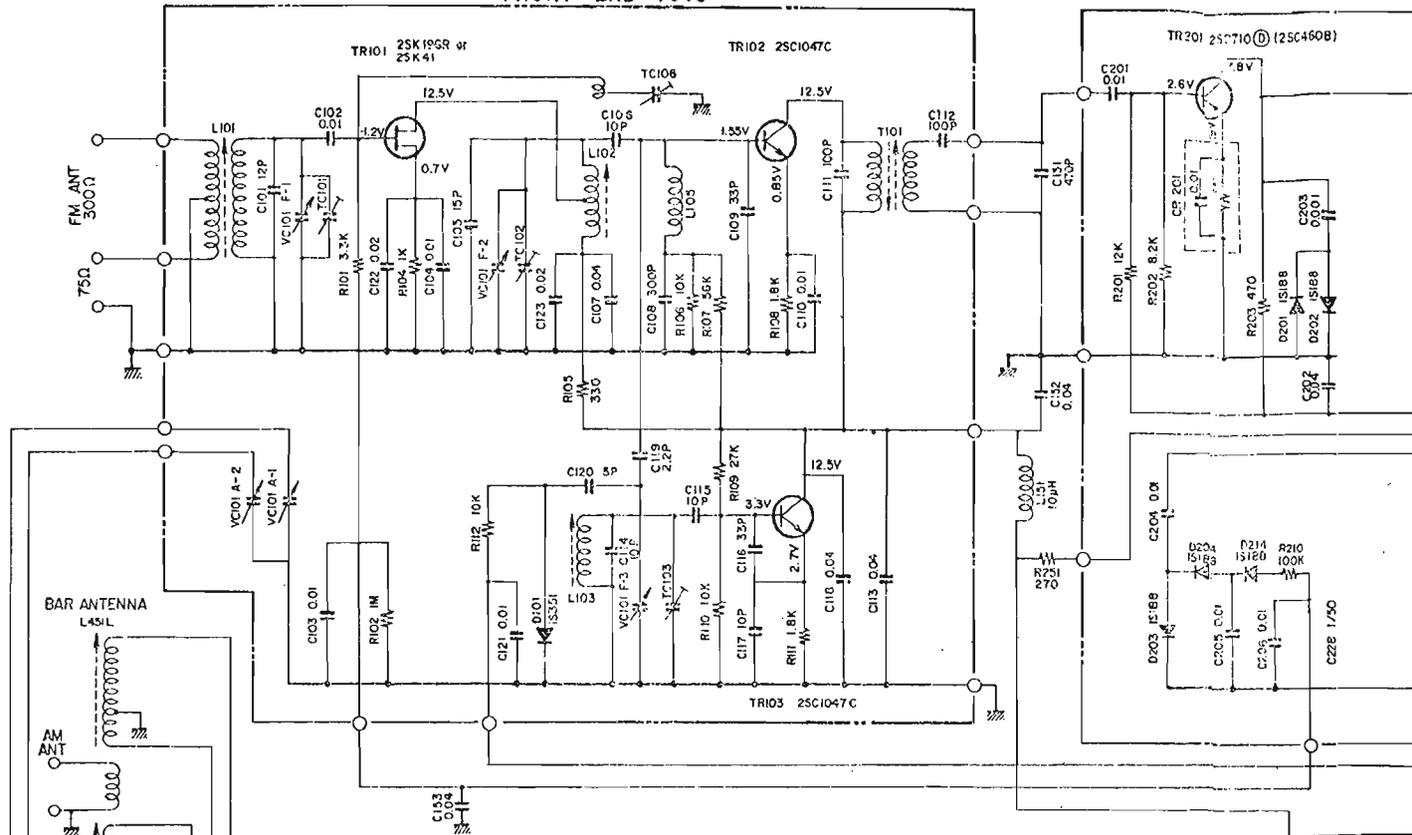
chez

NORD RADIO

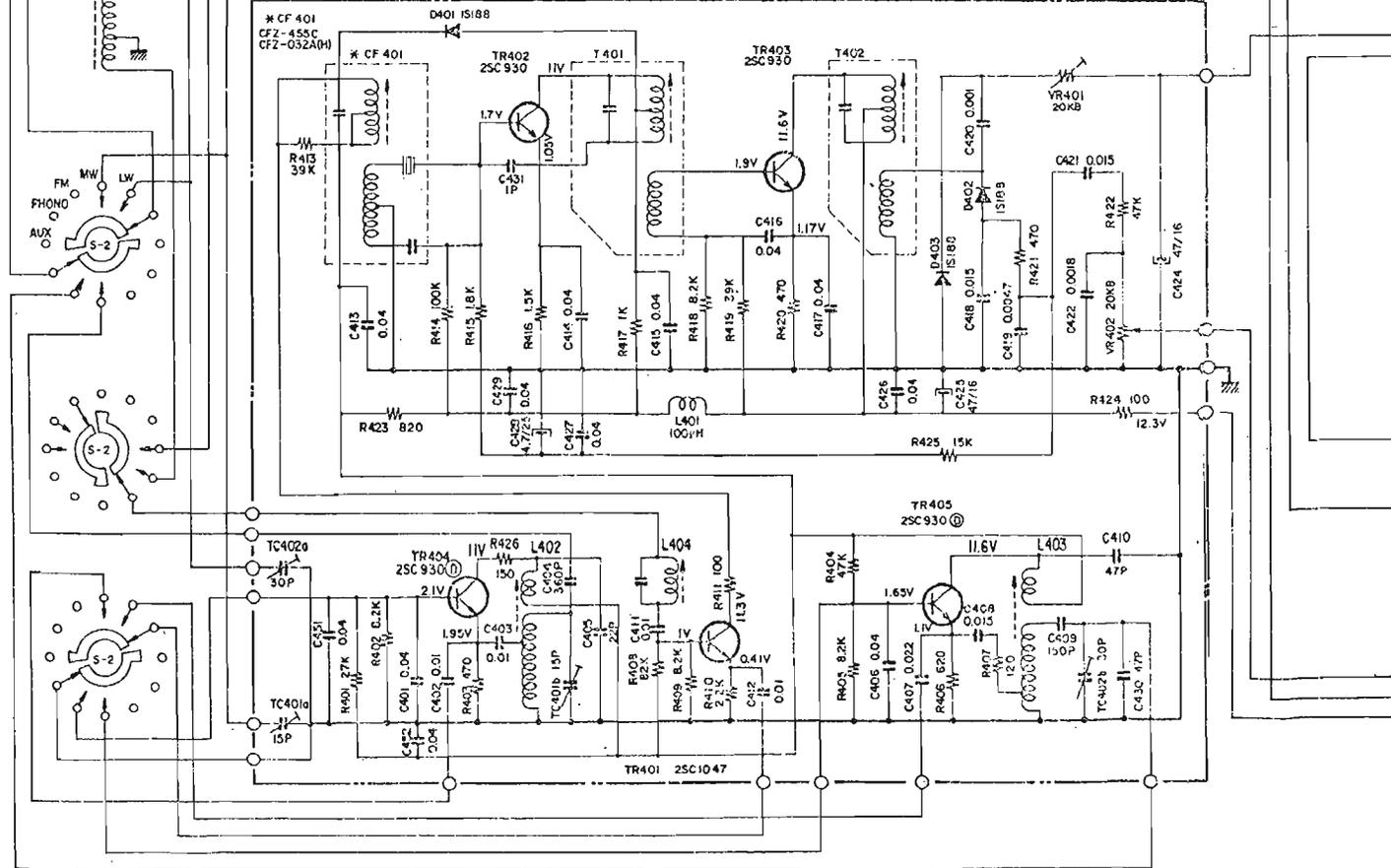
141, rue La Fayette - 75010 PARIS - Tél : 878-89-44

Métro et autobus : Gare du Nord

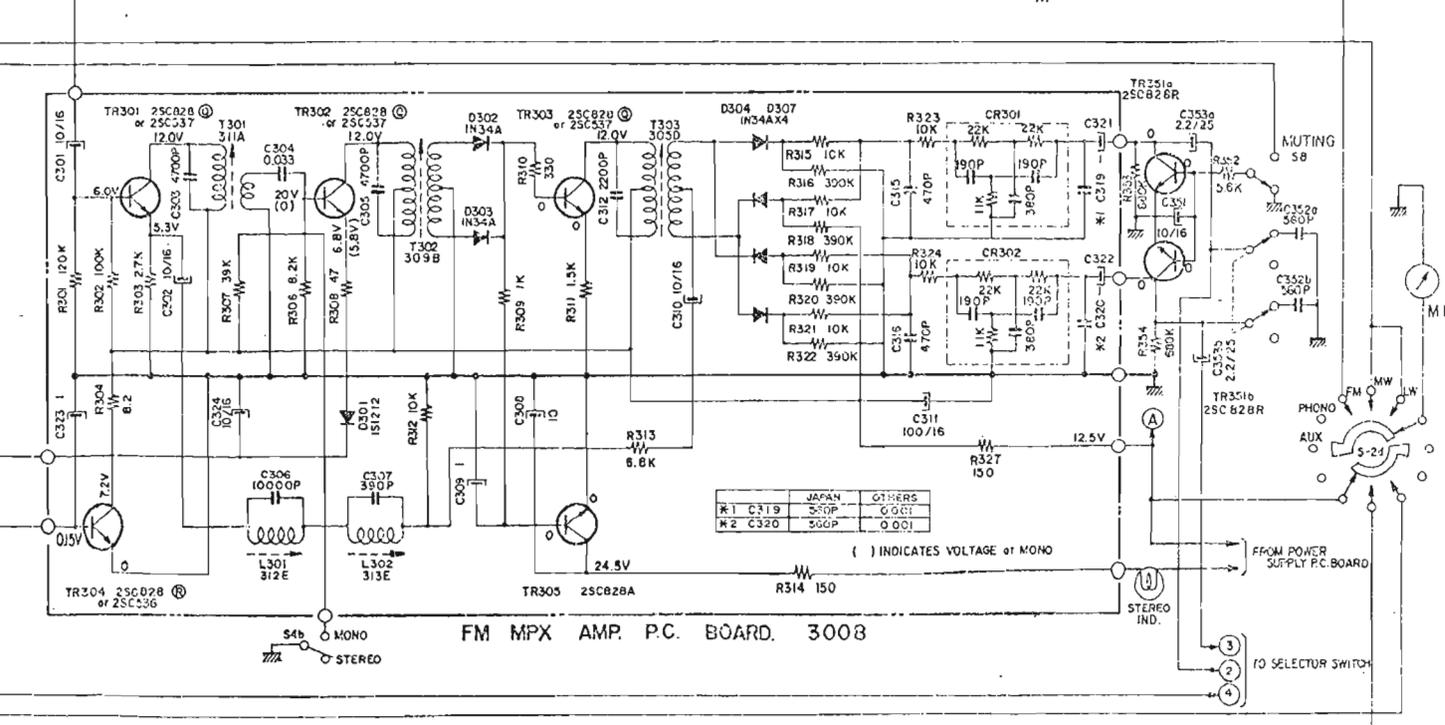
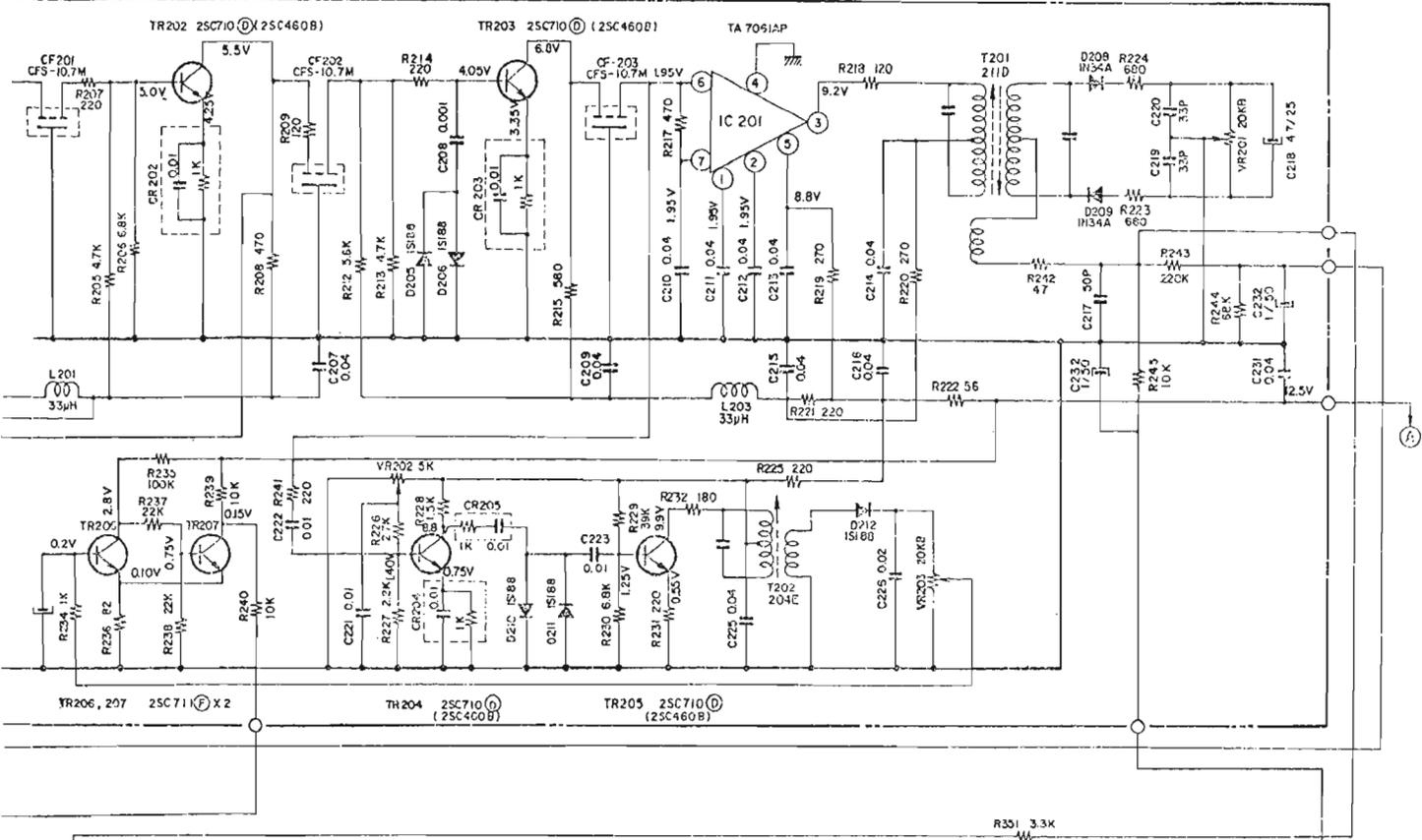
FRONT END 1013



AM IF AMP. PC. BOARD. 4013



FM IF AMP. P.C. BOARD. 2014



Les prises au standard CINCH sont complétées par une prise DIN magnétophone ; le raccordement aux enceintes est réalisé pour la paire A, par des jacks, pour la paire B, sur des bornes à vis, pour permettre le repérage précis lors du branchement. Deux prises réseau, l'une commandée, l'autre directe, permettent le raccordement des autres maillons de la chaîne.

L'accessibilité aux circuits est totale capot enlevé. La technologie est moderne, la technique très classique, la réalisation soignée. La chaîne FI-FM est réalisée avec transistors et circuit intégré couplés par des filtres céramique. Le circuit d'AFC n'est pas commutable, et un circuit de « muting » à 7 transistors est installé. Les parties AM et FM sont totalement séparées.

DESCRIPTION DES CIRCUITS

Les circuits du tuner sont représentés à la figure 1. En FM, la tête HF comporte un amplificateur HF accordé utilisant le FET TR₁₀₁. Son circuit de gate est directement accordable à une descente d'antenne 75 Ω, il comporte un réjecteur série pour la fréquence image et est soumis à l'action d'un signal d'AGC. Le mélangeur, transistor TR₁₀₂ reçoit les 2 signaux sur sa base, celui de l'oscillateur local TR₁₀₃ à travers une capacité de 2,2 pF. L'accord est assuré par un condensateur variable multicage commun à l'AM/FM, la fréquence de l'oscillateur local est verrouillée par un signal d'AFC non commutable.

La chaîne FI est constituée par 4 étages amplificateurs en cascade,

à liaison par filtres de bande céramique. En sortie collecteur du second étage TR₂₀₂, on prélève le signal à travers le condensateur C₂₀₄, pour le diriger après redressement et filtrage en AGC sur le gate de TR₁₀₁.

A la sortie du filtre CF₂₀₃, l'information de commande est prélevée pour action sur les circuits de muting. Le discriminateur est un détecteur de rapport, montage utilisé par tous les constructeurs pour sa grande sensibilité. En sortie de ce circuit, les signaux parviennent au décodeur à travers la résistance R₃₃₁, l'information de l'indicateur d'accord est prélevée sur R₂₄₅, et le signal d'AFC repris sur le pont de résistances R₂₄₃-R₂₄₄ pour agir en traversant R₁₁₂ sur la diode à capacité variable D₁₀₁ de l'oscillateur local.

Le décodeur est constitué par des composants discrets. Il comporte les classiques amplificateur 19 kHz, doubleur de fréquence, amplificateur 38 kHz, le démodulateur, les filtres de sortie et l'étage de commande du voyant stéréo.

Les circuits de muting sont constitués par un préamplificateur alternatif TR₂₀₄-TR₂₀₅. Le signal est ensuite redressé par la diode D₂₁₂, puis appliqué à un circuit monostable TR₂₀₆-TR₂₀₇. En l'absence d'émission, il n'y a pas de tension continue sur la base de TR₂₀₆, qui se trouve bloqué et TR₂₀₇, saturé. A la réception d'une émission, apparition d'une tension continue sur la base de TR₂₀₆, blocage de celui-ci, le système bascule, TR₂₀₇ conduit et fait basculer l'interrupteur électronique TR₃₀₄, lorsque l'interrupteur S₈ est fermé, les signaux sont transmis.

En l'absence d'émission, le monostable rend le circuit de TR₃₀₄ ouvert, ce qui provoque la conduction des transistors TR_{351A}-TR_{351B} montés en diodes, à la sortie du décodeur, et met celui-ci à la masse.

En AM, le constructeur a utilisé deux oscillateurs locaux séparés, l'un pour les PO le second pour les GO, respectivement les transistors TR₄₀₄ et TR₄₀₅. Le signal local est appliqué sur l'émetteur du changeur de fréquence TR₄₀₁, puis le signal FI traverse le filtre de bande CF₄₀₁ qui comporte un filtre céramique. La chaîne FI comporte deux étages à couplage par transformateur, utilisant les transistors TR₄₀₂-TR₄₀₃, dont le premier a sa base contrôlée par la tension continue de CAG. Après détection, le signal traverse le potentiomètre ajustable VR₄₀₂ puis est dirigé vers les circuits amplificateurs basse fréquence.

Le signal appliqué à l'indicateur d'accord est taré par le potentiomètre ajustable VR₄₀₁.

Les circuits basse fréquence dont le schéma n'est pas reproduit, sont de conception tout à fait comparable à celles rencontrées dans les diverses descriptions que nous avons souvent publiées.

Le préamplificateur correcteur RIAA comporte les deux étages à contre-réaction locale et globale à couplage continu, suivis des commutations mono-stéréo, monitoring, correcteur physiologique. Les potentiomètres de balance et de volume sont disposés à cet endroit, avant l'attaque de l'étage amplificateur qui précède les circuits correcteurs de tonalité. Le filtre d'aiguës est

raccordé en sortie de ces circuits, puis les signaux entrent sur le bloc de puissance.

La disposition des circuits est classique, les étages de sortie sont en configuration quasi complémentaire. La liaison aux enceintes est assurée à travers des condensateurs.

Les tensions d'alimentation sont filtrées électroniquement, celle destinée aux circuits FM est stabilisée par diode Zener.

MESURES

Amplificateurs. La puissance maximale délivrée est de 2 x 25 W eff. sur charges de 4 Ω (les deux canaux en service, à 1 kHz).

Le taux de distorsion harmonique mesuré pour les conditions définies ci-dessus est de 0,09 %. La distorsion par intermodulation est de 0,3 % pour des fréquences 50-6 000 Hz en rapport 4/1.

A la puissance maximale, la bande passante à - 3 dB s'étend de 23 Hz à 30 kHz.

La correction RIAA est très bien respectée, nous avons relevé un écart de - 0,5 + 1 dB entre les mesures et la courbe normalisée.

Les correcteurs de tonalité ont un point d'inflexion bien situé, leur plage est un peu faible : + 12 dB à 50 Hz, + 9 - 10 dB à 10 kHz.

La correction physiologique est efficace, + 7 dB à 100 Hz + 4 dB à 10 kHz.

Les sensibilités des entrées sont celles énoncées par le constructeur, 2,7 mV en PU magnétique, 150 mV sur les autres entrées.

Les rapports signal/bruit sont respectivement de - 62 dB en PU, - 74 dB en auxiliaire, - 67 dB en magnétophone, niveau zéro fixé à la puissance maximale.

La séparation des voies est de 56 dB en PU, 57 dB sur auxiliaire, 59 dB sur magnétophone.

Tuner. En FM, la sensibilité antenne est de 2 μV pour 26 dB de rapport S + B/B. La réjection FI est excellente, 92 dB.

La séparation des voies est de 36 dB à 1 000 Hz, les résidus des fréquences pilotes et sous-porteuse sont réjectés respectivement à - 52 et - 50 dB.

ECOUTE

L'appareil est tout à fait capable de satisfaire un mélomane exigeant, la réception FM est bonne, la finesse du son est remarquable. La puissance permet une bonne restitution sonore même si des enceintes à faible rendement sont employées.

J. B.

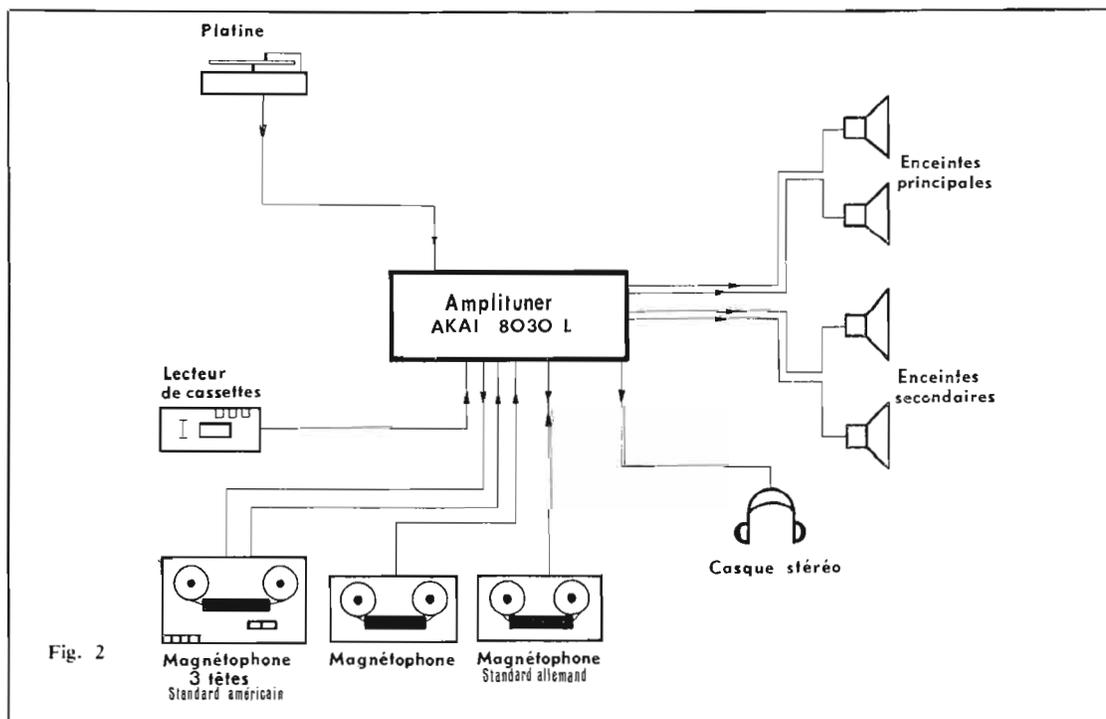
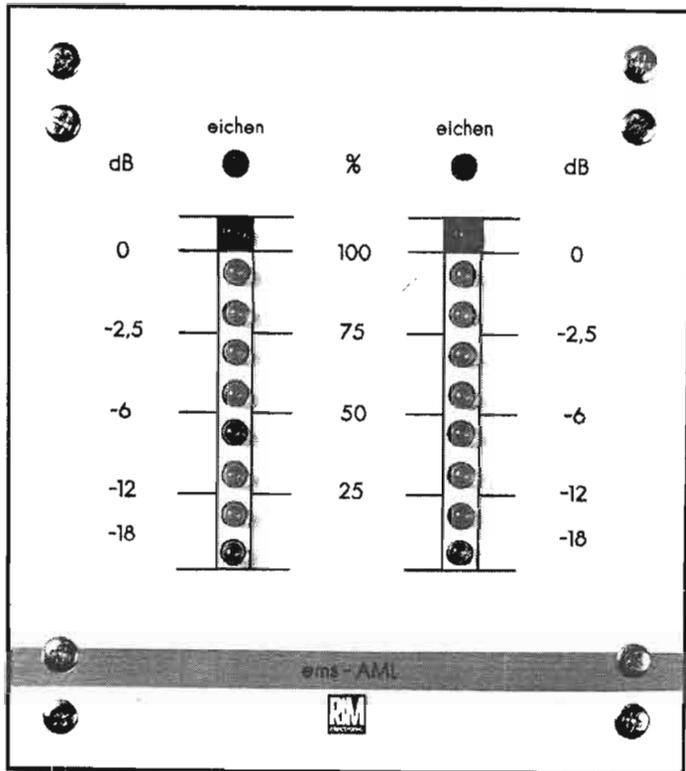


Fig. 2



INDICATEUR DE NIVEAU A DIODES ÉLECTROLUMINESCENTES POUR TABLE DE MIXAGE ELA MINI SYSTEME RIM

LA table de mixage Ela Mini System constitue par la diversité de ses modules un ensemble de très haute qualité à la portée de l'amateur. Nous avons eu l'occasion de faire la description de ces éléments constitutifs dans les numéros 1355 et 1401 du « Haut-Parleur ». En raison du succès remporté par les « kits » de la firme allemande Rim nous sommes en mesure de vous présenter le tout dernier module indicateur de niveau à diodes électroluminescentes.

Pour la réalisation de cette table de mixage sous la forme d'un kit, il ne suffit plus qu'à implanter les composants sur des circuits imprimés préparés à cet effet, dont le nombre et la composition sont laissés au gré de l'utilisateur, ce qui autorise la réalisation d'un ensemble parfaitement adapté à ses besoins.

En fonction de la composition des éléments sur un bâti ou rack comme le laisse apparaître la photographie, toutes les commandes utiles sont regroupées sur la face avant. Cette même photographie laisse apparaître l'indicateur de niveau à cadre mobile que l'on peut remplacer maintenant si on le désire par un dispositif opto-électronique.

L'indicateur de niveau AML fait appel à un circuit assez complexe utilisant des transis-

tors silicium. Le cadre mobile de l'appareil de mesure est alors remplacé par une série « d'ampoules » qui s'allument proportionnellement au niveau du signal. Le dispositif fonctionnant par escalier la précision est moins importante qu'avec un appareil de mesure.

Le module requiert l'emploi d'une alimentation de 26 à 27 V et consomme environ 35 mA.

Le niveau d'entrée s'échelonne de 150 mV à 5 V pour 100 % de modulation. L'impédance d'entrée est d'environ 50 k Ω .

Le module n'emploie pas moins dans sa version stéréophonique de 30 transistors et 10 diodes.

Les dimensions du module sont de 133 x 120 x 30 mm afin de permettre son insertion sur un bâti ou rack professionnel.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe général d'un des deux canaux de l'indication de niveau à diodes électroluminescentes est présenté figure 1.

Les tensions BF de quelques centaines de millivolts sont injectées à la base d'un transistor adaptateur d'impédance T_1 . Ce dernier est monté en collecteur commun sa base est polarisée par un pont de résistances et la sortie s'effectue au niveau de

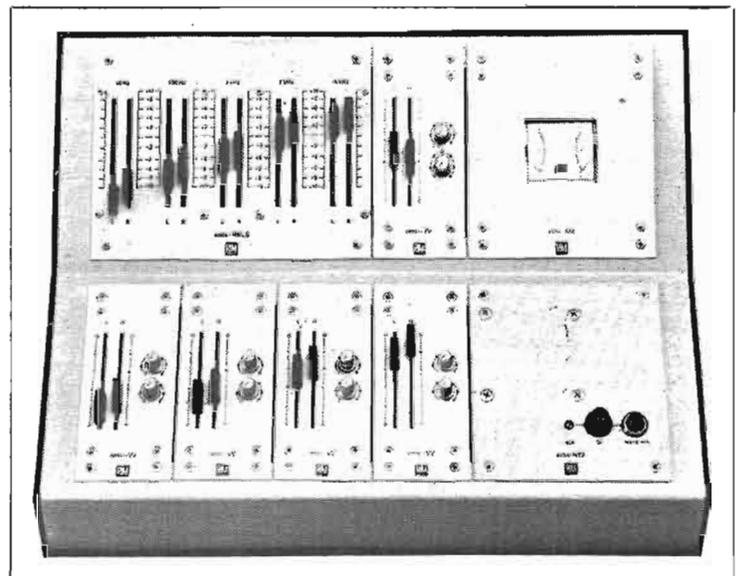
l'émetteur en liaison directe avec le tandem de transistors T_2 et T_3 couplés en continu du fait de leur complémentarité NPN, PNP.

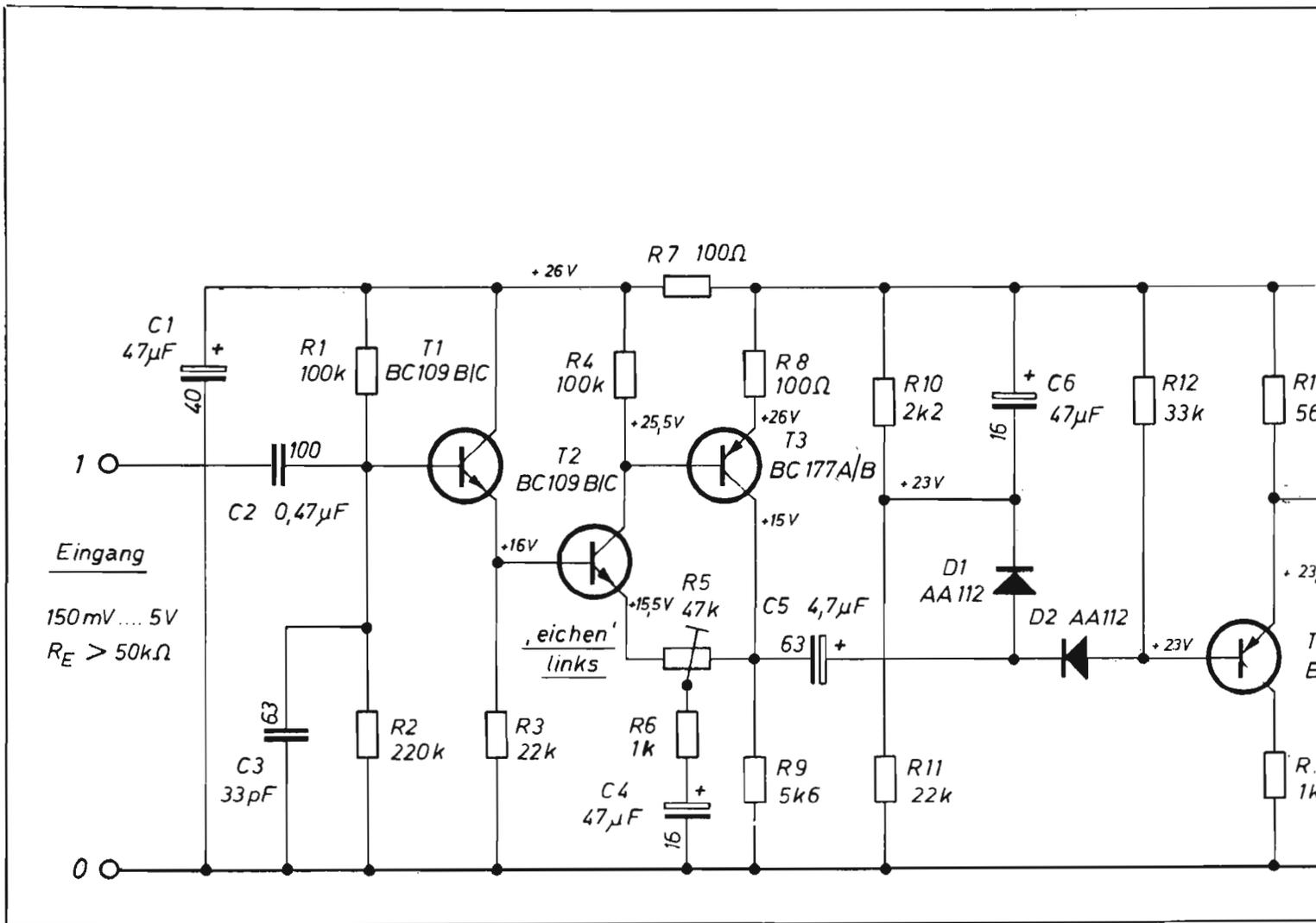
Il s'agit d'un étage préamplificateur d'un avantage désormais classique et éprouvé dont on peut moyennant la variation du potentiomètre miniature R_5 ajuster le gain. Pour ce faire la résistance de charge R_4 est commune aux deux transistors et les signaux préamplifiés sont prélevés sur le collecteur du transistor suiveur

T_3 grâce à la résistance R_9 et au condensateur C_5 .

La diode D_1 , ainsi que les résistances R_{10} et R_{11} , montées en pont permettent d'appliquer à l'amplificateur à courant continu T_4 , T_5 une polarisation fixe de 23 V.

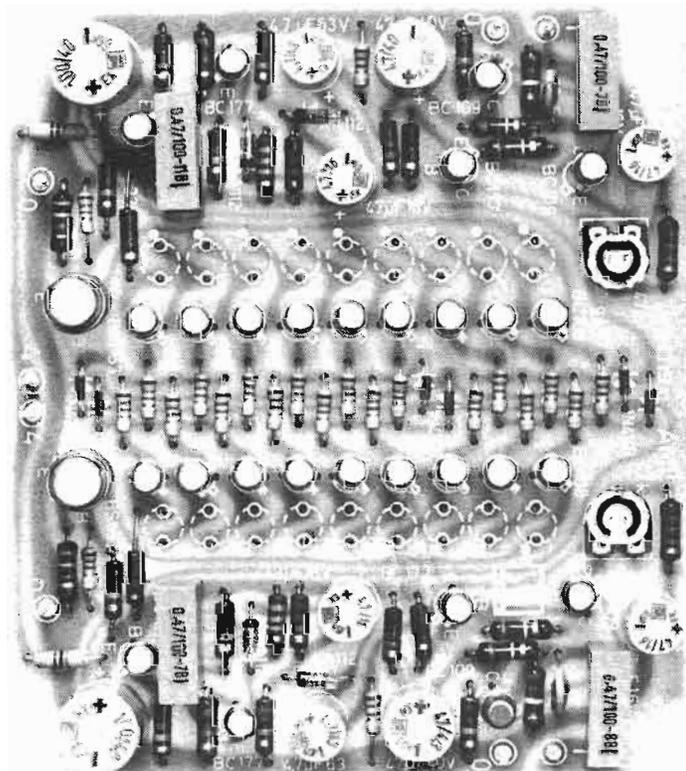
Il est fait appel pour cet amplificateur à deux transistors complémentaire PNP, NPN polarisés de telle façon au niveau de l'émetteur du transistor T_5 qu'on retrouve les 23 V de polarisation fixe.





La diode D_2 permet quant à elle de prélever les points négatifs du signal d'entrée afin de les superposer à la polarisation fixe et positive de 23 V. Il en résulte une excursion possible de 3 V à l'émetteur du transistor T_5 .

Les transistors T_6 à T_{14} forment un dispositif à tensions de seuil multiples. Les diodes électroluminescentes sont disposées entre chaque émetteur et collecteur des transistors. Lorsqu'un des transistors de la chaîne est à l'état saturé sa jonction émet-



RIM
electronic

**VU-MÈTRE ÉLECTRONIQUE
A DIODES LUMINESCENTES
STÉRÉO**

Alimentation 26 à 27 V - 35 mA
2 x 9 diodes (stéréo)

Indications : 10 msec., 70% - 20 msec.,
80% - 30 msec., 85% - 40 msec.,
88% - 50 msec., 93% - 60 msec.,
100% - 70, 80 msec...

Sensibilité : entrée 150 mV, 5 V, 100% modulation
sur une charge de 50 kΩ • 30 transistors silicium
+ 10 diodes. Dim. : 133 x 120 x 30 mm.

CET APPAREIL EST DESTINÉ AU MONTAGE DES
MODULES ELA. SYSTÈME MINI 1004.
EN ORDRE DE MARCHÉ : 415 F

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF :

14, rue Championnet, PARIS-18^e

Comptoirs
CHAMPIONNET

Tél. : 076-52-08

C.C. Postal : 12.358.30 PARIS

OUVERT en JUILLET et AOUT

CATALOGUE
PIÈCES DÉTACHÉES



92 pages
abondamment
illustrées
Plus de 1 800 articles
Envoi contre 6 francs
en timbres ou mandat
REMBOURSABLES
au premier achat

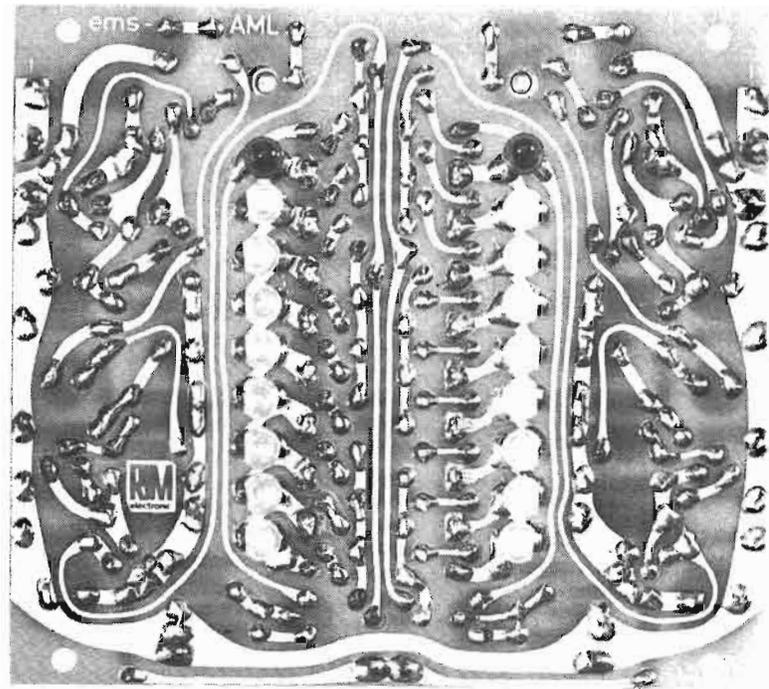
phonique ainsi constitué. Les diodes électroluminescentes sont montées astucieusement du côté opposé à l'implantation des éléments. Il est alors permis grâce à un montage sur des entretoises de ramener sur la face avant du module au moyen de perforations la partie lumineuse des diodes, facilitant par la même le montage mécanique très bien étudié.

Les liaisons du module ainsi constituées tout comme les autres éléments constitutifs de la table de mixage s'effectuent au moyen de cosses enfichables afin de permettre le remplacement aisé du module suivant la composition désirée.

CONCLUSION

Les qualités des modules Rim ne sont plus à démontrer et toujours à la pointe de la technique, l'indicateur de niveau proposé constitue une technique d'avant-garde. L'effet procuré par un tel indicateur de niveau est saisissant, et ne manquera certainement pas d'intéresser un grand nombre d'amateur.

Distribué par Comptoir Championnet, 14, rue Championnet, Paris (18^e).



MAITRISE DE L'ÉLECTRONIQUE



COURS PROGRESSIFS
PAR CORRESPONDANCE

**L'INSTITUT FRANCE
ÉLECTRONIQUE**

24, rue Jean-Mermoz - Paris (8^e)
Ecole privée d'enseignement à distance

FORME **l'élite** DES
RADIO-ÉLECTRONICIENS

MONTEUR • CHEF MONTEUR
SOLUS-INGÉNIEUR • INGÉNIEUR
TRAVAUX PRATIQUES

**PRÉPARATION AUX
EXAMENS DE L'ÉTAT**

(FORMATION
THÉORIQUE)
PLACEMENT

Documentation **HRB**
sur demande



BON à découper ou à recopier. Veuillez m'adresser **HRB23**
sans engagement la documentation gratuite
(écrite à l'adresse ci-dessus pour les envois).

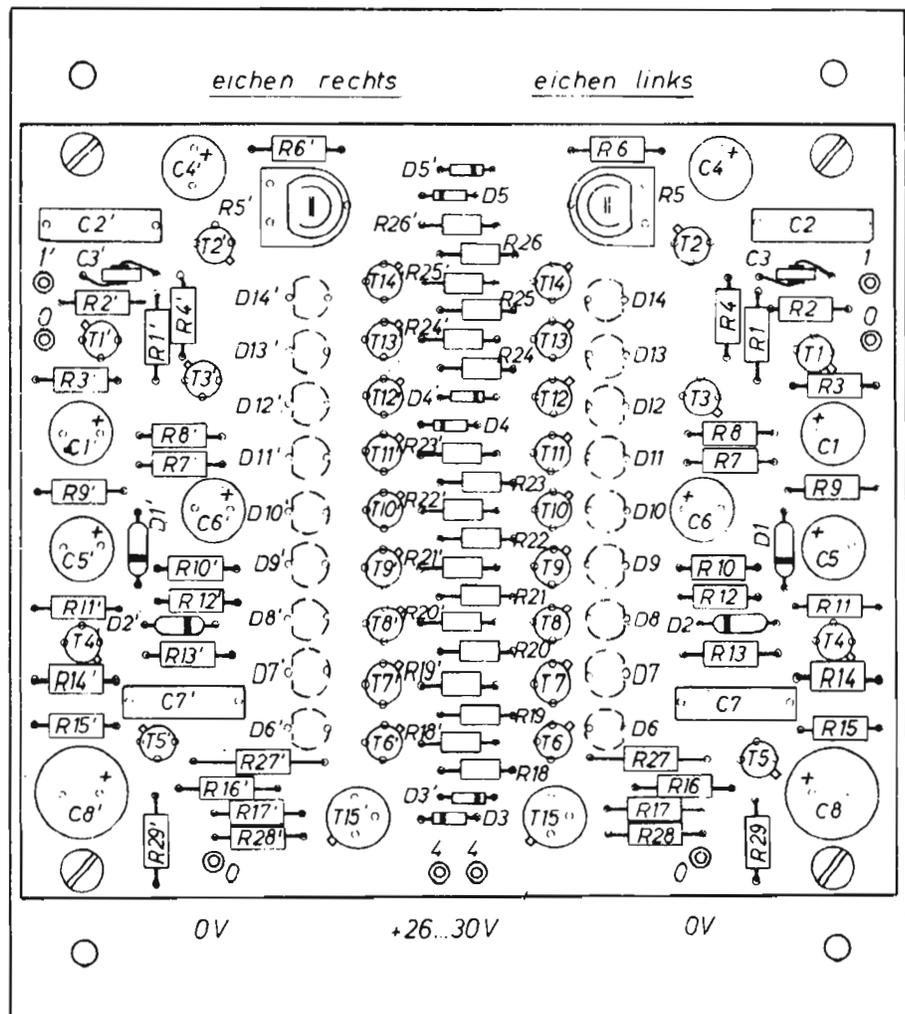
Degré chetel

NOM

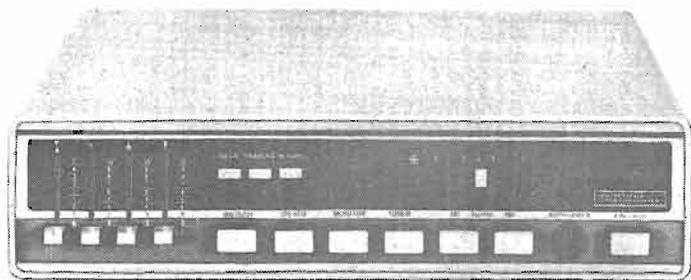
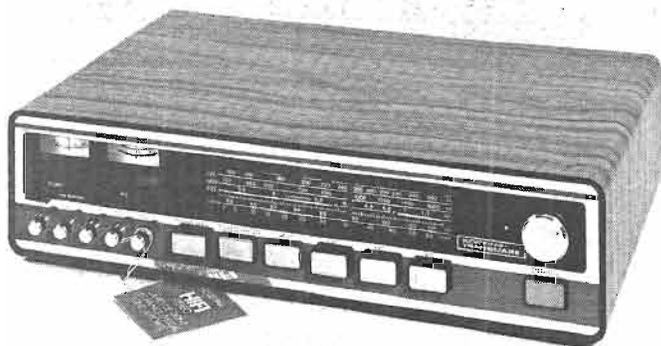
ADRESSE

infra

AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile



LE TUNER T710 ET L'AMPLIFICATEUR A710 KORTING-TRANSMARE



LE TUNER HI-FI STEREO T710

Caractéristiques : Alimentation : 110/220 V - 50 Hz. Consommation : 12 W, équipement, 18 transistors, 2 circuits intégrés, 18 diodes, 1 redresseur, 5 stations pré-réglées. Gammes : FM : 87,5 à 104 MHz OC : 5,9 à 7,4 MHz ; PO : 510 à 1640 kHz ; GO : 145 à 365 kHz.

Partie HF (FM) : Sensibilité 1,5 μ V, 26 dB (excursion 40 kHz), sélectivité : > 52 dB, réjection d'image : < 45 dB. Largeur de bande : 160 kHz, distorsion harmonique : < 1%. Séparation des voies : 35 dB. Bruit et ronflement : < 50 dB, suppression AM : > 40 dB, suppression fréquence pilote : < 30 dB, seuil de limitation : environ 4 μ V. Plage d'efficacité du circuit AFC : \pm 200 kHz à 300 kHz. Dérivé d'oscillateur : < \pm 40 kHz pour une variation de température de 30 °C.

Partie HF (AM) : Sensibilité : 50 mW, signal/bruit 10 dB = 150 V/m, sélectivité : > 40 dB. Largeur de bande : 5,5 kHz. Réjection d'image : > 40 dB.

Présentation : L'appareil est présenté dans un coffret moulé, les différentes commandes sont situées sur la face avant, un cadran de grandes dimensions facilite la recherche des stations, sur le panneau arrière sont situées toutes les prises de raccordement.

1. - Interrupteur marche/arrêt.
2. - OC.
3. - PO.
4. - GO.
5. - FM.
6. - Stéréo.
7. - Proche/lointain.
8. - 5 touches de présélection FM.
9. - Manuel.
10. - Indicateur stéréo.
11. - Cadran des stations FM.
12. - Indicateur AFC arrêt.
13. - Indicateur d'accord.
14. - Indicateur AFC marche.
15. - Recherche des stations.
16. - Antenne FM.
17. - Fiche d'atténuation FM.
18. - Antenne AM.
19. - Terre.
20. - Magnétophone.
21. - Amplificateur.
22. - Fusible tension de service.
23. - Fusible illumination.
24. - Fusibles secteur.
25. - Sélecteur de tension.

ETUDE DU SCHEMA

Partie FM : Le signal HF est appliqué à travers un transformateur de symétrie au circuit d'entrée L₁₀₁ D₁₅₂ (filtre en π accordable) puis au circuit, comprenant un transformateur et les condensateurs C₁₂₄ et C₁₂₅, accordé sur la fréquence centrale de la bande, le signal est alors appliqué au transistor T₁₅₈.

Le changement de fréquence est assuré par le transistor FET T₁₅₉.

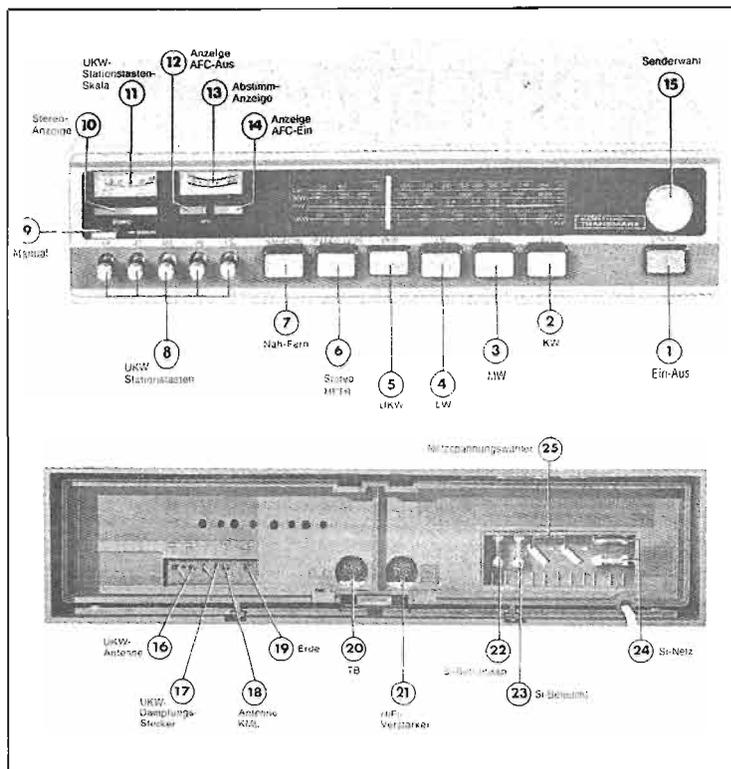
Le circuit oscillateur est constitué par le transistor T₁₆₀, les condensateurs C₁₃₈, C₁₃₉,

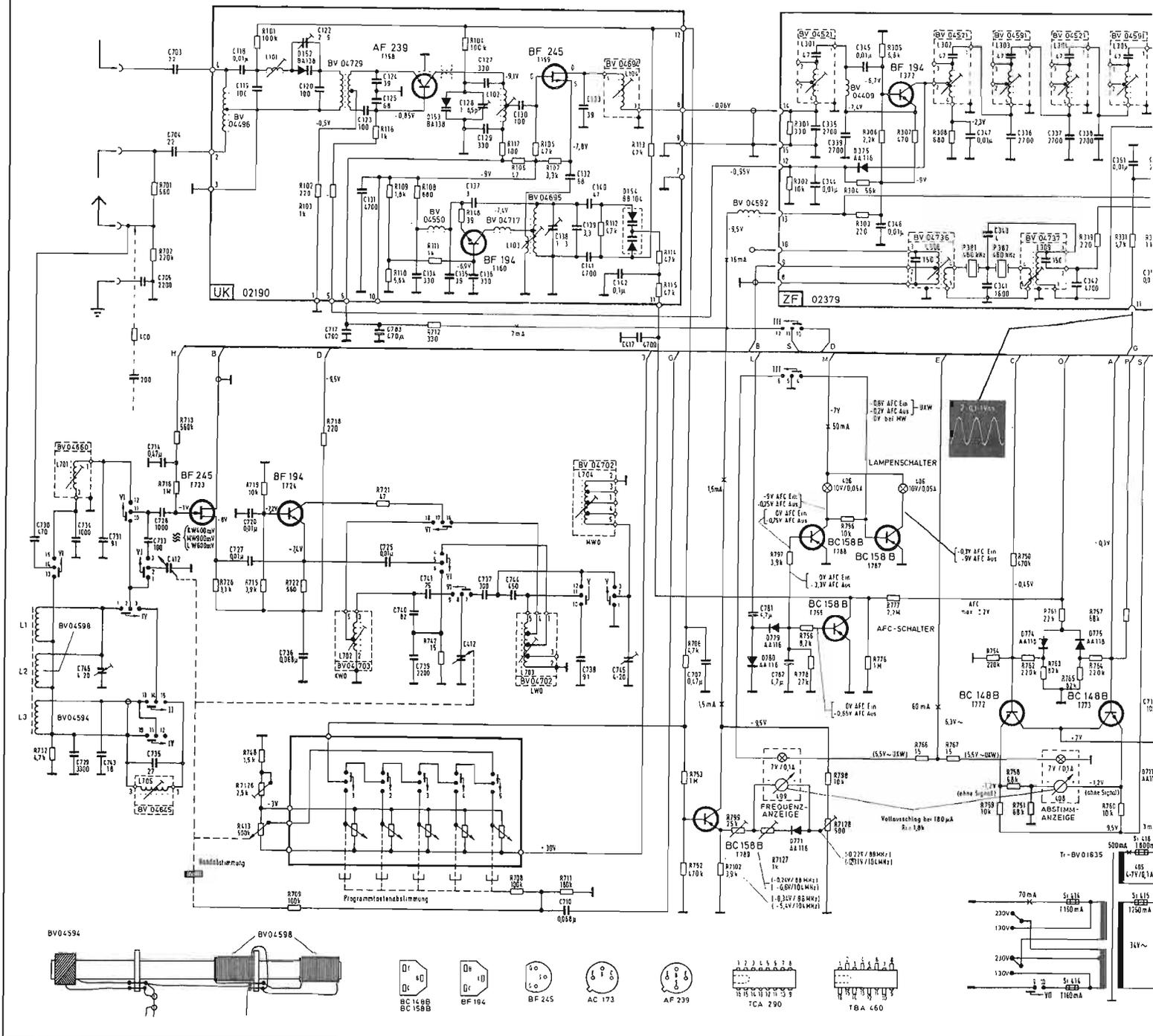
C₁₄₀, C₁₄₁ et la diode à capacité variable D₁₅₄ sur laquelle est injecté le signal AFC.

La tension d'oscillateur est appliquée à l'étage mélangeur par les spires de couplage de L₁₀₃ et le condensateur C₁₃₂.

La fréquence intermédiaire obtenue est transmise à l'amplificateur FI par L₁₀₄.

Le signal FI est amplifié par le transistor T₃₇₂. Sur le collecteur de ce transistor se trouve un filtre à 4 circuits, dans le premier étage L₃₀₂ on obtient en fonction du niveau FI, une tension de réglage retardée qui réduit le gain du transistor d'entrée T₁₅₈. Le seuil de mise en action de ce réglage, déterminé par la chute de tension sur R₃₀₈





se situe sur un niveau HF de 1 mV environ.

Le signal FI est ensuite dirigé vers l'entrée du circuit intégré vers l'entrée du circuit intégré TBA460 par l'intermédiaire de C₃₄₂ et de R₃₁₉, l'amplification due au circuit intégré est de 86 dB environ, la limitation est également effectuée par le circuit intégré.

Le signal est ensuite envoyé au détecteur de rapport dont L₃₀₆ constitue le primaire. La démodulation est réalisée dans un détecteur de rapport symétrique L₃₀₇ aligné sur souffle mini à l'aide de R₃₂₈ pour un signal d'entrée de 4 mV environ.

Les tensions de polarités opposées destinées à l'indicateur d'accord sont prélevées aux deux diodes D₃₇₉ par l'intermédiaire de R₃₂₆ et R₃₂₇.

Partie AM : Le signal d'entrée est appliqué par C₇₂₈ à la porte du FET mélangeur T₇₂₃, le transistor oscillateur est T₇₂₄, la tension d'oscillation est prélevée sur l'émetteur de ce dernier et appliquée à travers C₇₂₇ à la source du transistor FET. La fréquence intermédiaire à 460 kHz ainsi engendrée et appliquée au transformateur FI L₃₀₈. Viennent ensuite quatre circuits de haute sélectivité com-

prenant deux résonateurs céramiques, le signal est ensuite envoyé par l'intermédiaire de R₃₁₉ à l'entrée du circuit intégré. L'amplification due à ce CI est d'environ 86 dB ; à la sortie du circuit intégré le signal est appliqué au transformateur FI à large bande L₃₁₀. La détection est assurée par les diodes D₃₇₇ et D₃₇₈ montées en doubleur de tension, le condensateur C₃₆₀ et la résistance R₃₁₇.

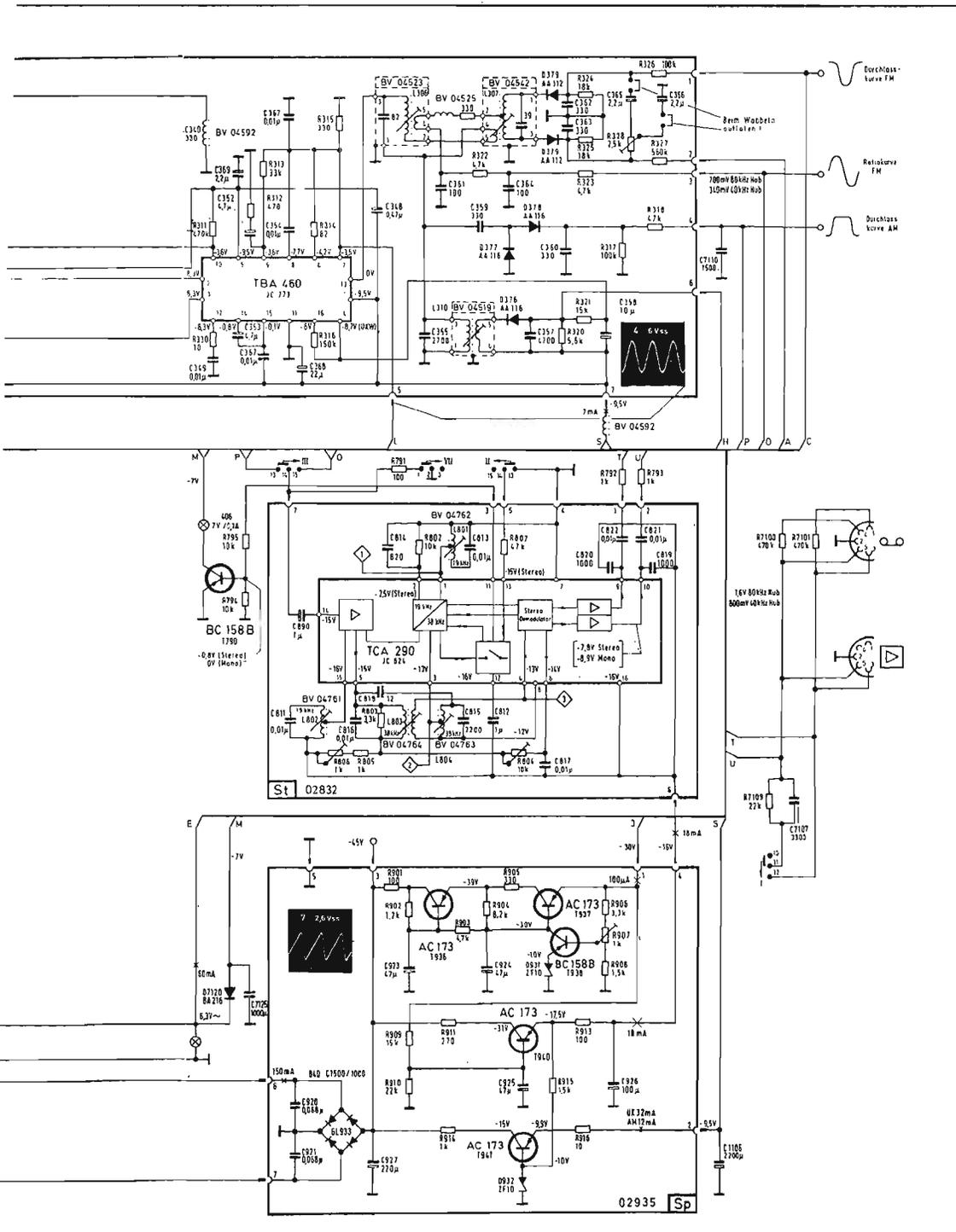
Le décodeur stéréo : Le signal multiplex est appliqué par C₈₁₀ au circuit intégré TCA290 où s'opère l'extraction des trois composants : fréquence pilote

(19 kHz), signal somme (0-15 kHz), signal différence (23-53 kHz).

— A sa sortie du circuit intégré la fréquence pilote subit par L₈₀₂ une amplification sélective puis un doublage à 38 kHz, une amplification sélective par L₈₀₄ puis une limitation à une amplitude constante. Cette porteuse reconstituée sert ensuite à la démodulation du signal différence.

— Le signal somme traverse le circuit intégré sans modification et arrive au détecteur de rapport.

— Le signal différence est



des stations préréglées, une tension de ronflement est appliquée par rapport à la masse du châssis. Cette tension arrive par la résistance de décharge R_{711} et le condensateur double C_{710} à l'entrée de la partie BF du C1373 où elle est amplifiée, limitée, puis découplée par C_{781} . Aux deux diodes D_{779} et D_{780} branchée en doubleur de tension, le ronflement est détecté, puis filtre par C_{782} et appliqué aux bases de T_{755} et T_{788} par l'intermédiaire des résistances R_{756} et R_{797} . T_{755} fonctionne selon la polarité de la AFC en sens inverse comme commutateur. Lorsque la tension de ronflement détectée est appliquée à la base, la AFC est court-circuitée au diviseur de tension R_{776}/R_{777} ce qui permet un réglage précis sur l'émetteur lorsque l'on touche les boutons d'accord R_{778} assurant la remise en service immédiate de la AFC dès que le doigt quitte le bouton d'accord. Le transistor T_{788} (commutateur pour la lampe « rouge » indiquant l'état « AFC hors service ») obtient sa tension de base également en provenance du doubleur. Ainsi, ce transistor est rendu conducteur en même temps que le commutateur AFC et la lampe insérée dans le circuit du collecteur s'allume.

Le transistor T_{787} (commutateur pour la lampe « verte » indiquant l'état « AFC en fonction ») est bloqué par R_{796} et la lampe insérée dans le circuit collecteur s'éteint. Lorsque les boutons d'accord ne sont pas au contact de la main, la AFC est en service.

En réception AM, la base du T_{787} étant à la masse, aucune lampe ne s'allume.

L'INDICATEUR DE FREQUENCE

Le réglage d'une touche de présélection à la fréquence affichée sur le cadran principal était, jusqu'à présent, toujours une opération délicate.

Le montage décrit ci-après permet de transposer aisément la fréquence affichée sur le cadran principal sur l'une des touches de stations car l'indicateur de fréquence permet une orientation visuelle.

La tension d'accord est appliquée par R_{753}/R_{752} au transistor T_{789} . Son émetteur et le diviseur de tension réglable R_{736}/R_{7128} constituent un pont branché en série avec l'indicateur de fréquence R_{726} .

L'indicateur de fréquence est étalonné sur 88 MHz à l'aide de R_{7128} . Une augmentation de la tension d'accord provoque un déséquilibre du pont et la déviation de l'aiguille. L'étalonnage de l'indicateur sur 104 MHz

extrait du spectre multiplex par filtrage à l'aide de L_{803} , puis additionné à la porteuse de 38 kHz reconstituée. Après démodulation il est appliqué au détecteur de rapport.

Décodage des signaux.
(L + R = signal somme ; L - R = signal différence). Par addition des deux, on obtient l'information du canal gauche (T). Par soustraction des deux, on obtient l'information du canal droit (U).

R_{806} modifie l'amplitude, R_{804} la phase du signal différence ce qui permet l'optimisation de la séparation des canaux. En

réception stéréophonique, le transistor T_{790} est rendu conducteur par R_{795} et la lampe (406) insérée dans le circuit collecteur s'allume.

L'INDICATEUR D'ACCORD

Entre les émetteurs des deux transistors T_{772} et T_{773} est disposé l'indicateur branché en pont. R_{758} limite la déviation de l'aiguille. A la réception d'une émission, deux tensions de polarité opposée fournies par le détecteur de rapport sont appliquées à la base des deux transistors T_{772}/T_{773} provoquant un

déséquilibre du pont, donc la déviation de l'aiguille. Les deux diodes D_{774}/D_{775} sont branchées de sorte que lors de l'accord d'un émetteur sur une fréquence plus élevée ou plus faible, la tension de la AFC appliquée par R_{761} est déduite de la tension de rapport de polarité opposée ce qui réduit cette dernière. Ainsi, seul un émetteur calé exactement sur le rapport zéro provoque la déviation maximale de l'indicateur.

LE DISPOSITIF SENSOMAT

Dès que l'on touche en FM le bouton d'accord ou les touches

est réalisé à l'aide de R_{7127} , R_{7127} et la diode D_{771} constituent une indication logarithmique négative agissant à l'encontre de l'accord logarithmique positif ce qui donne une indication linéaire de la fréquence.

Pour compenser les dispersions des instruments indicateurs, le contrôle R_{799} offre la possibilité d'une correction de l'indication de fréquence à 96 MHz.

L'ALIMENTATION

Le redresseur en pont GL933 est inséré au secondaire du transformateur d'alimentation.

L'enroulement 7 V alimente les lampes de cadran $4 \times 7 V / 1 A$. La tension d'alimentation de T_{772} et T_{773} (indicateur d'accord) est prélevée par D_{7112} . L'enroulement 7 V, dont la tension est prélevée par D_{7120} , sert aussi à l'alimentation de la lampe de l'indicateur stéréo et des deux lampes indicatrices de la CAF (AFC).

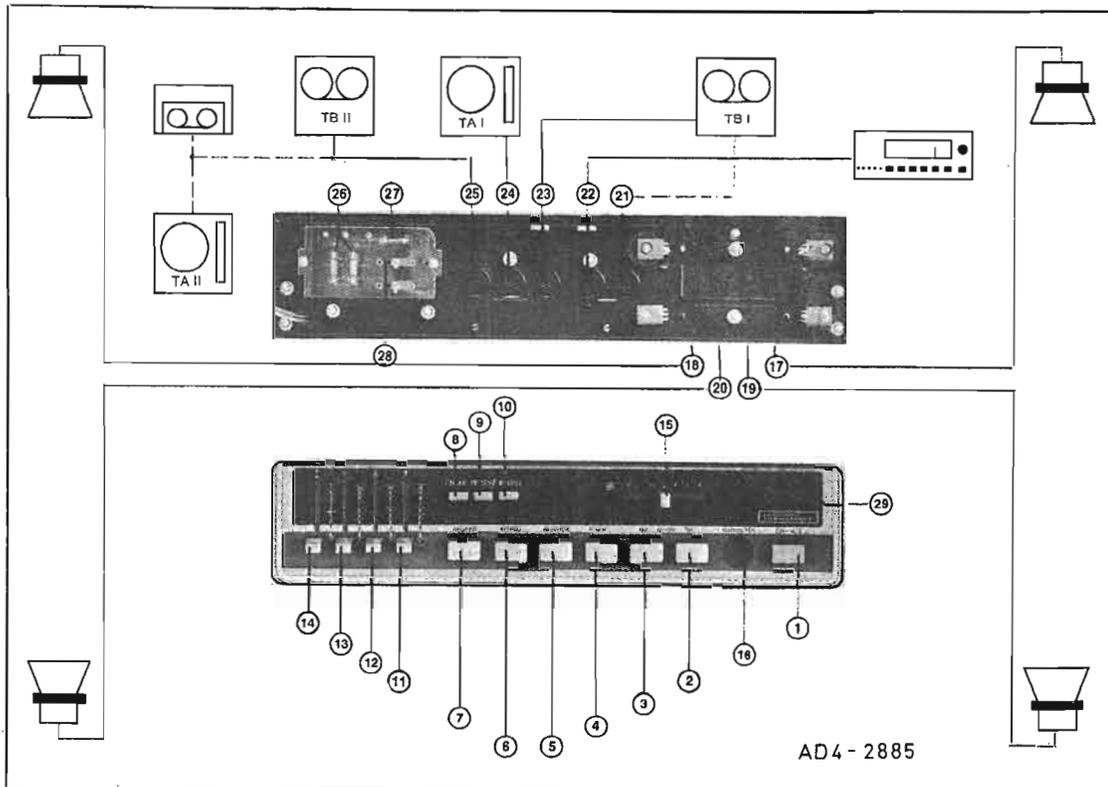
La tension prélevée au condensateur de charge est répartie en 3 circuits :

La tension d'accord est pré-stabilisée par T_{936} et préfiltrée par C_{923} . A la base de T_{937} , on trouve T_{938} dont la tension d'émetteur est maintenue constante par la diode Zener D_{931} . La tension de base de T_{938} , réglable par R_{907} est de 200 mV (tension de seuil) plus élevée que le potentiel de l'émetteur stabilisé par D_{931} . Le courant de collecteur de T_{938} traversant R_{904} engendre une chute de tension constituant la tension de base, donc la tension d'émetteur du T_{937} . Cette tension, divisée par $R_{906}/R_{907}/R_{908}$ commande à son tour le transistor T_{938} .

Ce circuit de réglage de forte pente assure une tension d'accord parfaitement constante de -30 V.

La tension prélevée à T_{937} est réduite à 17 V environ par R_{909}/R_{910} , puis filtrée. Destinée à l'alimentation du décodeur stéréo.

T_{940} fournit par R_{915} le courant d'alimentation de la diode Zener qui produit la tension de référence de -10 V appliquée à la base du T_{941} . Sur l'émetteur de T_{941} , on a donc une tension stabilisée de 200 mV environ plus faible pour l'alimentation des modules HF.



AD4 - 2885

L'AMPLIFICATEUR KORTING-TRANSMARE A710

Caractéristiques techniques : alimentation secteur 110/220 V, 50 Hz. Consommation 90 W. Equipement : 25 transistors. Correcteurs de tonalité : volume à correcteur physiologique. Balance, graves, aiguës. Multison : correcteur spécial 7 positions. Puissance de sortie sur 4Ω : $2 \times 20 W$ efficaces. Distorsion harmonique $\leq 0,5\%$ à la puissance nominale à 1 kHz. Réponse en fréquence : 15 Hz à 20 kHz $\pm 1,5$ dB avec volume à 6 dB et touche « linéaire » enfoncée distorsion d'intermodulation $\leq 1\%$ (250/8 000 Hz 4 : 1) puissance efficace. Diaphonie 40 dB (1 kHz) à la puissance nominale, > 35 dB (250 Hz - 10 kHz). Réglage de tonalité : balance : 0 à maxi. Graves ± 15 dB à 40 Hz. Aiguës ± 15 dB à 10 kHz. Filtre antirumble : -12 dB de réduction à 40 Hz. Filtre souffle : -8 dB à 10 kHz. Présence + 6 dB à 3 kHz. Linéaire : correcteur physiologique supprimé. Signal/bruit : entrée TB, TAI, 80 dB à la puissance nominale 55 dB à 2×50 mW, volume à -26 dB. Entrée TAI : 60 dB à la puissance nominale, 55 dB à 2×50 mW. Volume à -26 dB. Sensibilité et impédance d'entrée : pour puissance efficace et 1 kHz, volume maxi, correcteurs aiguës et graves sur plage linéaire : TAI 2,5 mV/47 k Ω , TAI/TB 200 mV/470 k Ω . Sorties : HP 4 à 16 Ω . Casque stéréo 100 à 2 000 Ω .

Présentation : La présentation est identique à celle du tuner.

1. - Marche/arrêt.
2. - Magnétophone I.
3. - PU 1, 2 + 3 - PU II/M II.
4. - Tuner.
5. - Moniteur.
6. - Stéréo.
7. - Filtre antisouffle.
8. - Linéar.
9. - Présence.
10. - Rumble.
11. - Volume.
12. - Aiguës.
13. - Graves.
14. - Balance.
15. - Multison.
16. - Ecouteur.
17. - HP gauche, enceinte stéréo.
18. - HP droit, enceinte stéréo.

19. - Enceinte multisound gauche.
20. - Enceinte multisound droite.
21. - Branchement du moniteur pour magnétophones pourvus d'une écoute après bande.
22. - Tuner.
23. - 1^{er} magnétophone.
24. - Tourne-disque à cellule magnétique.
25. - 2^e magnétophone ou tourne-disque céramique avec compensateur phono incorporé.
26. - Fusibles HP.
27. - Fusible secteur.
28. - Sélecteur de tension.
29. - Indicateur de service.

Le banc d'essai de ces deux appareils a été publié dans le n° 1387 de *Hi-Fi Stéréo*.

LA CHAÎNE DE L'ANNÉE KORTING A710 2 x 35 WATTS MUSIQUE

Caractéristiques et possibilités vraiment exceptionnelles
Prix catalogues : 1 160 F - PRIX ROBUR : 1 050 F

KORTING T710 TUNER FM-OC-PO-GO

avec les toutes dernières innovations techniques
Prix catalogues : 1 280 F - PRIX ROBUR : 1 160 F

Vous trouverez également dans nos auditoriums :

- | | |
|--|---------|
| T410 - Tuner-ampli | 1 150 F |
| T410 - Tuner-ampli 2 x 10 W | 1 150 F |
| 1603L - Tuner-ampli 2 x 60 W Multisound. Caractéristiques remarquables | 2 930 F |

**A L'OCCASION DE NOTRE 25^e ANNIVERSAIRE
VOIR NOS DEUX OFFRES EXCEPTIONNELLES**
sur ce matériel dans notre publicité pages 335 à 338

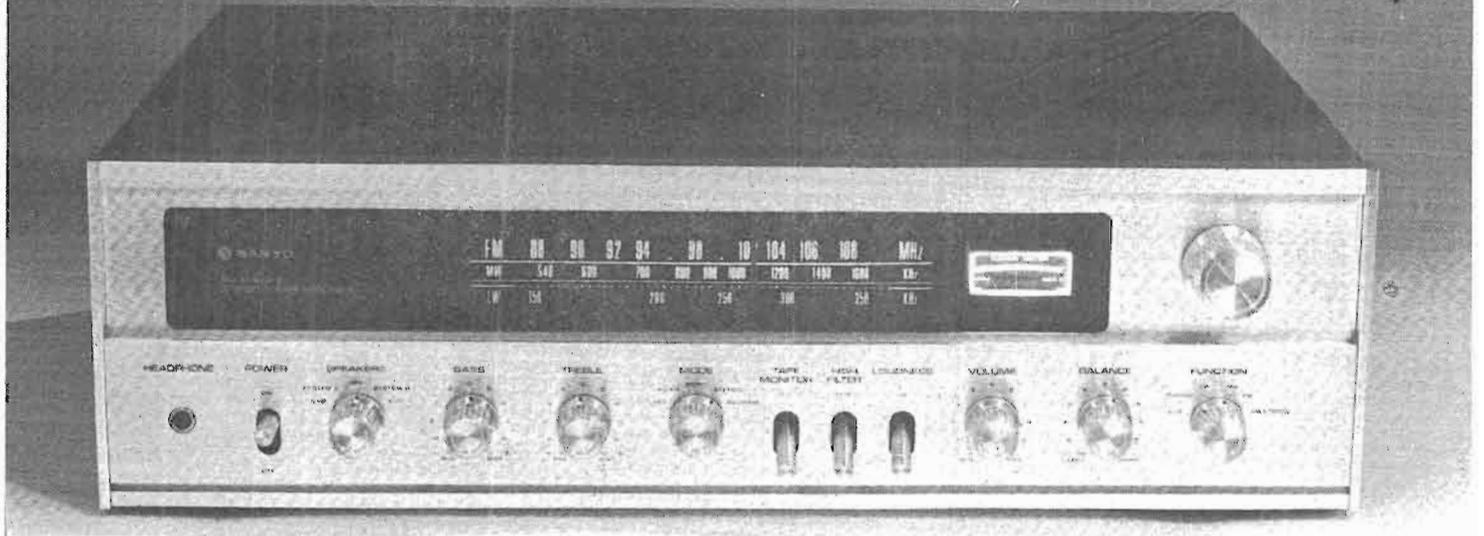
RADIO

Robur
HAUTE FIDELITE

R. BAUDOIN,
Ex-Professeur E.C.E.
102, bd Beaumarchais, PARIS-XI^e
T. 700-71-31 C.C.P. 7062.05 Paris

● PARKING PRIVÉ réservé à NOS CLIENTS

LE TUNER-AMPLIFICATEUR SANYO DCX2300L



CET appareil est situé dans la gamme des puissances moyennes, le tuner est à trois gammes. Comme tous les matériels japonais, sa présentation est très soignée, et il comporte les gadgets propres à séduire l'acheteur éventuel. Les performances sont honnêtes pour les différentes sections, la constitution des circuits est classique.

CARACTERISTIQUES

Tuner : Trois gammes, PO, GO, FM. Sensibilité FM : $2,5 \mu V$. Impédance antenne : 300Ω . Fréquence intermédiaire : 10,7 MHz. Séparation des canaux : 35 dB à 1 kHz. Rapport signal/bruit : 60 dB. Sensibilité AM : $150 \mu V$. Antenne : cadre ferrite incorporé ou extérieure.

Amplificateurs : Puissance de sortie : 15 W par canal. Distorsion harmonique à la puissance maximale : 0,8 %. Bande passante : 15 Hz-50 kHz ± 3 dB. Correcteurs de tonalité : ± 12 dB à 100 Hz ; ± 12 dB à 10 kHz. Filtre passe-bas : 6 dB par octave à 5 kHz. Correcteur physiologique : + 12 dB à 50 Hz, + 5 dB à 10 kHz. Entrées : Aux. 100 mV/30 k Ω ; PU magnétique, 2,5 mV/50 k Ω ; magnétophone-monitoring 150 mV/100 k Ω ; microphone dynamique, - 65 dB/10 k Ω .

Sorties : 2 paires d'enceintes 4-16 Ω à fonctionnement alterné ou simultanée (impédance recommandée pour ce dernier cas, 8 Ω) ; casque 8 Ω ; enregistrement 150 mV/8 Ω . Alimentation : 110-220 V 50 Hz. Encombrement : 440 x 354 x 177 mm, pour un poids de 7,2 kg.

PRESENTATION

L'appareil est habillé d'un coffret en bois comportant des orifices de ventilation sur le dessus. La face avant est réussie, les différentes commandes sont disposées de manière à flatter l'œil sans tapage. Elle est divisée en deux bandeaux de couleurs bien contrastées, en haut le cadran avec le bouton de recherche des stations à volant gyroskopique commun à l'AM et à la FM sur sa droite, le jack casque, l'interrupteur marche-arrêt à levier et le potentiomètre de volume sur sa gauche.

Le cadran est éclairé par la tranche, il est de couleur verte, et comporte à gauche les indications PU, Aux, stéréo illuminées lorsque celles-ci sont en fonction et à droite, le vu-mètre d'accord.

Le bandeau inférieur en aluminium brossé comporte les commandes habituelles, avec en plus la prise, l'interrupteur et la commande de volume des circuits microphone. Le monitoring est prévu, utilisable lorsque l'on dispose d'un magnétophone à 3 têtes.

À l'arrière, les raccordements sont assurés à travers des prises CINCH, doublées d'une prise DIN magnétophone, et les enceintes sont branchées sur bornes à vis. Le sélecteur de tension réseau 110-220 est verrouillé par un petit étrier de blocage évitant la commutation intempestive, et les fusibles de protection des enceintes sont disposés sur ce panneau. La réalisation fait appel à des composants discrets, sauf pour l'amplificateur FI commun

à l'AM et à la FM. Celui-ci est un circuit intégré dont les différentes sections sont raccordées à des transformateurs classiques accordés, l'ensemble constituant l'équivalent d'une chaîne à 3 étages. Ici, le gain apporté par un composant intégré n'est pas mis en évidence. L'antenne cadre ferrite est disposée à l'intérieur de l'appareil, elle n'est pas orientable. La commutation PO-GO est assurée par un relais à 6RT. L'accord est réalisé par un condensateur variable à 5 cages, dont 3 éléments sont affectés à la FM.

La disposition des différents circuits est groupée en sous-ensembles, fixés à plat sur un châssis cadre. Les dissipateurs des étages de puissance basse fréquence sont de taille convenable.

DESCRIPTION DES CIRCUITS (Voir schéma)

Tuner : La tête HF-FM comporte les trois étages classiques. L'amplificateur, le transistor FET TR₁₀₁ est monté en source commune, sa base reçoit le signal antenne, et cette électrode est asservie par une tension continue de CAG, provenant du second étage FI et des diodes D₁-D₂. Le signal amplifié est couplé à la base de l'étage mélangeur TR₁₀₂, recevant sur cette électrode le signal de l'oscillateur local TR₁₀₃. La bobine L₁ disposée dans le circuit base de TR₁₀₂ rejette les signaux indésirables pouvant remonter jusqu'à cet endroit. Le premier transformateur FI est disposé en charge collecteur de TR₁₀₂, puis les signaux sont amplifiés par les différentes sections

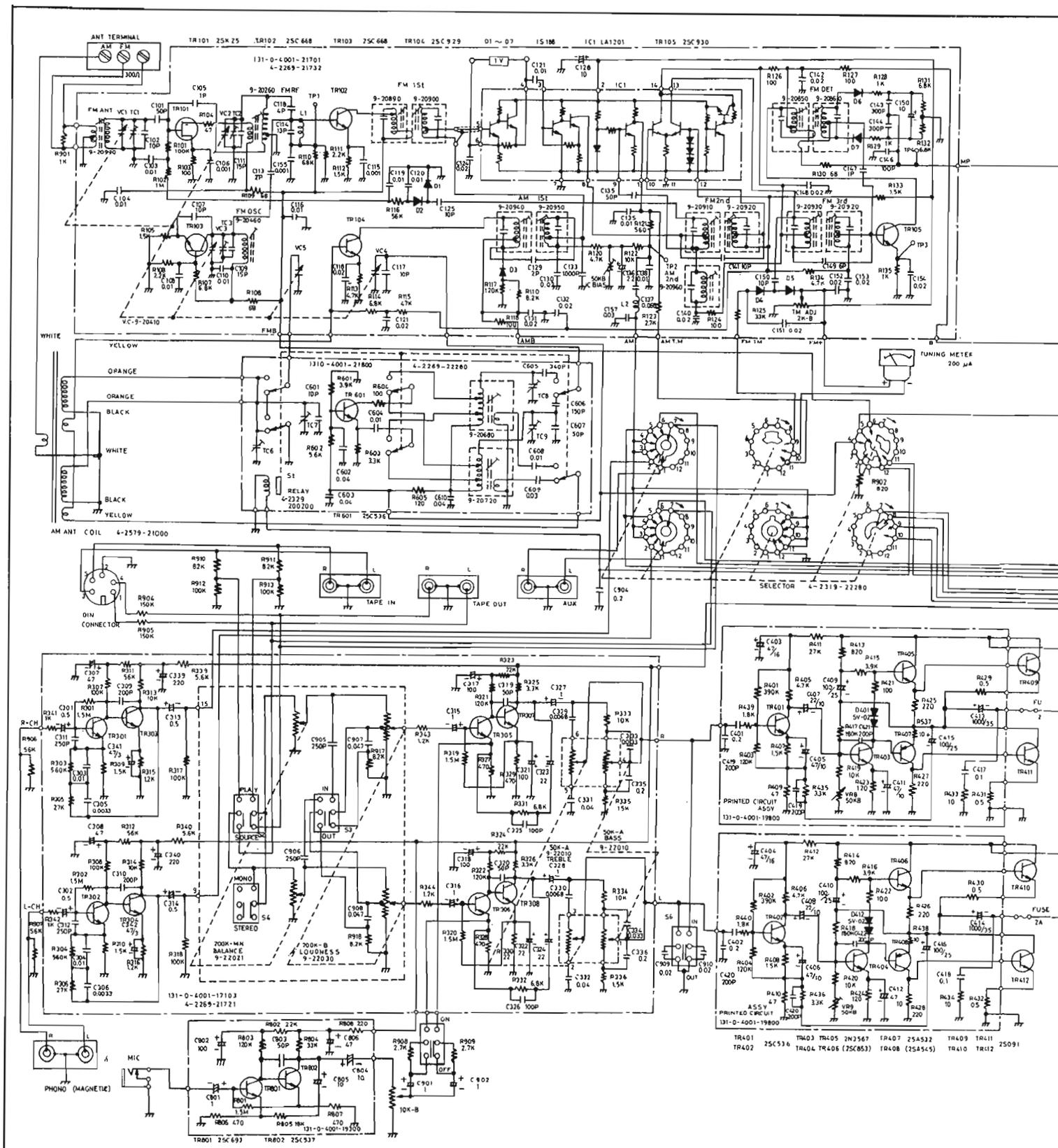
du circuit intégré I_{c1}, fonctionnant comme une chaîne à 3 étages. Avant d'être détectés, les signaux sont amplifiés par l'étage amplificateur limiteur TR₁₀₅, le discriminateur ici employé est un détecteur de rapport.

Le signal destiné au galvanomètre d'accord est prélevé en sortie du circuit intégré FI. Le décodeur stéréo comporte l'amplificateur TR₂₀₁ sur 19 kHz, le doublement de fréquence par diodes D₂₀₁-D₂₀₂, l'amplificateur de 38 kHz TR₂₀₂ et la matrice de décodage. L'allumage du voyant stéréo est commandé par un étage séparé accordé sur 19 kHz TR₂₀₃ qui actionne en continu le transistor TR₂₀₄ provoquant sa saturation et l'allumage de l'ampoule.

En sortie de la matrice de décodage, deux filtres céramique éliminent les résidus de 38 kHz, puis les transistors préamplificateurs TR₂₀₅-TR₂₀₆ amènent les signaux BF à un niveau suffisant pour exploitation sur les amplificateurs basse fréquence. L'équilibrage des canaux se réalise à l'aide du potentiomètre ajustable 10 K-B.

En AM, le transistor TR₁₀₄ est utilisé en changeur de fréquence. Sa base reçoit simultanément le signal incident et le signal local, généré par l'oscillateur TR₆₀₁. À noter les commutations PO-GO assurées à l'aide du relais. En sortie collecteur de TR₁₀₄, les signaux FI sont amplifiés par deux sections du circuit intégré, puis détectés et dirigés vers l'indicateur d'accord et le bloc basse fréquence.

Circuits basse fréquence : Les préamplificateurs correcteurs RIAA sont uniquement utilisés à

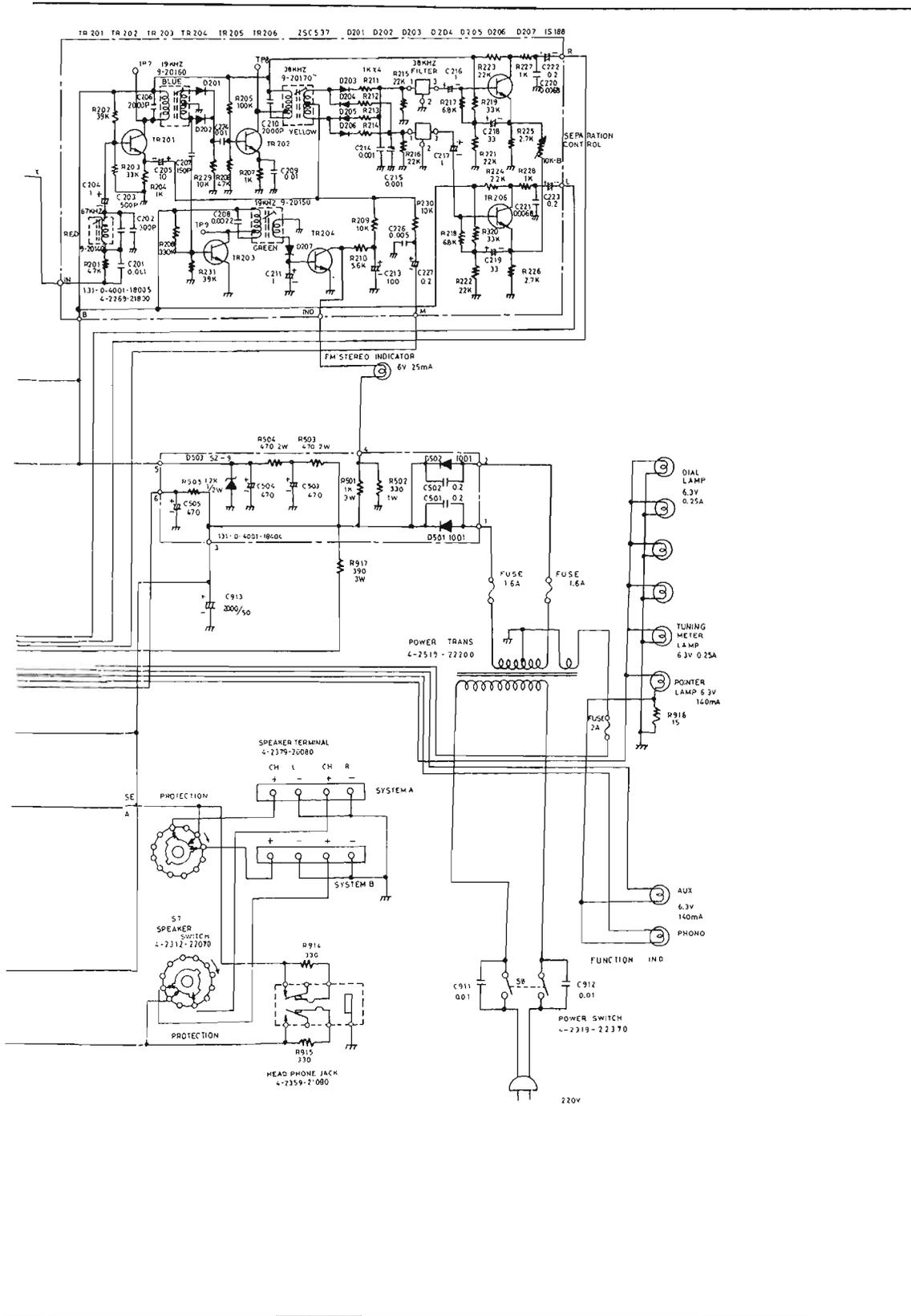


la lecture à l'aide d'une cellule magnétique, le constructeur a préféré ici utiliser un préamplificateur séparé pour le microphone, plutôt que d'établir un réseau de correction commuté. L'avantage est de pouvoir ajouter un commentaire sur une musique provenant d'un disque, le mélange s'effectuant de façon très souple en dosant le niveau de sortie du préamplificateur micro.

Le correcteur RIAA est du type à deux étages à liaison continue avec réseau de correction global. Les transistors TR₃₀₁-TR₃₀₃, canal droit en haut, comportent la boucle de contre-réaction C₃₁₁-C₃₀₃-C₃₀₅-R₃₀₃-R₃₀₅. A la sortie de TR₃₀₃, les signaux sont dirigés simultanément après commutation vers la sortie magnétophone et vers les circuits de balance et du correcteur phy-

siologique commutable lié au potentiomètre de volume. Le préamplificateur microphone est composé des 2 étages TR₈₀₁-TR₈₀₂ à couplage continu, analogues à la boucle de correction près, à ceux utilisés sur le correcteur RIAA. La sortie de TR₈₀₂ est raccordée au potentiomètre de volume micro, puis traverse le commutateur coupant les signaux lorsque le microphone

n'est pas employé. Les signaux provenant des différentes sources sont dirigés sur la base de l'étage mélangeur TR₃₀₅ sur l'émetteur duquel est appliqué le signal de la voie microphone. Amplification ensuite par le transistor TR₃₀₇ avant l'attaque des réseaux de correction de tonalité et du filtre passe-bas commutable. Le bloc amplificateur de puissance proprement dit comporte



l'étage d'entrée à contre-réaction globale TR₂₀₁, le prédriver TR₂₀₂, les drivers TR₂₀₅-TR₂₀₇ et les étages de puissance en configuration quasi complémentaire TR₂₀₈-TR₂₀₉, disposés suivant une conception classique que nous avons maintes fois détaillée dans nos colonnes.

La liaison de sortie est réalisée à travers un condensateur, et un fusible protège l'enceinte.

Les alimentations sont en redressement double alternance, celle destinée aux circuits du tuner est stabilisée par la diode Zener D₅₀₃. Une protection des transistors finals est assurée sur le secondaire du transformateur d'alimentation par deux fusibles disposés en série avec les diodes D₅₀₁-D₅₀₂.

MESURES

Les différentes mesures font

ressortir la concordance entre les spécifications énoncées et les résultats obtenus.

Il est à noter pour la puissance que nous ne tenons jamais compte des différents chiffres de puissance musicale, sinusoïdale, ou de celle mesurée sur chaque canal séparément. Seule est admise la puissance efficace, qui est la seule reproductible et indiscutable lors des comparaisons, et effectuée les

deux voies simultanément chargées sur l'impédance préconisée par le constructeur, pour une fréquence de 1 kHz.

La mesure de bande passante est celle relevée en charge amplificateur fonctionnant dans les mêmes conditions de charge que lors de la mesure de puissance. Une variation de - 3 dB représente en puissance une chute de 50 % de la valeur initiale, ce qui représente par exemple pour 20 W eff. une puissance restante de 10 W eff. Le taux de distorsion harmonique mesuré est toujours cité pour la puissance maximale mesurée comme définie ci-dessus, dans les matériels haute fidélité, par contre, pour les autoradios, la puissance est mesurée pour un taux de distorsion harmonique voisin de 1 %.

Les mesures de rapport signal/bruit sont effectuées entrées bouclées sur leur impédance et non court-circuitées, ce qui favoriserait la mesure. Toutefois, lorsque le constructeur spécifie cette condition, nous procédons à cette mesure.

La puissance relevée les deux voies chargées sur 4 Ω simultanément à 1 kHz, est de 2 x 15 W eff.

En cas d'utilisation simultanée de 2 paires d'enceintes, il faut utiliser des 8 Ω car elles seront en parallèle, dans ce cas, l'impédance résultante sera de 4 Ω.

A 2 x 15 W eff., le taux de distorsion harmonique mesuré à 1 kHz est de 0,76 %.

La bande passante à la puissance considérée ci-dessus est de 20 Hz-40 kHz à - 3 dB.

La plage d'action des correcteurs de tonalité couvre ± 14 dB à 50 Hz, ± 13 dB à 10 kHz.

Le filtre passe-bas affaiblit le signal de 8 dB à 10 kHz, le correcteur physiologique remonte de + 10 dB et + 3 dB respectivement à 50 Hz et 10 kHz.

La correction RIAA est fidèle à ± 1,5 dB de la courbe normalisée.

La sensibilité mesurée sur le tuner en FM est de 2,7 μV antenne pour un rapport signal/bruit de 26 dB.

La séparation des canaux est bonne, nous avons relevé 37 dB à 1 kHz.

CONCLUSION

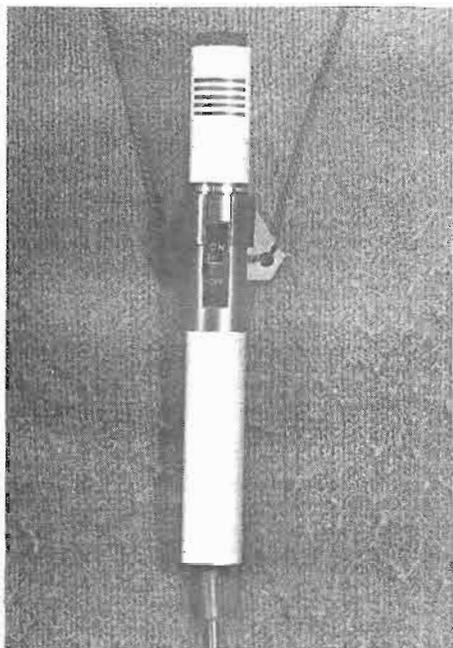
L'appareil est de présentation agréable, ses caractéristiques sont conformes à celles publiées par son constructeur. Le raccordement à un microphone avec possibilité de mélange à une autre source, le monitoring, sont des éléments qui peuvent favorablement influencer le choix de l'amatteur. La conception classique des circuits alliée à une réalisation convenable permet de donner une bonne note d'ensemble à cet appareil.

J.B.

LE MATÉRIEL DE SONORISATION

BOUYER

LES MICROPHONES



Le microphone Lavallière GMI. — Microphone électrostatique hypercardioïde. Bande passante 40 à 14 000 Hz. Impédance 600 Ω . Dimensions : longueur 187 mm, diamètre 22 mm. Interrupteur arrêt/marche. Cordon de 5,50 m. Poids 200 g, sans la pile. Ce microphone est livré avec support Lavallière.

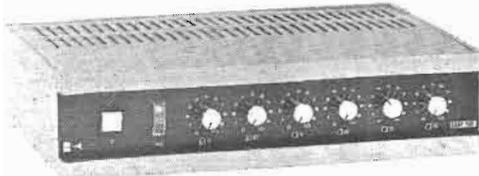


Le microphone spécial musique 710. — Microphone électrodynamique. Spécialement pour la musique — effet anti-larsen —. Bande passante : 60 à 15 000 Hz. Impédance : 200 Ω . Dimensions : longueur 90 mm. Diamètre : 50 mm. Poids 140 g. Transformateur conseillé : GZ22 (200 Ω haute impédance).

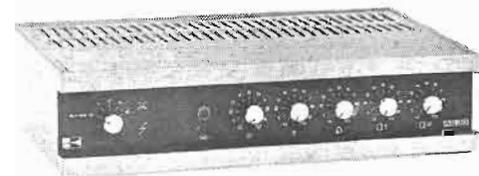


Le microphone spécial parole 709C. — Microphone électrodynamique conçu pour la parole — effet anti-larsen —. Bande passante : 200 à 15 000 Hz. Impédance 200 Ω . Dimensions : longueur 75 mm, diamètre 50 mm, poids 125 g. Transformateur conseillé : GZ22 (200 Ω haute impédance).

LES AMPLIFICATEURS

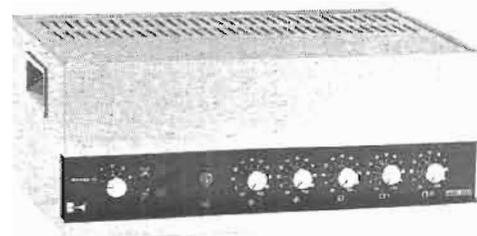


Le préamplificateur GP12. — Niveau de sortie : Nominal 0,8 V. Maximum 3 V. Courbe de réponse : Linéaire de 20 Hz à 20 kHz. Distorsion < 0,5 %. Entrées : 4 micro + 2 pick-up mélangeables par réglages séparés + entrée auxiliaire. Sensibilité : Microphone, 5 mV / 100 000 Ω . Pick-up 150 mV / 2 M Ω . Auxiliaire 600 mV / 30 000 Ω . Sorties : 2 sorties de 600 Ω au megohm. Possibilité de contrôle par casque. Modulomètre de contrôle. Alimentation : Secteur 110/220 V. Consommation : 4 VA. Dimensions : 422 x 297 x 104 mm. Poids : 6 kg.

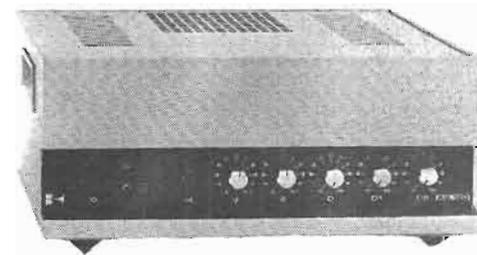


L'amplificateur AS30. — Puissance : Nominale 30 W. Pointe 60 W. Courbe de réponse : Linéaire de 40 Hz à 15 kHz. Distorsion < 1 %. Tonalité Baxandall avec réglage séparé des basses et des aiguës. Entrées : 2 micro-

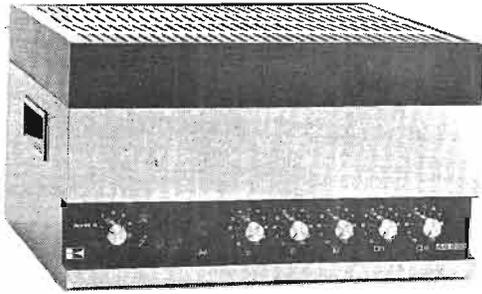
phones, 1 pick-up, mélangeables par réglages séparés, plus entrée auxiliaire. Sensibilité : microphone 5 mV / 100 000 Ω . Pick-up 150 mV / 2 M Ω . Auxiliaire 600 mV / 30 000 Ω . Sorties : 4, 8, 16 Ω . Ligne 50 V (80 Ω), ligne 100 V (330 Ω). 1 sortie modulation, (0,8 V). Alimentation secteur : 90 V à 255 V avec survolteur-dévolteur. Consommation : 77 VA. Dimensions : 422 x 297 x 104 mm. Poids : 10 kg.



L'amplificateur AS60. — Puissance : Nominale 60 W. Pointe 120 W. Courbe de réponse : Linéaire de 40 Hz à 15 kHz. Distorsion < 1 %. Tonalité Baxandall avec réglage séparé des basses et des aiguës. Entrées : 2 microphones 1 pick-up, mélangeables par réglages séparés, plus entrée auxiliaire. Sensibilité : Microphone 5 mV / 100 000 Ω . Pick-up 150 mV / 2 M Ω . Auxiliaire 600 mV / 30 000 Ω . Sorties : 4, 8, 16. Ligne 50 V (40 Ω). Ligne 100 V (165 Ω), 1 sortie modulation (0,8 V). Alimentation secteur : 90 V à 255 avec survolteur-dévolteur. Consommation : 120 VA. Dimensions : 422 x 297 x 174 mm. Poids : 13 kg.

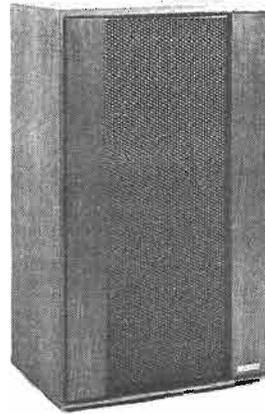


L'amplificateur AS120. — Puissance : Nominale 120 W. Pointe 240 W. Courbe de réponse : Linéaire de 40 Hz à 15 kHz. Distorsion < 1 %. Tonalité Baxandall avec réglages séparés des basses et des aiguës. Entrées : 2 microphones, 1 pick-up, mélangeables par réglages séparés, plus entrée auxiliaire. Sensibilité : Microphone 5 mV / 100 000 ohms. Pick-up 150 mV / 2 M Ω . Auxiliaire 600 mV / 30 000 Ω . Sorties : 8 Ω . Ligne 50 V (20 Ω). Ligne 100 V (80 Ω). 1 sortie modulation (0,8 V). Alimentation secteur : 110-127 V et 220 V. Consommation 200 VA. Dimensions : 422 x 297 x 190 mm. Poids : 19 kg.



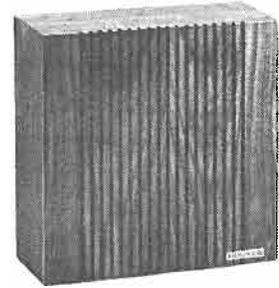
L'amplificateur AS200. — Puissance : Nominale 200 W. Pointe 400 W. Courbe de réponse : Linéaire de 40 Hz à 10 kHz. Distorsion < 1%. Tonalité Baxandall réglage séparé des basses et aigües. Entrées : 2 microphones, 1 pick-up, mélangeables par réglages séparés. plus entrée auxiliaire. Sensibilité : Microphone 5 mV/100 000 Ω. Pick-up 150 mV/2 MΩ. Auxiliaire 600 mV/30 000 Ω. Sorties : 8 Ω. Ligne 50 V (16 Ω), ligne 100 V (50 Ω). 1 sortie modulation (0,8 V). Alimentation secteur : 90 V à 255 avec survolteur-dévolteur. Consommation : 330 VA. Dimensions : 422 x 297 x 235 mm. Poids : 23 kg.

LES ENCEINTES ACOUSTIQUES



L'enceinte acoustique RB72. — Cette enceinte répond aux normes Hi-Fi elle est recommandée pour la sonorisation des discothèque, night-club, dancing et auditorium. C'est une enceinte close en coffret bois plaqué noyer et vernis mat avec grille acier noir du H.P. Elle est équipée d'un haut-parleur actif

bicone de 24 cm de diamètre et d'un haut-parleur passif de même dimension. C'est une enceinte semi-directionnelle d'un angle d'ouverture de 120°. Sa puissance nominale est de 15 W eff. sa bande passante s'étend de 60 Hz à 16 000 Hz à ± 6 dB. Son impédance est de 8 Ω. Dimensions : 630 x 370 x 250 mm. Poids : 15 kg.



L'enceinte acoustique RB76. — Cette enceinte est davantage destinée à s'incorporer au décor des hôtels, restaurants, magasins. etc. Elle est présentée dans un coffret bois plaqué noyer et vernis mat. Elle est équipée d'un H.P. électrodynamique de 21 cm de diamètre. L'angle d'ouverture est de 120°. Sa puissance nominale est de 5 W eff. Bande passante 250 à 9 000 Hz ± 6 dB. Impédance : 4 Ω. Dimensions : 240 x 240 x 110 mm. Poids : 2 kg.



E.R.D.E.

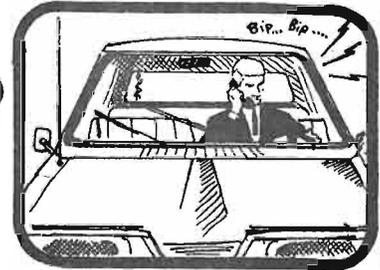
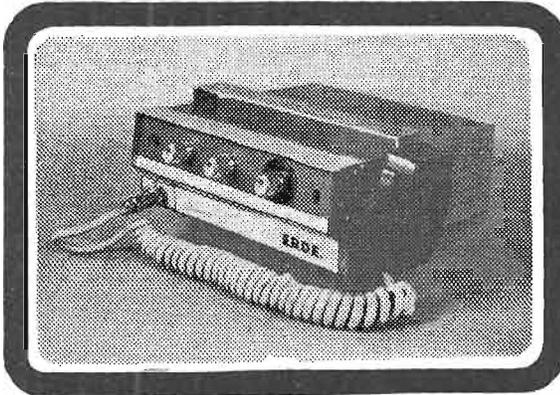
64, rue de Richelieu

75002 PARIS

Tél. : 438-54-29

radio-téléphone à votre service

- TRAVAUX PUBLICS
- MEDECINS
- VETERINAIRES
- AMBULANCES
- HOPITAUX
- CLINIQUES
- USINES (Gardiennage)
- SERVICES A. V.
- TAXIS
- MAGASINS



RAPIDITE D'EXECUTION (Service après-vente)
TRES LARGE CREDIT

NOM (Société)

Adresse :

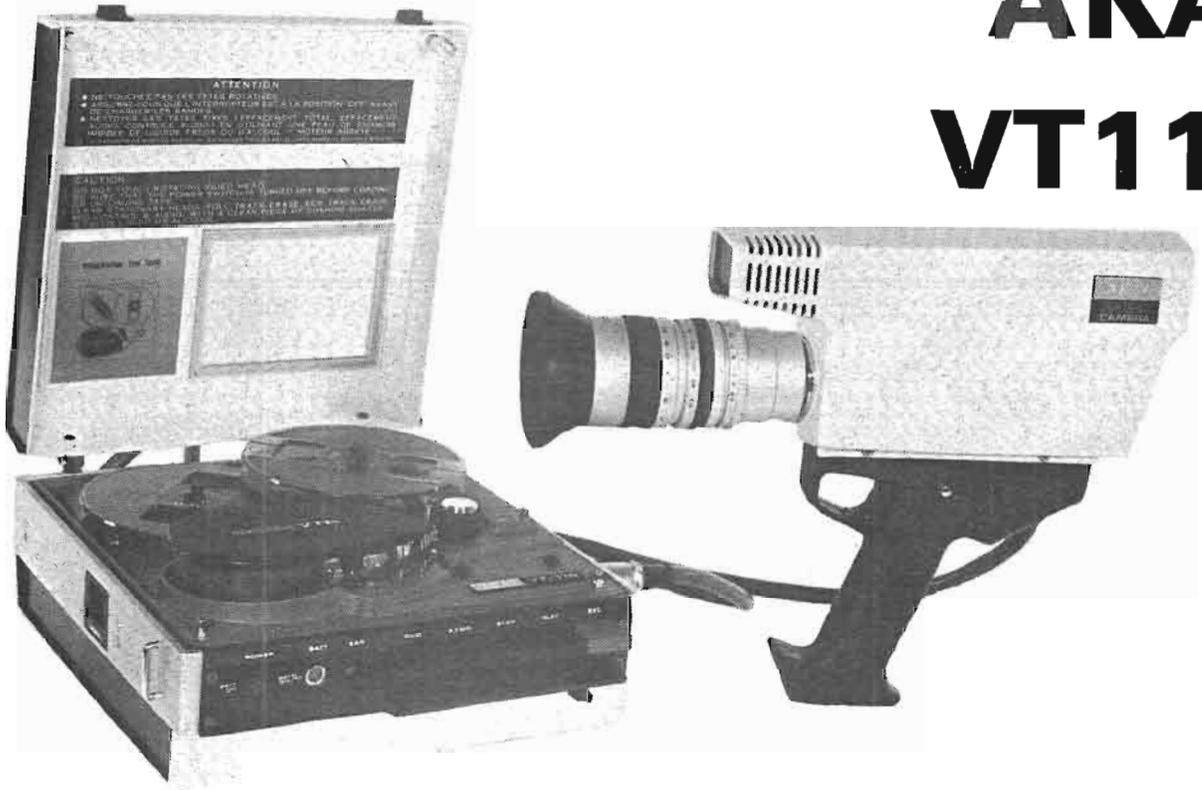
désire recevoir sans aucun engagement :

- LA VISITE D'UN TECHNICIEN
- NOTRE DOCUMENTATION



LE MAGNÉTOSCOPE

AKAI VT110



D'UNE taille et d'un poids très réduits, le magnétoSCOPE Akai VT110 que nous allons décrire ici est un appareil vraiment portatif.

Il permet, grâce à la caméra VC115 à viseur électronique, d'enregistrer image et son sur une bande magnétique de 1/4 de pouce (6,35 mm), pendant environ 25 mn.

Les manœuvres sont très simples et pratiquement analogues à celles d'un magnétophone.

Il fonctionne sur deux batteries rechargeables incorporées ou sur secteur grâce au bloc alimentation-chargeur VA110.

LE MAGNÉTOSCOPE VT110

La technique d'enregistrement est basée sur le principe maintenant classique de l'analyse hélicoïdale au moyen de deux têtes vidéo rotatives. L'enroulement ou drapage de la bande est du type Oméga.

Voyons maintenant les raisons qui ont conduit à ce choix. Les fréquences vidéo qui constituent l'image s'étendent de 0 à plusieurs mégahertz (environ 3 MHz). On sait que pour pouvoir enregistrer des fréquences de plus en plus élevées sur une bande magnétique, il faut, soit augmenter la vitesse de défilement, soit diminuer la largeur de l'entrefer. D'autre part, l'inscription en diagonale choisie ici permet d'accroître la définition.

Si l'on observe cette règle, on doit choisir une vitesse de défilement de l'ordre de 7 m/s et, bien sûr, l'entrefer le plus fin qu'il est possible de réaliser. Afin d'éviter la trop grande consommation de bande qui en résulterait, on fait tourner deux têtes vidéo à 25 tr/s dans le sens inverse du défilement de la bande qui est ici de 23,85 cm/s. Ces têtes sont alternativement en contact avec celle-ci sur 180°. Ce système permet d'obtenir une vitesse relative

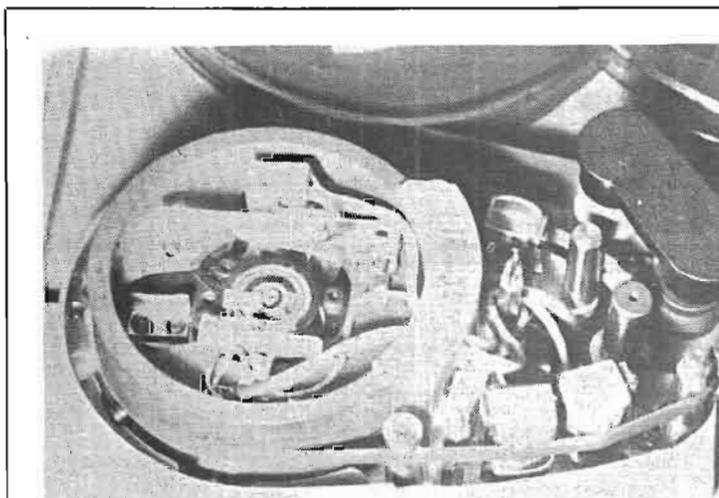


Fig. 1

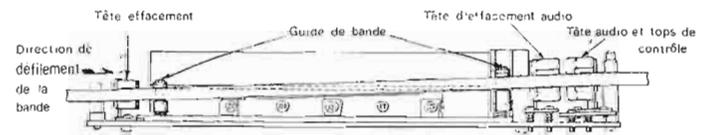


Fig. 2

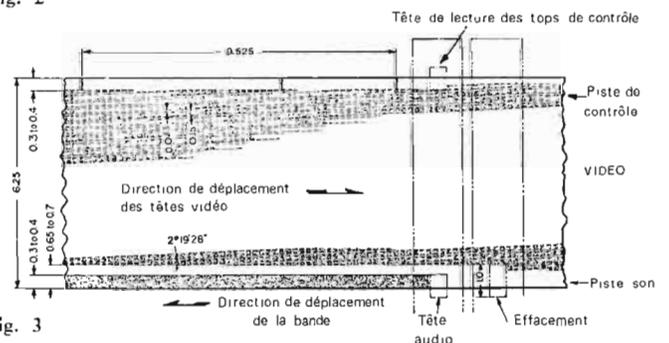


Fig. 3

de défilement de 7,45 m/s ce qui est suffisant pour obtenir une bonne définition.

L'analyse de la bande se fait en diagonale, nous l'avons vu, afin d'augmenter le trajet réel parcouru par les têtes et donc la bande passante. La définition horizontale dépasse 200 points.

Chaque tête analyse une demi-image. L'analyse est entrelacée. Le tambour contenant les têtes rotatives est parallèle au châssis mais les bobines sont placées sur des plans différents (décalage $2^{\circ}19'$). La bande maintenue en place par des guides suit ainsi un trajet oblique (Fig. 2).

En plus du signal vidéo qui constitue l'image, la bande comporte une piste son à sa partie inférieure et une piste réservée aux tops de contrôle pour l'asservissement, à sa partie supérieure.

Examinons maintenant les circuits qui constituent le magnéto-scope.

L'AMPLIFICATEUR VIDÉO

Il sert à amplifier et à moduler en fréquence les signaux qui vont être enregistrés d'une part, et à amplifier et à démoduler les signaux en lecture et en contrôle caméra, c'est-à-dire en monitoring d'autre part (Fig 4).

Ces signaux sont d'abord amplifiés (IC4008), puis on les module en fréquence en raison de l'ampleur de la bande passante vidéo et aussi afin d'assurer une prémagnétisation. Ici, il n'est pas possible comme pour les magnétophones, d'utiliser une fréquence plus élevée pour la prémagnétisation. Elle devrait être de plusieurs dizaines de mégahertz. C'est évidemment impossible. Cette modulation s'effectue en largeur d'impulsions au niveau des circuits intégrés IC4009, de l'écrêteur symétrique constitué par les deux diodes 4008 et 4009 et du multivibrateur IC4010. Le signal modulé se divise alors en deux à la sortie du transformateur de liaison T_1 . La première partie, dont le niveau est réglable avec VR_4 , subit une adaptation d'impédance avec le circuit intégré IC4011 puis, amplifiée, elle est appliquée aux têtes vidéo par l'intermédiaire du relais enregistrement/lecture RL4001.

La deuxième partie du signal en enregistrement se dirige vers le point de test TP_1 pour attaquer la base du transistor TR4005 que suit un étage limiteur. A lieu ensuite la démodulation du signal qui débute au niveau des trois CI écrêteurs symétriques, et qui se continue au niveau du discriminateur différentiel TI et IC4005. On retrouve le signal vidéo re-

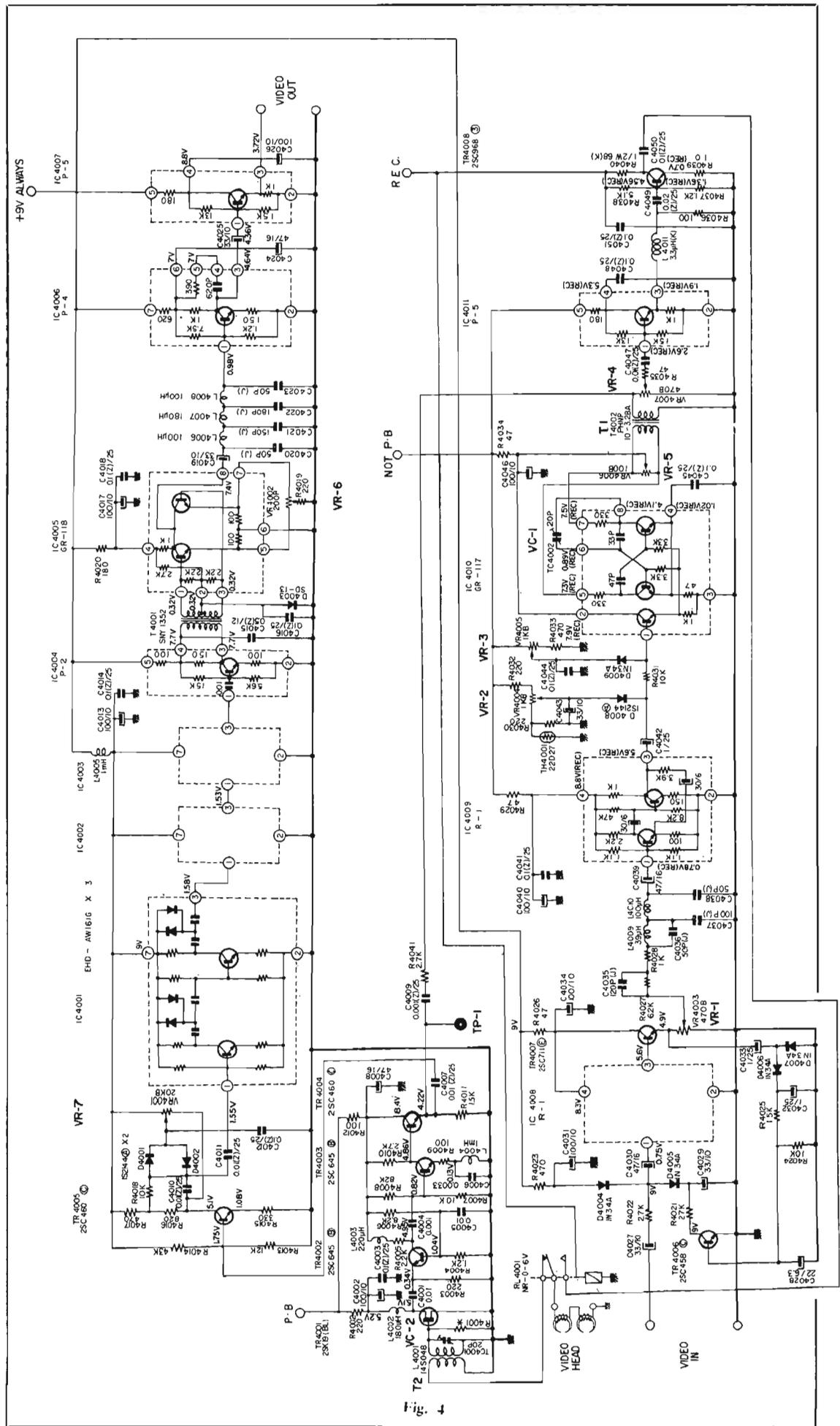


Fig. 4

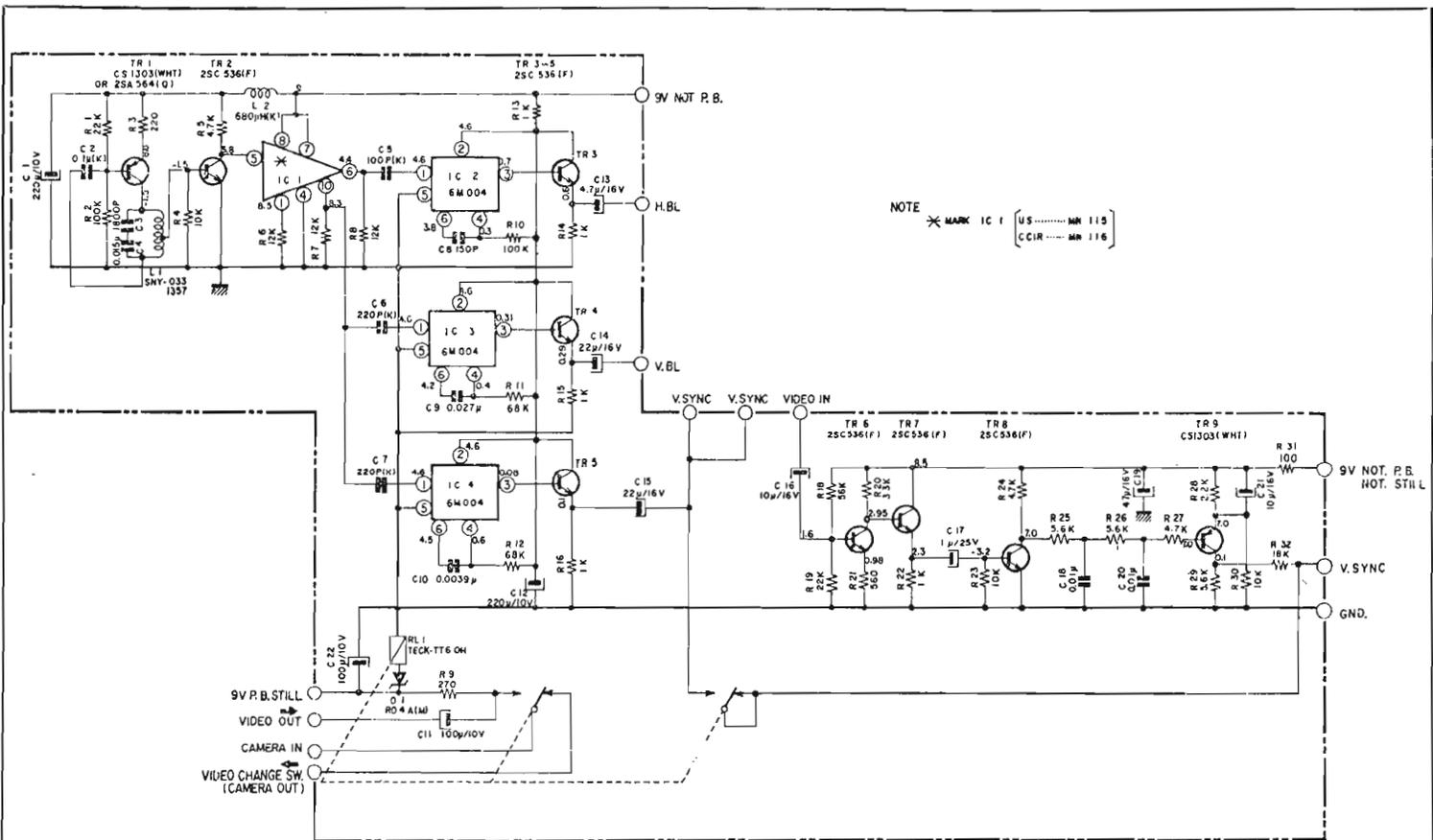


Fig. 5

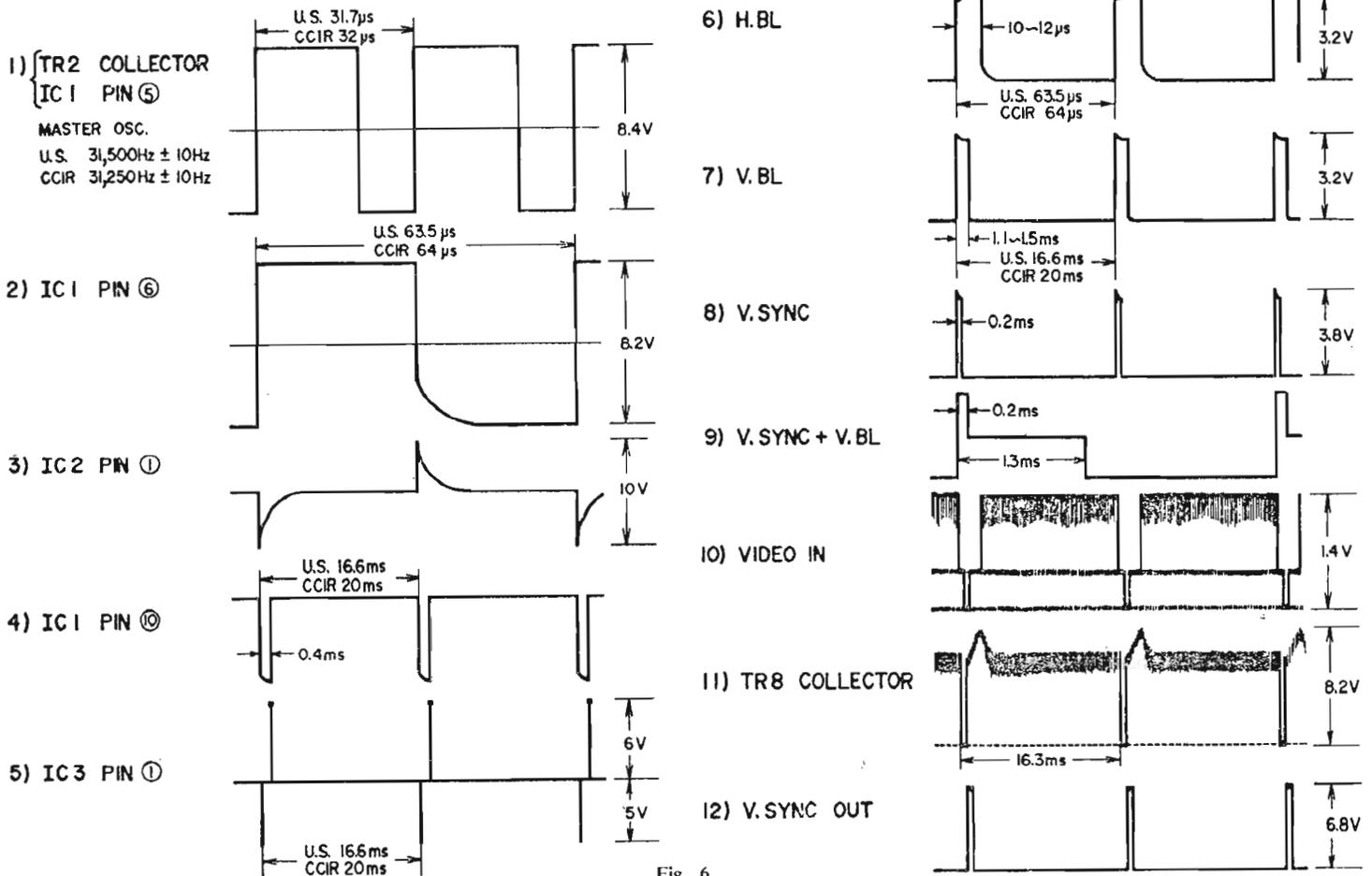


Fig. 6

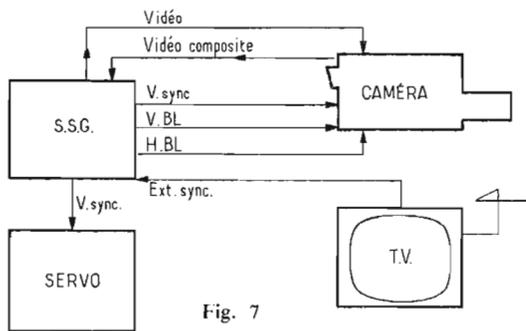


Fig. 7

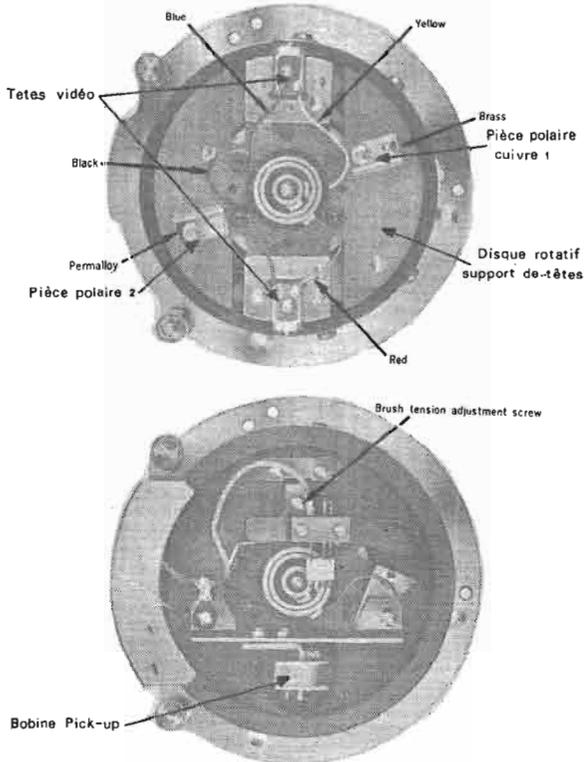


Fig. 8

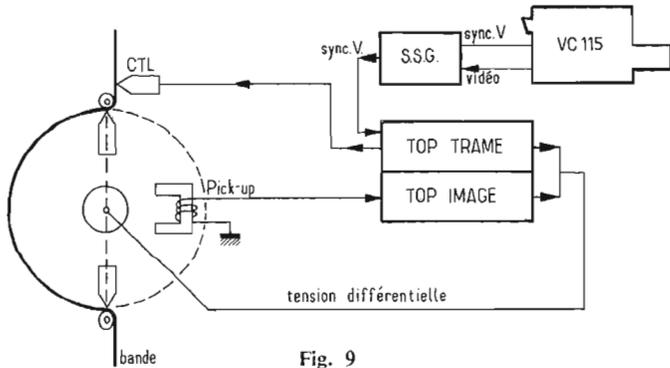


Fig. 9

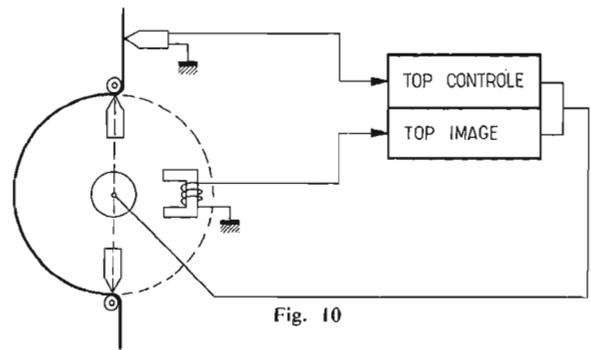


Fig. 10

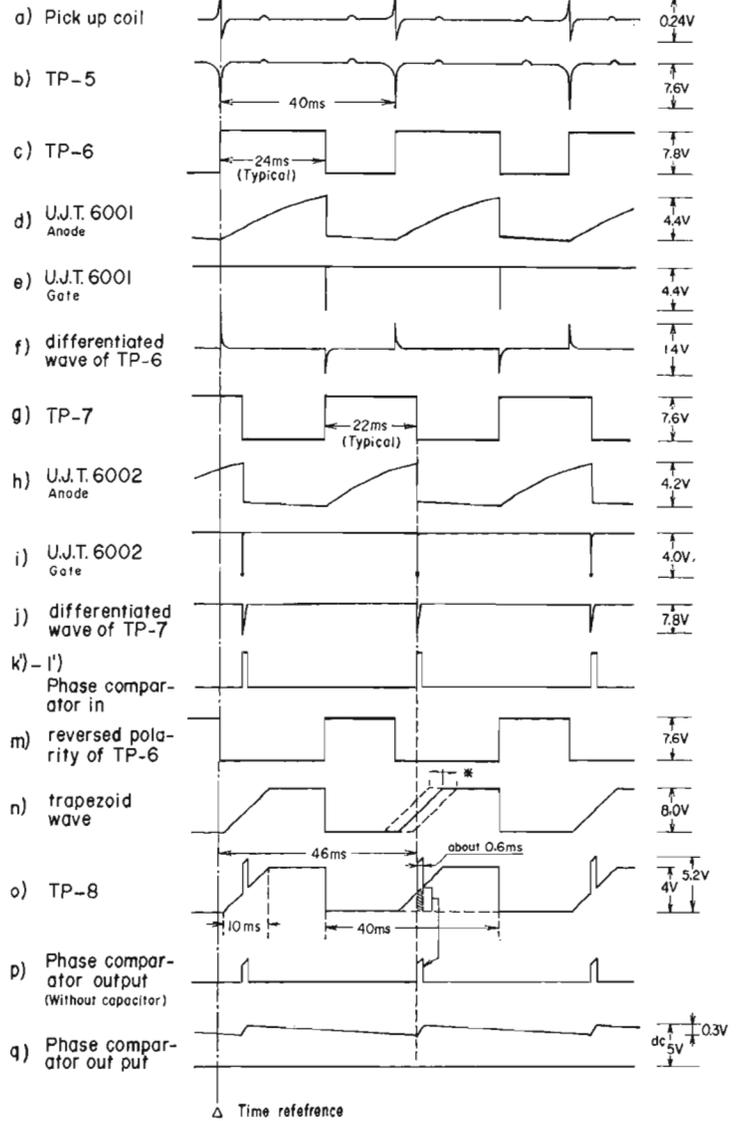


Fig. 11

constitué après les ensembles LC sur la base 1 de IC4006 qui assure une dernière amplification avant l'étage adaptateur d'impédance qui permettra la liaison de la sortie vidéo avec un moniteur ou un autre magnéto-scope 75 Ω.

En position lecture du relais RL4001 le signal vidéo modulé en fréquence et qui provient alors des têtes attaque un Fet à faible bruit par l'intermédiaire du transformateur T₂. Un transistor adaptateur permet d'appliquer la

modulation à TR4003 qui l'amplifie.

On retrouve après la sortie sur l'émetteur de TR4004 la chaîne de démodulation que suit le signal avant d'être appliqué à un moniteur.

LE GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX DE SYNCHRONISATION (SSG) (Fig. 5)

Ce circuit fournit toutes les impulsions destinées à commander le balayage de la caméra puis

à synchroniser l'analyse du tube vidicon (tube de prise de vue) avec celle des têtes vidéo. Cette synchronisation permet de retrouver à la lecture l'ordre exact des « points » qui constituaient l'image.

Afin qu'une légère dérive n'affecte pas la fréquence des impulsions de commande, on a choisi une fréquence de 31 250 Hz pour l'oscillateur du type Colpitts. Il est suivi d'un étage tampon. 4 circuits intégrés Mos (Metal Oxyde) du type L.S.I.

fournissent par division, puis intégration et différenciation, les signaux, respectivement sur les émetteurs de TR₃, TR₄, TR₅, de blanking horizontal, vertical et de synchronisation verticale (voir Fig. 6).

DISTRIBUTION DES SIGNAUX DE SYNCHRONISATION (Fig. 7)

Ce circuit comprend une deuxième partie dont le rôle est d'extraire les impulsions de synchroni-

sation verticale du signal vidéo composite issues soit de la caméra, soit d'un téléviseur. C'est le séparateur. La séparation s'effectue au niveau du transistor TR₈ et des cellules R₂₅, C₁₈, R₂₆, C₂₀. On récupère le signal de synchro verticale sur le collecteur de TR₉ avant de l'envoyer au servo (voir Fig. 6, § 11-12).

Le commutateur à relais (RL₁) permet le retour du signal vidéo vers la caméra VC115 à la lecture, pour le monitoring.

LE SYSTÈME D'ASSERVISSEMENT (Fig. 7)

Ce circuit permet de comparer constamment deux types d'impulsions qui servent à réguler la vitesse de rotation des têtes vidéo et à l'asservir au balayage vertical de la caméra.

Il faut considérer deux situations :

1. En enregistrement.

Nous disposons de deux séries d'impulsions à comparer :

a) Les tops trame de fréquence et de phase constantes qui pilotent la caméra et servent de référence. Ils sont issus du SSG.

b) Les tops image qui proviennent du passage de deux pièces polaires (Fig. 8) à proximité de la bobine fixe pick-up et qui sont solidaires du porteur de têtes. La fréquence des tops recueillis sur la bobine est fonction de la vitesse de rotation des têtes et leur phase est variable.

c) De plus, on inscrit à la partie supérieure de la bande magnétique des impulsions de contrôle de fréquence constante au moyen d'une tête spéciale. Elles remplaceront à la lecture les tops trame qu'elles représentent.

2. En lecture.

On compare :

a) Les impulsions de contrôle de fréquence fixe.

b) Avec les impulsions issues de la bobine pick-up et dont la fréquence dépend de la vitesse de rotation des têtes.

DESCRIPTION DU MODULE D'ASSERVISSEMENT

1° A l'enregistrement comme à la lecture, des impulsions sont issues de la bobine pick-up. Ce sont les tops images (Fig. 11). Ils subissent d'abord un écrêtage (IC6006), puis ils synchronisent le multivibrateur de retard IC6007. Ces tops sont alors transformés en dent de scie sur l'UJT6001 puis synchronisent à leur tour un second multivibrateur de retard. Ils sont ensuite différenciés (TP₁).

On obtient enfin après une série de transformations visibles (Fig. 11) des impulsions rectangulaires. Mais avant de les appliquer au comparateur de phase, on les superpose à une tension trapé-

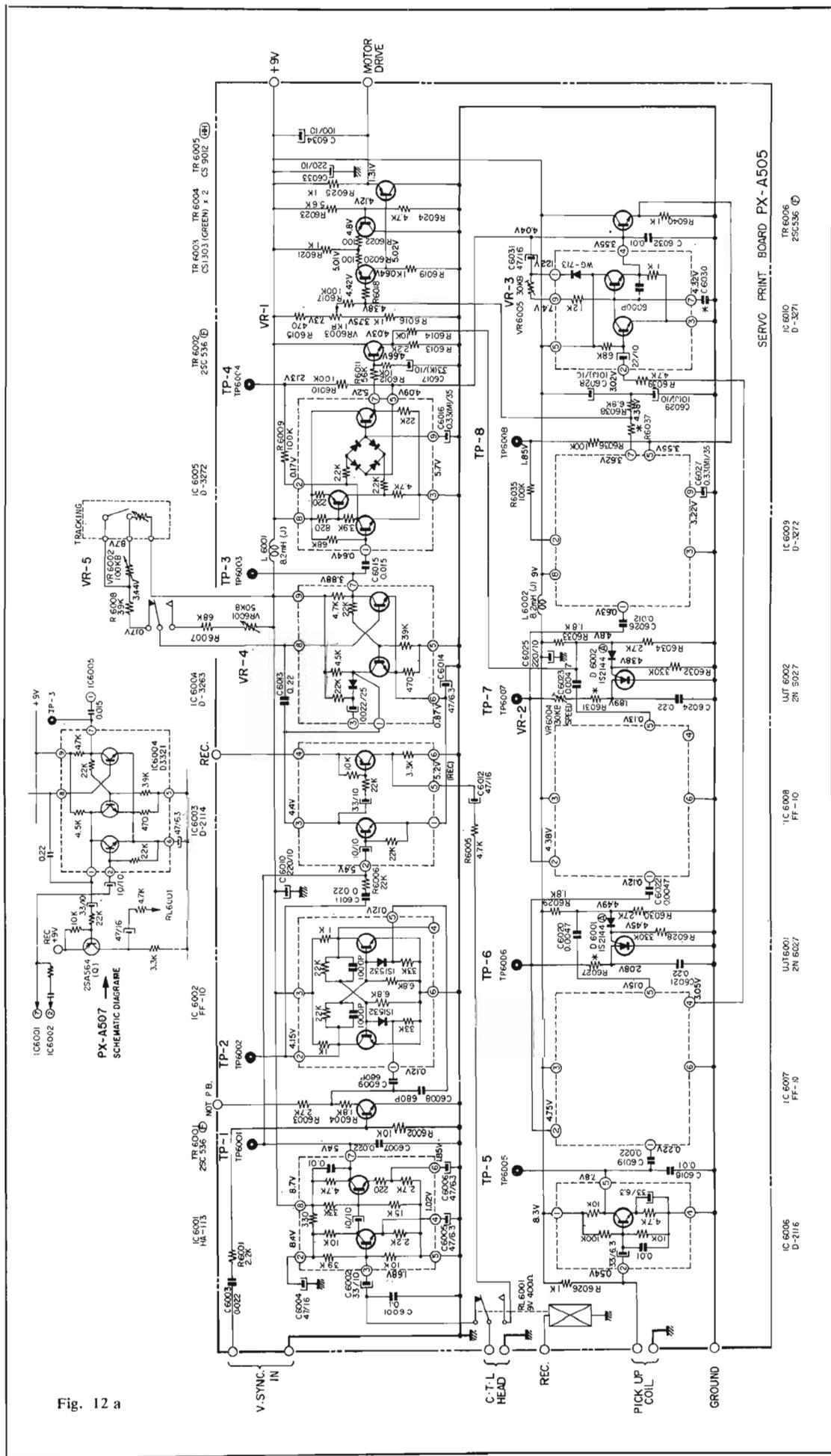


Fig. 12 a

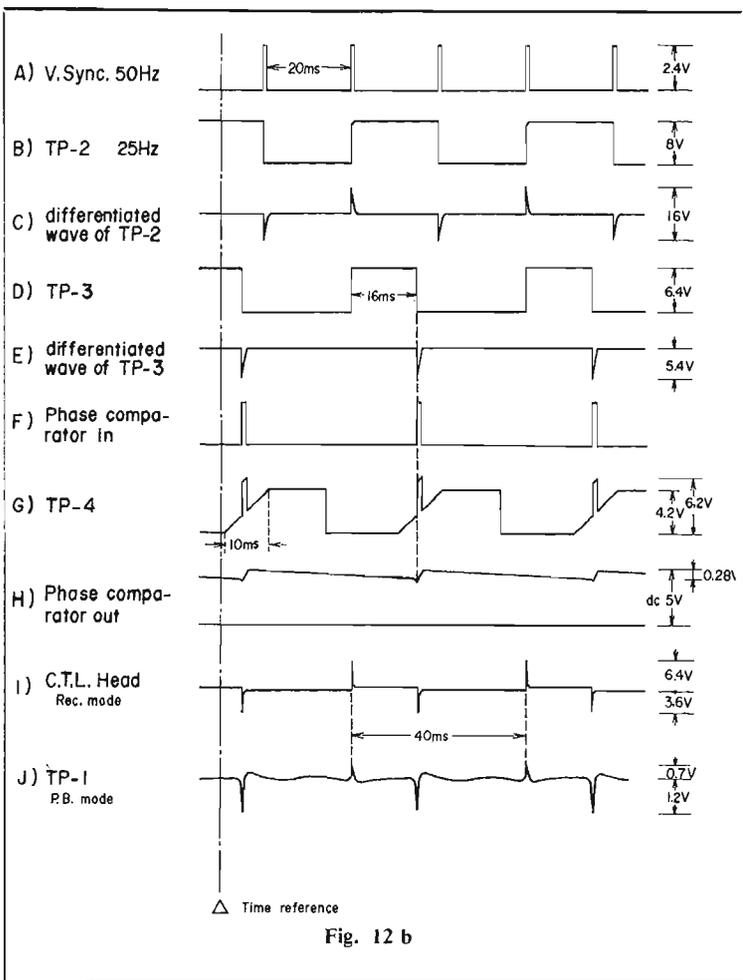


Fig. 12 b

zoïdale commandée par le multivibrateur IC6007 et mise en forme par le CI6010. Le signal destiné à être comparé est visible en TP₈. Si la vitesse du moteur vient à varier, l'impulsion top image se déplace sur la rampe trapézoïdale et la tension varie proportionnellement.

2° Pour la 2^e impulsion à comparer, qui sert de référence de phase, 2 cas sont à considérer.

a) En enregistrement, il faut mettre en forme les tops trame. Cela est réalisé par le transistor de couplage TR6001 auquel on applique les tops trame. Un multivibrateur donne des signaux rectangulaires de fréquence 25 Hz, qui sont ensuite différenciés (Fig. 12, TP₂). Le premier étage du IC6003 transmet les impulsions au multivibrateur de retard IC6004 qu'il synchronise. Le deuxième étage permet d'appliquer ces mêmes impulsions à la tête de contrôle pour l'asservissement à la lecture. En TP₃, nous trouvons des signaux écrêtés de lancée négative. Le potentiomètre VR₅ permet le réglage manuel du tracking. Il compense à la lecture les variations de phase qui peuvent exister avec une bande enregistrée sur un autre appareil qui aurait des caractéristiques légèrement différentes. Il permet la compatibilité. Enfin, en TP₄, nous trouvons l'impul-

sion définitivement mise en forme sur le CI6005 comparateur de phase. Nous pouvons maintenant la comparer avec celle vue en TP₈ (Fig. 11).

L'amplificateur différentiel constitué par les transistors 6003 et 6004 fournit une tension continue proportionnelle à la différence de phase qui peut exister entre les deux impulsions précédentes.

b) A la lecture, les tops trame (sync. vert.) sont remplacés par les tops de contrôle lus sur la bande magnétique. Ils sont appliqués par l'intermédiaire du relais RL6001 à un étage amplificateur IC6001 (TP₁, Fig. 12). Ensuite, ils rejoignent le IC6003 où ils subissent les mêmes transformations que les tops trame à l'enregistrement. On peut ainsi, les comparer et réaliser l'asservissement à la lecture.

L'alimentation de l'ensemble se fait en 9 V réglé à partir d'une alimentation extérieure 12 V ou de deux batteries incorporées et rechargeables.

CIRCUIT DE COMMANDE DE CABESTAN C.M.D. (Fig. 13)

Sur ce circuit sont rassemblées trois fonctions :

— La régulation de tension en 9 V avec TR8001 pour l'alimentation du magnétoscope.



- Casque très léger** ● Larges oreillettes en mousse qui permettent aux oreilles de "respirer" ● Nouveau principe rendant superflu un système étanche. ● Courbe de réponse large et régulière, ● Impédance élevée ● Grande sensibilité ● Prises combinables pour branchement universel ● Prix compétitif ● Présentation design noir et jaune chaud.

Pour en savoir plus, envoyer le bon ci-dessous à :

SIMPLEX ELECTRONIQUE

BP.448 - 75122 PARIS CEDEX 03 - TEL: 278.15.50

Je désire recevoir sans engagement, le "BEST SELLER 73/74"

Nom : _____ Profession : _____

Adresse : _____

deno HD424

G 3037 la célèbre combinaison

en 8 et 4 ohms

" S' HABILLE SUR MESURE "

d'une luxueuse ébénisterie

(type DD 30)

vendue séparément -
(montage très simple)



4 HAUT-PARLEURS:

- 1 Boomer
 - 1 Médium à compression
 - 2 Tweeters
 - 30 Watts sinus
 - 50 Watts musicaux
- se monte en Bass-reflex
(enceinte de 100 l.)

rendement bien supérieur

à celui des enceintes closes

Documentation et Listes des revendeurs

simplex électronique

48, Bd de Sébastopol - PARIS 3^e - Téléph. : 887 15-50 +

B.P. 448 - 75122 PARIS - Cédex 03

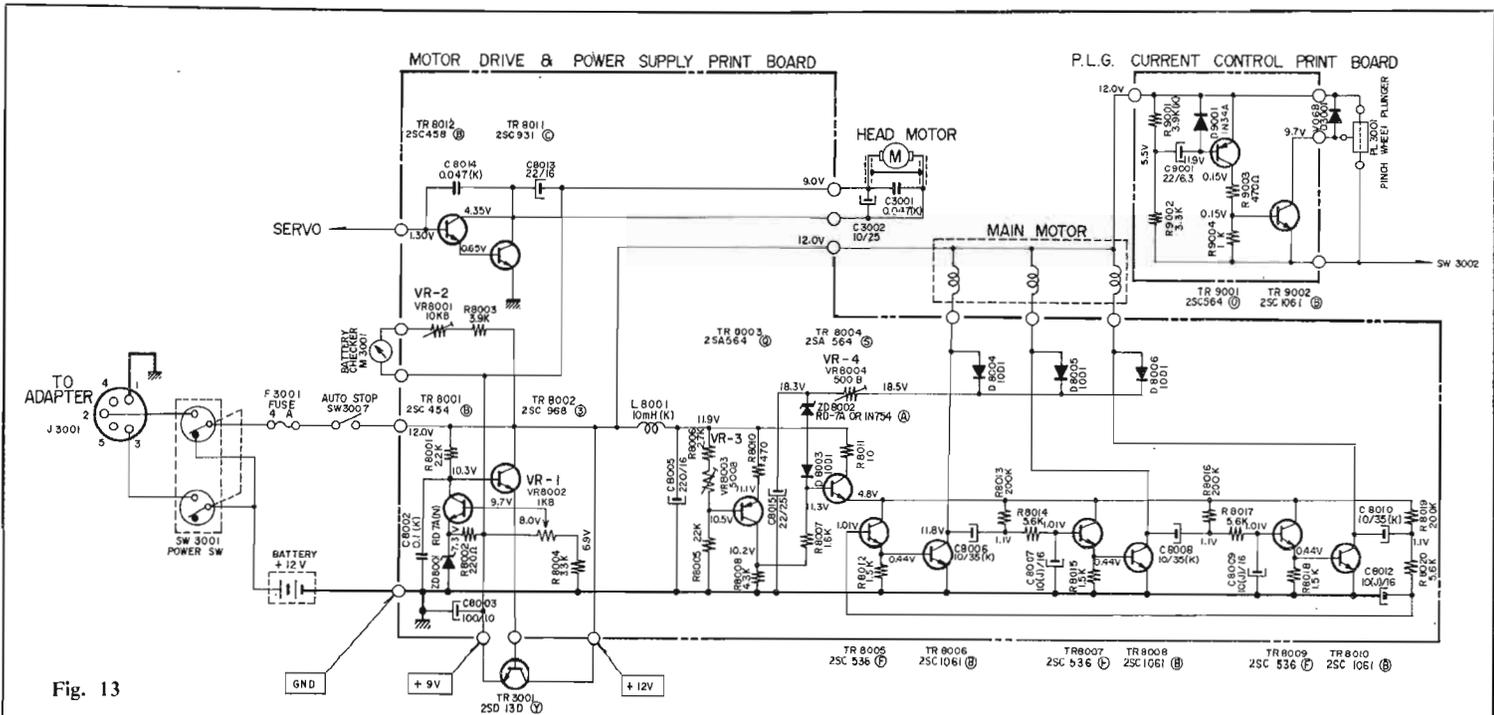


Fig. 13

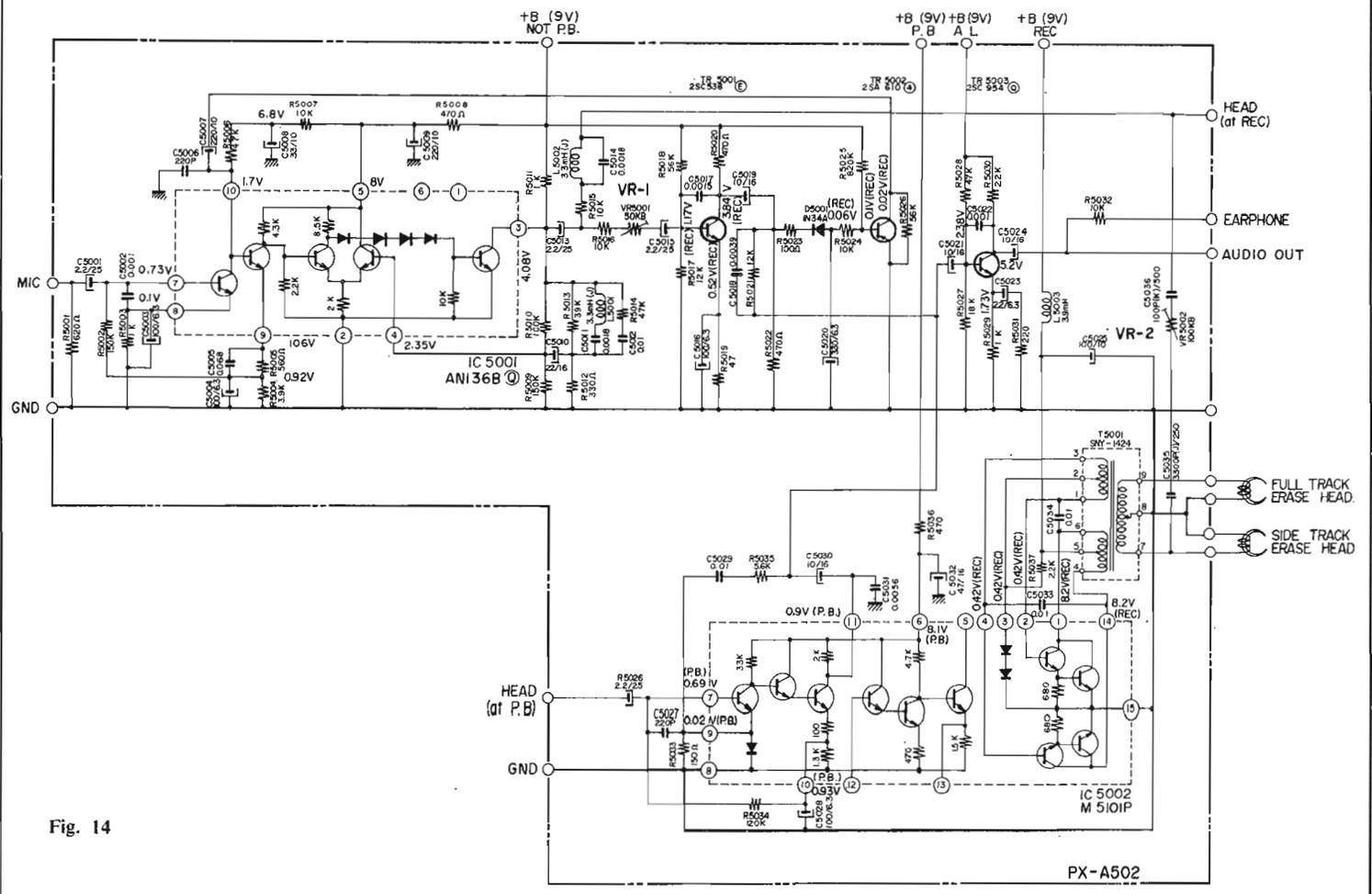


Fig. 14

— La production d'un champ tournant à 83,3 Hh pour l'alimentation du cabestan supérieur et inférieur au moyen des ensembles TR8005, TR8006 et D8004 répétés trois fois.

— Enfin un montage Darlington pour l'amplification du courant différentiel issu du servo qui

va exciter le moteur des têtes vidéo qui fonctionne en continu (TR8012-TR8011).

— Il faut aussi noter la présence du circuit RLG qui sert à réduire le courant d'excitation du solénoïde du galet presseur principal après le déclenchement.

Cela afin de limiter la consommation notamment sur batteries.

CIRCUIT AUDIO (Fig. 14)

Le circuit audio, de nature classique, comporte les étages de préamplification BF micro et ligne pour l'enregistrement et la

lecture. Il rassemble aussi les étages de préamplification et d'effacement son et d'effacement pleine piste. Il y a pour cela deux têtes d'effacement. Cela permet d'effectuer la post synchronisation du son sans toucher à l'image.

D. PIERSON.



BIBLIOGRAPHIE

LES PARASITES RADIOÉLECTRIQUES par Ch. Fevrot, ing. E.N.S.P.C.I.

TOUT le monde s'est plaint, un jour ou l'autre, des « parasites » qui viennent troubler l'audition d'un concert retransmis ou qui surchargent l'écran du téléviseur de taches inesthétiques.

Cette « pollution » des transmissions peut, en outre, entraîner des accidents graves. Certes, il arrive que ces défauts proviennent du matériel lui-même, soit que l'émission soit défectueuse, soit (plus fréquemment) que le récepteur mérite une révision. Mais, dans la plupart des cas ces parasites ont d'autres origines.

D'où viennent-ils ? Comment se propagent-ils ? Quels sont les dégâts qu'ils peuvent produire ? Comment peut-on les arrêter ?

C'est à ces différentes questions que Ch. Fevrot répond d'une manière très condensée sans omettre aucun aspect du problème.

Après une rapide introduction :

— Le chapitre I définit le mot parasite et énumère les principales origines de ceux-ci :

Les régimes transitoires dans les circuits électriques (coupures, changement de régime, transitoires, etc.) ou anomalie des régimes permanents (harmoniques).

La météorologie notamment par la foudre.

Les charges électrostatiques et certaines réactions chimiques, etc.

— Le chapitre II conduit à étudier le cheminement des parasites depuis leur création chez le « perturbateur » jusqu'à l'arrivée au « perturbé ». Parasites de rayonnement ou de conduction, parasites alternativement de rayonnement et de conduction, parasites cheminant par la terre. Le tour d'horizon est bref, mais complet.

— Au chapitre III on aborde l'étude des conséquences des parasites, depuis les plus destructifs jusqu'à ceux qui ne gênent que les auditeurs. L'auteur insiste sur la détérioration des transmissions logiques.

— Le chapitre IV effleure le problème juridique entraîné par l'existence des parasites, définit les grandeurs, indique sommairement comment mesurer les parasites qu'ils soient de rayonnement ou de conduction.

— Au chapitre V on aborde

le problème de la protection contre les parasites de conduction, etc.

— Au chapitre VI contre les parasites de rayonnement.

Enfin :

— Le chapitre VII donne quelques conseils pratiques pour l'auditeur.

Certes un sujet aussi vaste ne peut être intégralement exploré dans ce livre, mais il constitue une bonne base de départ pour tous les techniciens en leur évitant certaines erreurs et pour les utilisateurs des transmissions en leur donnant de judicieux conseils.

L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL. cours pratique d'utilisation par R. Dugehault, E.T.S.F. Collection scientifique contemporaine (104 pages).

L'AUTEUR bien connu de tous les techniciens de l'électronique résume en un livre remarquable tout ce qu'il faut savoir sur l'amplificateur opérationnel.

A l'époque (qui n'est pas si lointaine) où, seuls, les tubes existaient, les électroniciens étaient déjà hantés par l'idée de disposer d'ensembles réalisant des fonctions définies pour éviter d'avoir à recommencer à chaque nouveau besoin les mêmes tâtonnements et les mêmes mises au point. Cette évolution s'est trouvée fortement accélérée par l'apparition des semi-conducteurs, et encore plus avec l'arrivée des circuits intégrés. Il n'est plus concevable, à l'heure actuelle (sauf à titre d'exercice) de faire soi-même son amplificateur. On trouve dans l'arsenal mis à la disposition du public, à des prix très bas, des amplificateurs de toutes caractéristiques et de dimensions minuscules.

Après une très brève introduction, au chapitre I, l'auteur donne les éléments de base permettant au lecteur de comprendre ce qu'est et comment fonctionne un amplificateur opérationnel en partant de la « paire à longue queue ». Il définit ensuite les paramètres statiques et dynamiques caractérisant l'amplificateur.

Au chapitre II, M. Dugehault aborde le problème de fonctionnement en alternatif et des compensations. Le « slew rate » et les différentes sources de bruit sont également sommairement étudiées.

Au chapitre III, c'est l'évolution passée et future de l'amplificateur opérationnel qui captivera

le lecteur. En effet, on mesure sur ce sujet la rapidité du progrès tant dans l'amélioration des performances que dans la diminution des dimensions et dans l'abaissement des prix.

Dans le chapitre IV, l'auteur passe en revue les 6 montages fondamentaux de l'amplificateur : inverseur, non-inverseur, dont le suiveur de tension (ou transformateur d'impédance), de courant, courant-tension, tension-courant.

Enfin, au chapitre V, M. Dugehault effleure le problème des circuits annexes, en vue d'améliorer les caractéristiques et de protéger la vie des amplificateurs opérationnels.

Une bibliographie abondante termine cet ouvrage dont aucun technicien ne saurait se passer.

Cet ouvrage est rédigé dans un style dont la clarté laisse le lecteur sur l'impression qu'il a aisément compris un problème assez délicat.

En vente à la Librairie parisienne de la radio, 43, rue de Dunkerque, Paris (10^e).

TECHNIQUE NOUVELLE DU DÉPANNAGE DES RADIO-RÉCEPTEURS (5^e édition, revue et modernisée) par Roger A. Raffin (F3 AV) Éditions techniques et scientifiques françaises (252 pages, 136 figures).

En vente à la Librairie parisienne de la radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

MONSIEUR Raffin, bien connu des radio-amateurs, a écrit, avec compétence et clarté, un livre destiné essentiellement à ceux qui ambitionnent de devenir dépanneur professionnel. Toutefois, l'amateur et le technicien s'y reportent avec profit s'il leur vient un jour le désir de réparer leur « poste » ou celui d'un ami.

En conséquence, l'ouvrage de M. Raffin fait une large place aux explications pratiques et aux tours de main, laissant de côté les aspects et calculs trop théoriques.

Au chapitre I, l'auteur rappelle les lois essentielles dont il suffira que le dépanneur ait souvenir pour effectuer son travail : loi d'ohm, groupement des résistances et des condensateurs, fréquence d'oscillation, etc.

Le chapitre II, est consacré aux codes et aux méthodes simples de contrôle de la qualité des éléments passifs simples : résis-

tances, condensateurs. Un certain nombre d'abaques faciliteront beaucoup le travail du technicien.

Le chapitre III, donne la liste et la description du minimum d'outillage nécessaire au dépanneur, depuis le simple tournevis jusqu'au transistormètre. L'auteur donne d'ailleurs tous les éléments permettant la constitution d'un transistormètre simple.

A l'aide du matériel ainsi rassemblé, le lecteur, au chapitre IV, apprend à faire des mesures un peu plus complexes : impédance des haut-parleurs, coefficient de self-induction, etc.

Le chapitre V donne, sous une forme humoristique quelques conseils commerciaux qui sont fort utiles au jeune souhaitant s'établir.

Ces cinq premiers chapitres ont ressemblé les éléments essentiels à la formation du dépanneur. Celui-ci peut maintenant attaquer au chapitre VI le problème même du dépannage des radio-récepteurs à transistors. Des généralités dont le lecteur fera utilement son profit lui enseignent à opérer méthodiquement. Elles sont suivies d'explications très claires sur les pannes d'alimentation, de BF, de FI et de HF, ce, d'abord pour les récepteurs les plus généraux, puis pour des cas spéciaux : autoradios, talkies-walkies. Cet important chapitre se termine par un tour d'horizon sur le dépannage des récepteurs à circuits intégrés et de ceux à modulation de fréquence. La méthode de dépannage dynamique est également exposée sommairement.

L'auteur, au chapitre VII, s'adresse à l'utilisateur évolué qui possède un oscilloscope cathodique. La figuration d'un grand nombre d'oscillogrammes facilite beaucoup le diagnostic de la panne.

Au chapitre VIII, c'est l'important problème de l'alignement des fréquences intermédiaires, en modulation d'amplitude ou de fréquence. Les récepteurs stéréophoniques sont également étudiés.

Le lecteur, au chapitre IX, pourra être surpris de voir exposer la réparation de récepteurs à tube, mais tous les dépanneurs sont amenés à avoir entre les mains un jour ou l'autre de tels « postes ».

C'est pour la même raison (bien qu'il s'agisse de matériel moderne) que l'auteur a rédigé le chapitre X, consacré aux tourne-disques, magnétophones, chaînes hi-fi, etc.

Ce livre doit être considéré comme un élément indispensable de la bibliothèque du dépanneur, du radio-amateur ou du simple bricoleur.

DISPOSITIF D'ALARME

EN KIT

NOUS avons eu l'occasion de donner déjà la description d'un amplificateur de guitare et d'un clignotant électronique de la série de kit proposée aux amateurs débutants « IMD » Kitronic.

A l'appui d'une notice de montage détaillée avec le kit AO1 on trouve les composants nécessaires au montage d'un dispositif antivol électronique.

Pour le montage, le constructeur préconise l'emploi d'un fer à souder d'une puissance de 50 W maximum. Quant à la soudure elle est fournie avec le kit.

Les dispositifs d'alarme ou d'antivol, trouve de nombreuses applications d'autant plus qu'au temps des vacances les vols et effractions se multiplient. Un seul remède et une seule protection s'avèrent efficaces, c'est le dispositif électronique par déclenchement d'une sirène alimentée par batterie. Il existe des montages très complexes à barrière de lu-

mière modulée, à ultra-sons, mais qui reviennent très chers comparativement à un dispositif simple comme celui que nous allons décrire.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe du montage en question est proposé figure 1. Trois transistors sont utilisés dont un de puissance afin de procurer le maximum d'efficacité.

A l'examen du schéma, on s'aperçoit que les trois transistors sont montés en liaison directe grâce au transistor T_2 du type NPN complémentaire aux deux autres.

Ces trois transistors forment un amplificateur de puissance. Le transistor T_1 est monté en préamplificateur et le transistor T_2 fait office de driver. Pour assurer l'adaptation d'impédance avec le transistor de puissance T_3 la résistance de charge collecteur du transistor T_2 , R_6 reste faible, 47 Ω .

Un haut-parleur de 8 Ω d'impédance est inséré dans le circuit collecteur du transistor de puissance afin de constituer la résistance de charge.

Les résistances R_4 , R_2 et R_3 polarisent les transistors afin de leur procurer un gain suffisant.

Le bouclage nécessaire à l'entretien des oscillations est obtenu par l'intermédiaire du condensateur C_2 placé entre la base du transistor T_1 et le collecteur du transistor T_2 .

L'effet sonore désiré est alors provoqué par le condensateur C_1 qui détermine la constante de temps du circuit.

L'alimentation s'effectue sous 6 V de tension. Il est évident que les interrupteurs de surveillance seront disposés en série avec la ligne positive d'alimentation.

REALISATION PRATIQUE

Pour la réalisation pratique l'amateur dispose d'un circuit imprimé entièrement préparé à cet effet. Les éléments ou composants à insérer sont dessinés du côté isolant de la plaquette afin de minimiser les erreurs.

Il ne reste plus en conséquence à l'amateur qu'à souder soigneusement les composants du côté cuivré en ayant eu soin de couper l'excédent des connexions de sortie. La figure 2 présente la sérigraphie de ce montage.

Les composants seront de préférence souder à 5 mm au-dessus du circuit sauf pour le transistor de puissance T_3 dont le boîtier constitue la connexion collecteur qui sera fixé par deux rivets de façon à obtenir une bonne

adhérence avec le circuit imprimé sans oublier de souder également les connexions base émetteur au centre.

Avant de mettre le dispositif sous tension, il faut s'assurer de la continuité du circuit et vérifier qu'aucun bout de soudure ne reste entre les connexions.

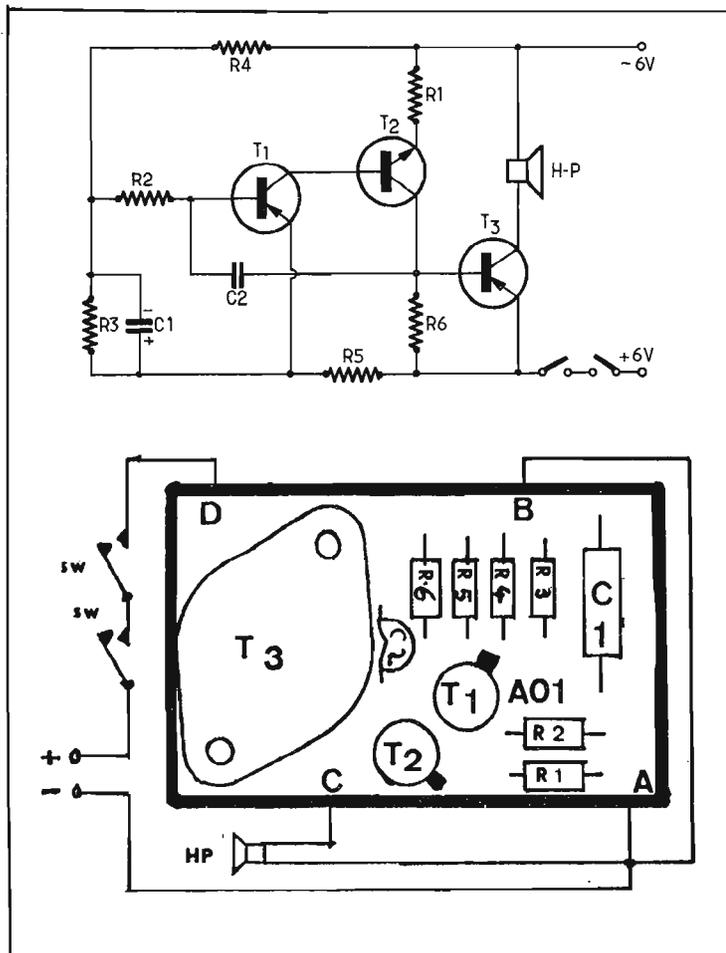
Il suffit ensuite de relier le point C à l'autre cosse du haut-parleur, le point D du circuit à l'un des contacts du switch interrupteur, de connecter l'autre contact du switch à l'une des sorties du micro-contact placé à l'endroit à surveiller (porte, fenêtre, armoire, etc.), l'autre sortie du micro-contact au (+) de la pile de 6 V.

Le kit peut être complété d'une pochette accessoires « BO1 » qui contient.

- 1 haut-parleur de 8 Ω d'impédance.
- 1 interrupteur 1 pôle - 2 positions.
- 1 micro-contact (switch).

LISTE DES COMPOSANTS

- R_1 = 100 Ω (brun, noir, brun).
- R_2 = 47 k Ω (jaune, violet, orange).
- R_3 = 47 k Ω (jaune, violet, orange).
- R_4 = 470 k Ω (jaune, violet, jaune).
- R_5 = 100 Ω (brun, noir, brun).
- R_6 = 47 Ω (jaune, violet, noir).
- C_1 = 100 μ F électrolytique.
- C_2 = 0,05 μ F céramique.
- T_1 = transistor PNP AC128 ou équivalent.
- T_2 = transistor NPN AC127 ou équivalent.
- T_3 = transistor PNP de puissance ASZ17 ou équivalent.



IMD KITRONIC

DISPOSITIF D'ALARME EN KIT52 F

CE MATÉRIEL EST NOTAMMENT EN VENTE CHEZ

PARIS

● CIBOT-RADIO	1-3, rue de Reuilly	75012 PARIS
● LES CYCLES	11, bd Diderot	75012 PARIS
● G.R. ELECTRONIQUE	17, rue Pierre Sémard	75009 PARIS
● KIT SHOP	47, bd Beaumarchais	75003 PARIS
	85, rue de Gergovie	75014 PARIS
● RADIO M.J.	19, rue Claude-Bernard	75005 PARIS
● RADIO PRIM	6, allée Verte	75011 PARIS
● R.A.M.	131, bd Diderot	75012 PARIS

RÉGION PARISIENNE

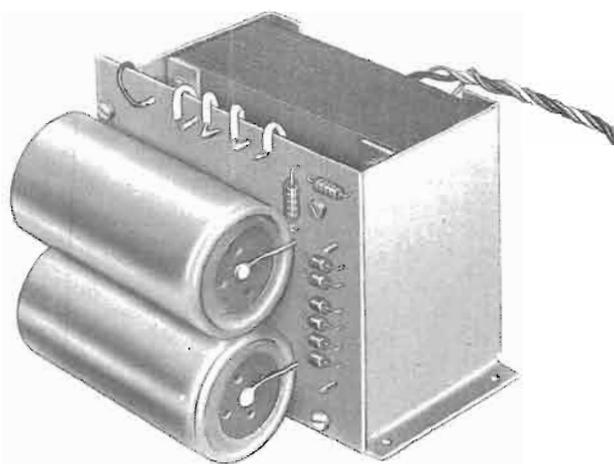
GENTILLY - SOLISELEC, 125, av. P.-V.-Couturier, 94250 GENTILLY. MONTREUIL - S.J. 2, 9, rue du Général-Gallieni, 93100 MONTREUIL.

PROVINCE

AMIENS - EUREKA ELECTRONIQUE, 44, rue St-Leu, 80000 AMIENS. BORDEAUX - SOLISELEC, 37, cours Alsacé-Lorraine, 33000 BORDEAUX. BREST - RADIO SELL, 159-161, rue Jean-Jaurès, 29200 BREST. CHOLET - GUERIN, 25, rue du Commerce, 49300 CHOLET. MARSEILLE - AU MIROIR DES ONDES, 11, cours Lieutaud, 13-MARSEILLE. NANTES - ANDRE MAHE MUSIQUE, 29, rue, St-Léonard, 44000 NANTES. SAINT-BRIEUC - Cl. DREZET, 12, rue Michelet, 22000 SAINT-BRIEUC. TOURS - ETS VAUGEOIS, 35, rue Giraudeau, 37000 TOURS. VALENCE - SOTELEC, 33, rue Martin-Vinay, 26000 VALENCE.

ALIMENTATION DOUBLE / UK 665

2 x 53 Vc.c. 2 x 2 A



CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Alimentation secteur : 110-117/220 - 240 Vc.a. 50-60 Hz.
Tensions continues de sortie : 2 x 53 Vc.c.
Consommation max. : 2 x 2 A.
Diodes utilisées : 8 x 30S1.
Dimensions : 120 x 120 x 90 mm.

AVEC un seul transformateur cette alimentation permet de disposer de deux tensions continues, indépendantes, de 53 V pour une consommation de 2 A max. chacune. Naturellement on peut également réunir ces deux tensions, soit en série, soit en parallèle, permettant dans ce dernier cas d'augmenter le courant disponible à 4 A. Projetée pour alimenter l'amplificateur stéréo UK192, grâce aussi à

l'espace disponible dans la boîte métallique, cette alimentation peut également alimenter l'amplificateur hi-fi de 50 W UK190 ou tous les autres appareils qui pour fonctionner ont besoin d'une alimentation du même genre, avec les mêmes caractéristiques.

DESCRIPTION DU CIRCUIT

Le schéma du circuit électrique est représenté par la figure 1 qui met en évidence sa grande simplicité. Le transformateur a le primaire composé de deux enroulements mis en série pour le fonctionnement sous une tension secteur de 220-240 V, 50-60 Hz ou mis en parallèle, en observant la phase des enroulements, pour le fonctionnement sous une tension secteur de 110-117 V, 50-60 Hz. La couleur des fils facilite ces opérations.

Les deux secondaires sont isolés entre eux et par rapport au secteur. En plus, un écran métallique assure un isolement électrostatique entre le primaire et les deux secondaires.

Les tensions alternatives de chaque secondaire sont redressées par quatre diodes, du type 30S1, montées en pont de Graetz, redressant ainsi les deux demi-ondes, obtenant une fréquence double de celle du secteur ce qui facilite le filtrage. En effet, chacun sait que plus la fréquence de l'ondulation à filtrer est élevée, plus la valeur de la capacité de filtrage est réduite.

Considérant la puissance disponible pour chaque « alimentation » (53 V x 2 A = 106 W) et la nécessité d'un bon filtrage et d'une résistance interne relativement basse, la valeur du condensateur doit être élevée ; les

5 000 μ F (64 V) de C₁ sont suffisants pour obtenir les résultats désirés.

MONTAGE DU CIRCUIT IMPRIMÉ

La figure 2 représente la disposition des composants sur le circuit imprimé, et par transparence les pistes cuivrées du circuit électrique visible en couleur. La quantité des composants étant réduite, le montage de la plaquette du circuit imprimé ne présente aucune difficulté. Néanmoins nous vous conseillons de procéder suivant les indications ci-après.

En respectant l'orientation de la plaquette comme le montre la figure 2, monter les 8 diodes du type 30S1, en enfilaient leurs fils de sortie dans leurs trous respectifs. Il est très important de respecter la polarité de ces diodes, c'est-à-dire le + ou cathode, et le - ou anode. Le + est indiqué, sur chaque diode, par une petite bande ou anneau coloré. Ces diodes devront également être distantes d'environ 5 mm de la surface du circuit imprimé pour faciliter la ventilation naturelle de celles-ci, ce qui est une garantie supplémentaire pour leur fonctionnement à pleine charge. Toujours en observant la figure 2, monter les 2 condensateurs de filtrage de chaque alimentation, C₁ et C₂, de 5 000 μ F (64 V). Le côté d'où sort le conducteur correspondant à la polarité + du condensateur est indiqué par le signe + sur chaque condensateur, le pôle négatif est relié à leur boîtier, du côté opposé au pôle positif.

La dernière opération de montage du circuit imprimé, consiste à souder tous les composants précédemment montés en apportant un soin particulier à la soudure

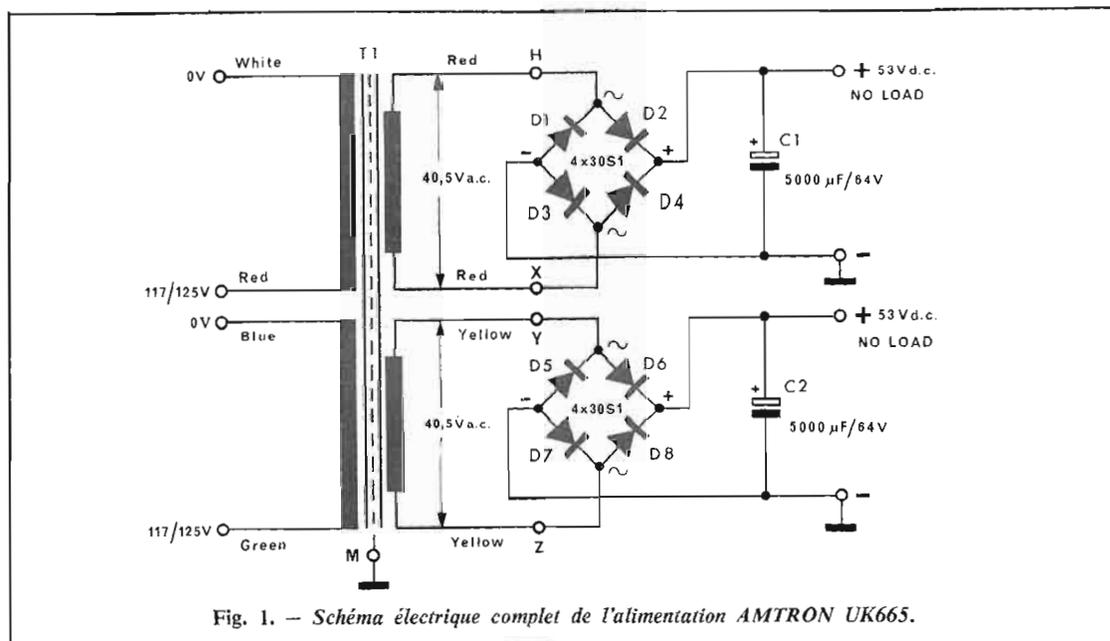


Fig. 1. — Schéma électrique complet de l'alimentation AMTRON UK665.

des diodes. Pour que la chaleur ne se propage pas à l'intérieur de celles-ci, il est conseillé de tenir le fil à souder, avec une pince qui servira de radiateur pendant l'opération de soudure. Lorsque toutes les soudures sont effectuées, couper les fils des composants qui dépassent le circuit imprimé.

MONTAGE MÉCANIQUE DE L'ALIMENTATION

Sur la figure 3 qui représente la vue éclatée du montage mécanique, on notera que le transformateur, détail 1, est contenu dans un genre de boîtier métallique, ouvert du côté supérieur pour assurer une bonne circulation d'air. Sur la paroi antérieure de ce boîtier se trouvent quatre trous pour la fixation de quatre entretoises hexagonales avec quatre vis 3M (2).

Sur ces quatre entretoises, percées et filetées, on montera la plaquette du circuit imprimé (2), qui sera fixée par quatre vis 3M (3), en respectant l'orientation de la plaquette du CI, laquelle

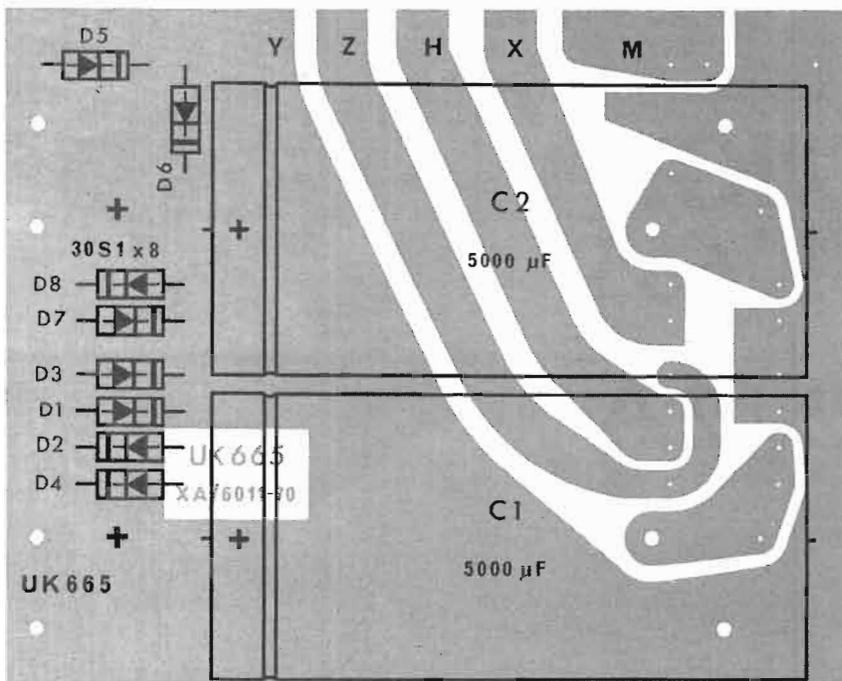
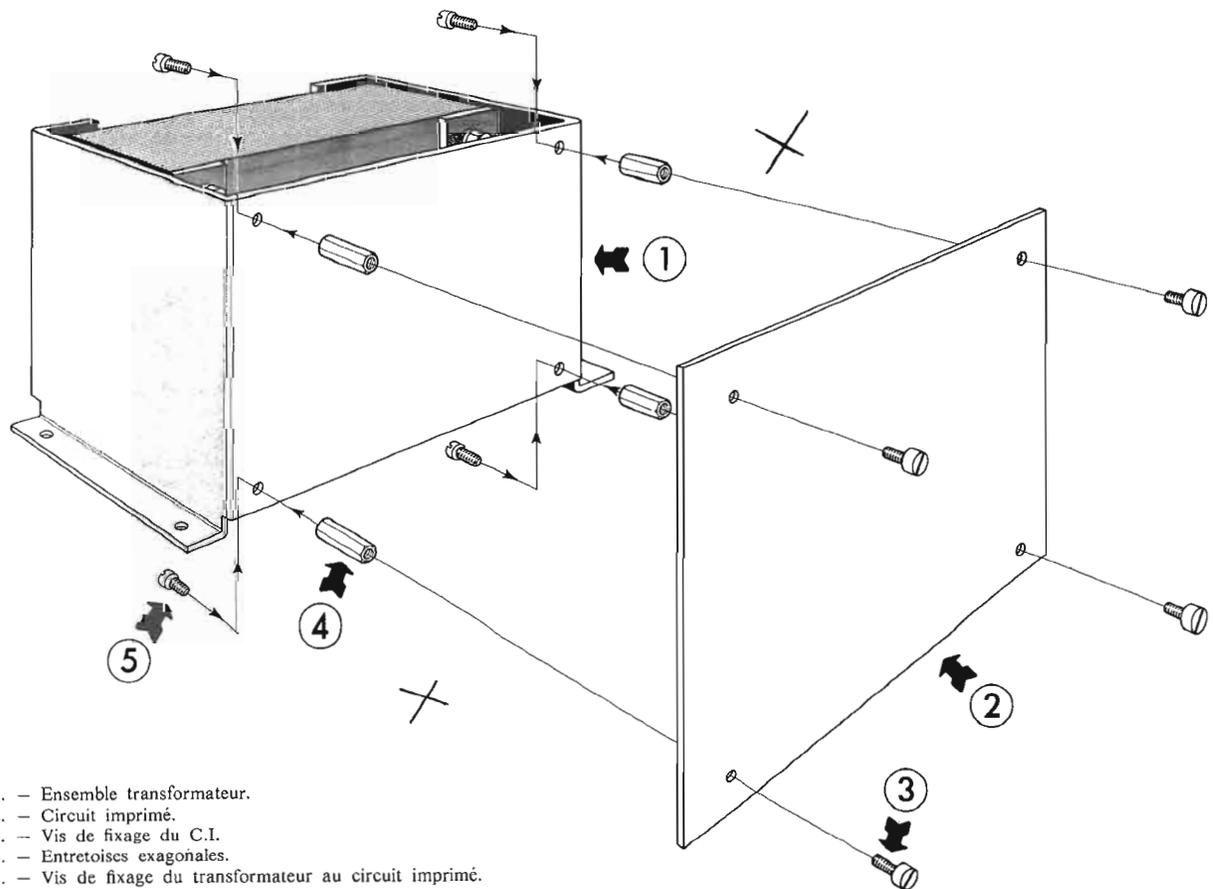


Fig. 2. — Sérigraphie du circuit imprimé, du côté des composants. Les pistes cuivrées sont représentées vues par « transparence ».



1. — Ensemble transformateur.
2. — Circuit imprimé.
3. — Vis de fixation du C.I.
4. — Entretoises hexagonales.
5. — Vis de fixation du transformateur au circuit imprimé.

Fig. 3. — Vue éclatée de l'alimentation, mettant en évidence la façon de fixer la plaquette du circuit imprimé (2) sur le transformateur (1) au moyen de quatre entretoises hexagonales (4), 8 vis de 3 Mx4 (4 et 5).

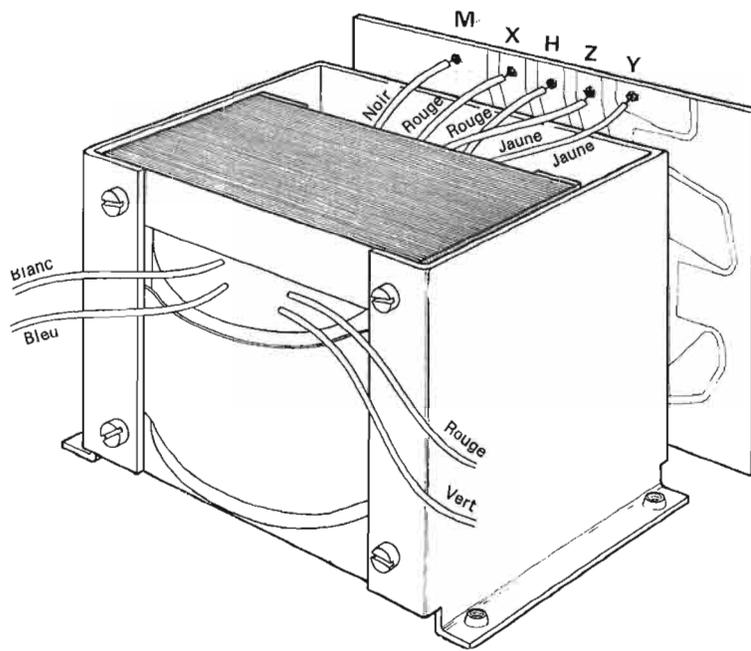


Fig. 4. — Dessin illustrant la disposition des cinq connexions qui unissent le transformateur au circuit imprimé. Du côté opposé les quatre fils du primaire sont libres.

et bleu, en ayant soin de bien isoler cette jonction. Les fils blanc et vert pourront être reliés à la tension de 220-240 V. Il est possible d'effectuer ce changement de tension au moyen d'un déviateur prévu pour ces tensions alternatives, ce qui permet de prédisposer immédiatement l'alimentation pour une valeur ou l'autre de la tension secteur. Naturellement il est conseillé d'insérer un fusible entre le primaire du transformateur et le secteur.

Important : Avant de brancher l'alimentation au secteur, s'assurer du montage correct de tous les composants, la qualité des soudures et contrôler, avec un ohmmètre, l'absence de court-circuit entre le + et - de l'alimentation. Les deux tensions continues disponibles sont relativement stables et bien filtrées grâce à la basse résistance du transformateur et des circuits redresseur à pont, ainsi que la valeur élevée des condensateurs de filtrage. La faible résistance interne de cette alimentation et la puissance disponible permettent de l'utiliser pour des circuits ayant de fortes variations de consommation comme dans les amplificateurs B.F. de puissance.

F.H. - Réalisation Amtron.

LISTE DES COMPOSANTS

Qt.	Réf.	Description
1	T1	ensemble transformateur avec carcasse de fixation
4	—	entretoises
8	—	vis 3 M x 4
1	—	ensemble C.I.
2	—	bornes
2	C1-C2	condensateurs électrolytiques de 5 000 μ F - 64 VL
8	—	diodés 30S1
1	—	soudure décapante

comporte, sur un de ses côtés les inscriptions Y, Z, H, Z et M comme l'indiquent les figures 2 et 4. Cette dernière figure indique clairement la position de la plaque, par rapport au transformateur et facilite le repère des connexions à effectuer.

BRANCHEMENTS DÉFINITIFS

Les fils de sortie du transformateur, de couleur blanc, bleu, rouge et vert correspondent au primaire et seront branchés comme nous le verrons plus loin. Les fils des secondaires et masse : noir, rouge, rouge, jaune, jaune, après avoir été tous coupés à une longueur de 8 cm, dénudés, décapés et étamés, seront branchés de la façon suivante : le fil noir au point M, les deux fils rouges, qui correspondent à un secondaire, aux points X et H et les deux fils jaunes, qui correspondent à l'autre secondaire, aux

points Z et Y ; la tension des secondaires étant alternative, il est évident que l'ordre des fils correspondants, n'a pas d'importance. Souder soigneusement tous les fils branchés aux points indiqués. Cette opération termine le montage de l'alimentation.

EMPLOI DE L'ALIMENTATION

Avant d'utiliser l'alimentation il est nécessaire de brancher convenablement les fils du primaire suivant la tension secteur disponible. Pour une tension de 117-125 V, 50-60 Hz, réunir et souder entre eux, les fils blanc et bleu et les fils rouge et vert. L'extrémité de ces deux couples de fils : blanc, bleu, rouge et vert, sont ainsi disposés pour la tension secteur 117-125 V.

Pour le branchement sur la tension secteur de 220-240 V il suffit simplement de réunir et souder, entre eux, les fils rouge

MATÉRIEL NOTAMMENT VENDU CHEZ :

TERAL 26 ter, rue Traversière, 75012 PARIS
Tél. : 344-67-00 - 307-47-11 (GARE DE LYON)
MAGASIN OUVERT DE 9 H A 20 H DU LUNDI AU SAMEDI COMPRIS

AMTRON - AMTRON TOUTE LA GAMME DES KITS DISPONIBLES CHEZ TERAL

170 KITS depuis le préampli au transistor tester, des alimentations aux lumières psychédéliques, etc., donnant la solution à tous les problèmes d'équipement électronique

UK 45/A, clignoteur : 86 F - UK92, amplificateur téléphonique : 111 F - UK105/C, micro émetteur FM : 64 F - UK110/A, amplificateur stéréo 5 x 5 W : 216 F - UK115, amplificateur Hi-Fi - 8 W : 65 F - UK120, amplificateur Hi-Fi - 12 W : 86 F - UK125, groupe de commandes stéréophonique : 96 F - UK190, amplificateur Hi-Fi 50 W : 518 F - UK195, amplificateur miniature 2 W : 58 F - UK220, injecteur de signaux : 44 F - UK230, amplificateur d'antenne AM/FM : 55 F - UK235, appareil d'alarme acoustique : 140 F - UK260, bongo électronique : 392 F - UK300, émetteur pour radiocommande à 4 canaux : 126 F - UK305, émetteur FM : 37 F - UK310, récepteur pour radiocommande : 66 F - UK345, récepteur super-hétérodyne pour radiocommande : 108 F -

UK405/C, signal tracer : 262 F - UK500, récepteur super-hétérodyne GO-PO-FM : 504 F - UK540/C, super-hétérodyne GO-PO-FM : 504 F - UK540/C, tuner GO-PO-FM : 370 F - UK700/C, pinson électronique : 133 F - UK780/C, interrupteur acoustique : 207 F - UK785, boîte de dérivation stéréo multiplex à 3 canaux : 58 F - UK780, circuit électronique pour détecteur de métaux : 162 F - UK785, interrupteur crépusculaire : 162 F - UK850, manipulateur électronique pour télégraphie : 355 F - UK855, appareil de distortion pour guitare : 125 F - UK865, dispositif d'allumage automatique d'éclairage de secours : 136 F - UK871, appareil de commande automatique pour projecteur de diapositives : 184 F - UK880, électro-narcose : 170 F.

RADIOCOMMANDE !...

RADIOCOMMANDE !...

Ensemble émetteur récepteur 2, 4 et 8 canaux tout ou rien à câbler ou tout monté ● Ensemble 6 servos SUPERPROP et 3 servos TRITON pour commande digitale en kit ou à câbler ● Moteurs électriques ● Relais ● Filtes B.F. ● Manches de commande 2 et 4 voies ● Servos pour digital ou tout ou rien avec ou sans électronique.

Et tout le matériel spécial miniature et subminiature.

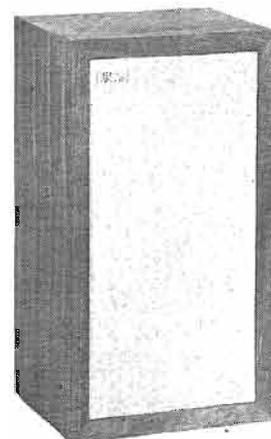
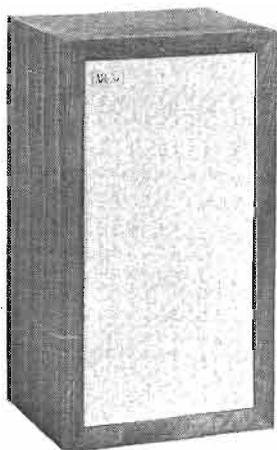
Catalogue contre 5 F ● Schémathèque contre 5 F

R. D. ÉLECTRONIQUE

4, rue A.-Fourtanier - 31000 TOULOUSE

Allô ! 21-04-92

SÉLECTION DE CHAINES HIFI



CHAINES HARMAN KARDON 630

CHAINE I. Cette chaîne comprend : le tuner-amplificateur Harman Kardon 630, une platine Thorens TD160, deux enceintes Acoustic-Research AR7.

Le tuner-amplificateur Harman Kardon 630. Ampli-tuner stéréophonique. Section tuner : gamme FM 87 à 108 MHz. Sensibilité : 19 μ V. Rapport signal/bruit : 70 dB. Distorsion harmonique : 0,6 % mono, 0,7 % stéréo. Séparation : 35 dB. Section audio. Amplificateur stéréophonique. Gamme AM. Petites ondes. Puissance de sortie : 2 x 30 W sur 8 Ω pour 20 à 20 000 Hz avec distorsion < 0,5 %. Intermodulation : < 0,5 %. Rapport signal/bruit : 85 dB. Réponse en fréquence : 4 à 70 000 Hz à \pm 0,5 dB. Alimentation : 110 ou 220 V.

La platine Thorens TD160. Système d'entraînement moteur 16 pôles synchrone biphasé. Entraînement du plateau par courroie caoutchouc. Vitesses 33 1/3 et 45 tr/mn. Plateau en alliage zinc non-magnétique 30 cm, 3,2 kg. Régularité vitesse : 0,06 % pondéré. Niveau de bruit rumble non-pondéré -

43 dB, pondéré - 65 dB. Alimentation 110 à 240 V commutable 50 et 60 Hz (adaptable) poids 8,5 kg. Bras de lecture TP16. Dimensions 44 x 34 x 14 cm.

L'enceinte Acoustic Research AR7.

CHAINE II. Cette chaîne comprend : le tuner-amplificateur Harman-Kardon 630, une platine Lenco L78, deux enceintes Scott S15.

Le tuner amplificateur Harman-Kardon 630. Voir chaîne I.

La platine Lenco L78. Plateau lourd : 4 kg. Diamètre du plateau : 312 mm. Réglage continu des vitesses. Moteur 4 pôles à axe conique. Vitesses : 16, 33, 45 et 78 tours. Arrêt automatique et fin de disque. Dimensions : 385 x 330 mm.

L'enceinte acoustique Scott S15 : Enceinte fermée. 3 haut-parleurs. Impédance : 8 Ω . Système à 3 voies. Bande passante : 35-20 000 Hz. Puissance : 50 W. Réglage spécial des aigues. Présentation noyer ou laqué blanc. Dimensions : 298 x 597 x 229 mm. Poids : 11,5 kg.

CHAINE III. Cette chaîne comprend : le tuner-amplificateur Harman-Kardon 630, une platine Thorens TD160, deux enceintes JB Lansing Décade 126.

Le tuner-amplificateur Harman-Kardon 630. Voir chaîne I.
La platine Thorens TD 160. Voir chaîne I.

L'enceinte J.B. Lansing Decade L26. Puissance : 35 W. Impédance nominale : 8 Ω . H.P. basses, diamètre 25 cm. H.P. aigus, diamètre : 3,6 cm. Cofret noyer couleur de la façade : orange, bleu, blanc ou brun. Dimensions 32 x 61 x 34 cm. Poids 19 kg.

HIFI CLUB TERAL

53, rue Traversière - PARIS-12°
TÉL. : 344.67.00

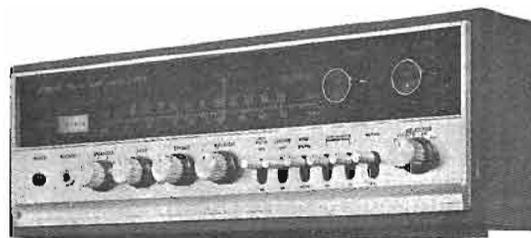
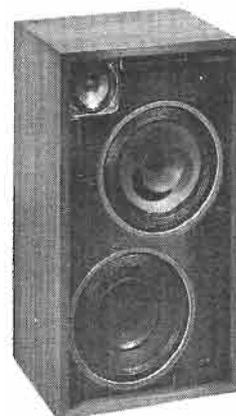
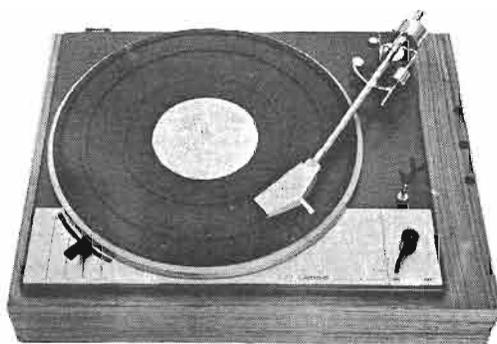
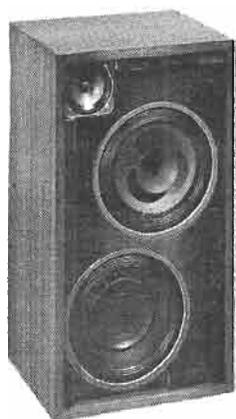
SEUL TERAL PEUT VOUS PRÉSENTER DE VÉRITABLES PROMOTIONS A QUATRE ÉTOILES. TOUS NOS CLIENTS POURRONT VÉRIFIER QUE LES MARQUES SONT MONDIALEMENT CONNUES ET QUE LES APPELLATIONS DES APPAREILS SONT VÉRIFIQUES.

QUELQUES SUGGESTIONS DE CHAINES AVEC...

L'AMPLI-TUNER HARMAN KARDON 630 - ampli-préampli 2 x 30 W RMS, tuner FM-PO.
1° L'ampli-tuner HARMAN KARDON 630 - 1 table de lecture THORENS TD160, cel. magnétique Shure 75/6 - 1 plexi - 2 enceintes ACOUSTIC RESEARCH AR7. L'ensemble 4 150 F
2° L'ampli-tuner HARMAN KARDON 630 - 1 table de lecture LENCO L78, cel. magnétique, arrêt en fin de disque, socle et plexi - 2 enceintes SCOTT S15 à 3 voies. L'ensemble 4 540 F
3° L'ampli-tuner HARMAN KARDON 630 - 1 table de lecture THORENS TD160, cel. magnétique Shure 75/6 - 1 plexi - 2 enceintes J.B. LANSING DECADE L26. L'ensemble 5 950 F

L'AMPLI-TUNER SANSUI 1000X - ampli-préampli 2 x 30 W, tuner FM-PO.
1° L'ampli-tuner SANSUI 1000X - 1 table de lecture LENCO L75 manuelle, cel. magnétique, socle et plexi - 2 enceintes C3X SIARE. L'ensemble 3 800 F
2° L'ampli-tuner SANSUI 1000X - 1 table de lecture L78 LENCO, arrêt en fin de disque, cellule magnétique, socle et plexi - 2 enceintes CABASSE DINGHY I. L'ensemble 4 060 F
3° L'ampli-tuner SANSUI 1000X - 1 table de lecture SANSUI 1050C, cellule magnétique pointe diamant, socle et plexi - 2 enceintes ACOUSTIC RESEARCH AR7. L'ensemble 4 280 F

L'AMPLI-TUNER SANSUI 800 - ampli-préampli 2 x 22 W, tuner FM-PO.
1° L'ampli-tuner SANSUI 800 - 1 table de lecture B55H LENCO manuelle, cellule magnétique pointe diamant, socle et plexi - 2 enceintes EOLE 150S. L'ensemble 3 800 F
2° L'ampli-tuner SANSUI 800 - 1 table de lecture 444 ERA, cellule Shure 75/6 socle et plexi - 2 enceintes EOLE 180S. L'ensemble 3 250 F
3° L'ampli-tuner SANSUI 800 - 1 table de lecture 555 ERA, cellule magnétique Shure 75/6 - 1 socle, 1 plexi - 2 enceintes SCOTT S17. L'ensemble 3 600 F



CHAINES SANSUI 1000X

CHAINES SANSUI 1000X.

Chaîne I. Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Sansui 1000X. Une platine Lenco L75, deux enceintes Siare C3X.

Le tuner-amplificateur Sansui 1000X. — Caractéristiques :

Amplificateur 2×35 W sur 4Ω d'impédance. Distorsion harmonique $< 0,8\%$. Distorsion d'intermodulation $< 0,8\%$. Bande passante : 20 à $30\,000$ Hz. Séparation des canaux : PU : > 50 dB. Aux. : > 50 dB. Sensibilité des entrées : PU : $2,5$ mV/ 50 k Ω . Aux. : 150 mV/ 100 k Ω . Monitoring : 150 mV/ 100 k Ω . Magnéto : 150 mV/ 100 k Ω . Contrôle de tonalité : Basses : \pm dB à 50 Hz. Aiguës : ± 10 dB à $10\,000$ Hz. Sortie préampli : 3 V max. Partie tuner : Gammes de fréquence : 88 à 108 MHz. Sensibilité : $1,5\mu$ V. Distorsion harmonique : $< 0,8\%$. Rapport signal/bruit : > 60 dB. Sélec-

tivité : > 40 dB. Séparation stéréo : > 35 dB à 400 Hz. Impédance d'antenne > 35 dB ou 75Ω . Dimensions : $145 \times 416 \times 305$ mm. Poids : $10,5$ kg.

La platine Lenco L75. Plateau lourd de 4 kg, de grand diamètre (312 mm) équilibré dynamiquement, en alliage non magnétique, coulé sous pression. Réglage continu des vitesses. Moteur éprouvé, à 4 pôles et axe conique.

L'enceinte acoustique Siare C3X. — Enceinte compacte. Puissance nominale 30 W. Puissance de crête 40 W. Impédance 4 à 8Ω . Raccordement cordon 5 m avec fiche DIN. Bande passante 30 à $22\,000$ Hz. Poids 9 kg. Hauteur 540 mm. Largeur 300 mm. Profondeur 240 mm. Présentation noyer d'Amérique.

CHAÎNE II. — Cette chaîne comprend un tuner-amplificateur Sansui 1000X, une platine Lenco L78, 2 enceintes Cabasse Dinghy I.

Le tuner-amplificateur Sansui 1000X. Voir chaîne I.

La platine Lenco L78. (Voir chaîne Harman-Kardon 630-I).

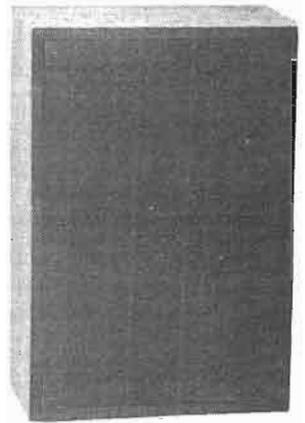
L'enceinte Cabasse Dinghy I. — L'équipement : Un haut-parleur 24B25C. Système : labyrinthe à événements freinés. Puissance admissible 25 W. Poids brut 10 kg. Poids net 8 kg. Dimensions L $28 \times$ H $60 \times$ P $23,6$ cm. Impédances standards : 4 , 8 ou 16Ω . Courbe de réponse 50 - $18\,000$ Hz.

Chaîne III. Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Sansui 1000X, une platine Sansui 1050, deux enceintes acoustiques AR7.

Le tuner-amplificateur Sansui 1000X. C'voir chaîne I.

La platine Sansui SR1050. Cette platine tourne-disque deux vitesses ($33 \frac{1}{3}$ et 45 tours) est équipée d'un moteur synchrone à 4 pôles et d'un plateau en fonte d'aluminium de 301 mm de diamètre et d'un poids de $1,2$ kg. Tensions d'alimentation : $110/130$ - $220/240$ V, 50 ou 60 Hz. Rapport signal/bruit : meilleur que 40 dB. Glissement : inférieur à $0,7\%$. Bras tubulaire de 220 mm. Erreur de tracking : $3,5^\circ$ max. Tête de lecture électromagnétique. Réponse en fréquence : 20 Hz à $20\,000$ Hz. Tension de sortie : 5 mV. Diaphonie : meilleure que $2,5$ dB à 1 kHz. Dimensions : $19 \times 44 \times 35$ cm. Poids : $9,8$ kg.

L'enceinte Acoustic Research AR7.



CHAINES SANSUI 800

Chaîne I. — Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Sansui 800. Une platine Lenco B55. Deux enceintes acoustiques Scientelec Eole 150.

Le tuner-amplificateur Sansui 800. Partie tuner : FM, gammes de fréquences : 88 à 108 MHz. Sensibilité 2 μ V. Distorsion harmonique < 1%. Rapport signal/bruit : > 50 dB. Sélectivité > 45 dB. Séparation stéréo > 35 dB. AM : gamme de fréquences : 535 à 1 605 kHz, sensibilité : 22 μ V à 1 000 Hz. Sélectivité > 20 dB à 1 000 Hz. Partie amplificateur : puissance : 12 x 22 W/8 Ω . Distorsion harmonique < 0,8%. Réponse en fréquences : 15 à 50 000 Hz. Sensibilité des entrées : PU : 2,2 mV. Auxiliaire : 150 mV. Monitor : 150 mV. Magnéto 1 : 150 mV, magnéto 2 : 25 mV. Impédance de sortie 4 à 16 Ω . Dimensions : 115 x 400 x 333 mm. Poids 10,2 kg.

La platine Lenco B55. — Vitesses ajustables de manière continue entre 30 et 86 tr/mn. Encoches repères pour 4 vitesses fixes, 16 2/3, 33 1/3, 45 et

78 tr/mn. Pleurage et scintillation tels que mesures \pm 1,8 ‰. Pleurage et scintillation évalués selon normes DIN 45507 \pm 1,2 ‰. Rumble (0 dB-100 Hz = 1,4 cm/s) — 37 dB. Rapport signal/bruit (référence 6 mV) 44 dB. Variation de la vitesse pour une variation de la tension du secteur de \pm 10%, + 2,5 — 3 ‰. Erreur de lecture tangentielle pour diamètre de 120-20 mm, \pm 0,8°. Dimensions : Platine de montage en acier de 2 mm, 375 x 300 mm. Diamètre du plateau 300 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 Ω . Dimensions : 423 x 293 x 240 mm. Volume interne 19 litres. Poids : 10 kg.

CHAÎNE 2. Cette chaîne comprend : le tuner-amplificateur Sansui 800. Une platine Era 444.

Deux enceintes acoustiques Scientelec Eole 180.

Le tuner-amplificateur Sansui 800. Voir chaîne I

La platine ERA 444. — Platine à pivot fictif. Moteur synchrone. Entraînement par courroie. Suspension élaborée. Compensateur de poussée latérale. Caractéristiques : double moteur synchrone 48 pôles. Plateau lourd 30 cm. Entraînement par courroie en néoprène rectifié à \pm 5 microns. Fluctuations totales en 33 tr < \pm 0,04%. Rumble en 33 tr < -73 dB (DIN). Vitesses 33/45 tr/mn. Bras à pivot fictif K3. Suspension par sous-platine extérieure montée sur silent-blocs. Compensateur de poussée latérale. Lève-bras. Dimensions : (L x P x H) 41 x 31 x 13 cm.

L'enceinte acoustique Eole 180. — Système à 2 voies (2 H.P.) 1 haut-parleur 21 cm, fréquence de résonance 30 Hz (Champ dans l'entrefer 15 000 G). 1 tweeter (23 kHz + 3 dB). Bande passante 25 Hz à 20 kHz. Recommandée pour ampli de 15 à 35 W par canal. Impédance : 4-8 Ω . Dimensions : 423 x

293 x 240. Volume interne : 19 litres. Poids : 10 kg.

Chaîne 3. — Cette chaîne comprend : un tuner-amplificateur Sansui 800. Une platine ERA 555, deux enceintes acoustiques Scott 517.

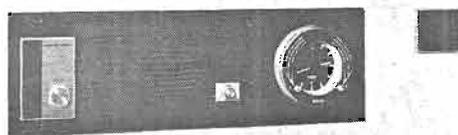
Le tuner-amplificateur Sansui 800. Voir chaîne I.

La platine ERA555 est équipée d'un système de suspension par contre-platine suspendue et d'un bras à pivot fictif. Double moteur synchrone 48 pôles. Plateau lourd 30 cm. Entraînement par courroie en néoprène rectifié à \pm 5 μ . Fluctuations totales en 33 t : < 0,04%. Rumble en 33 t : -73 dB (DIN). Vitesses : 33/45 t. Bras à pivot fictif K3. Suspension par contre-platine intérieure suspendue. Compensateur de poussée latérale. Lève-bras. Dimensions : L 41 x P 31 x H 13 cm.

L'enceinte Scott 517. Puissance : 35 W. Diamètre H.P. : 200 mm. Diamètre du tweeter : 75 mm. Impédance : 8 Ω . Bande passante : 40 à 20 000 Hz. Dimensions : 267 x 457 x 216 mm. Poids : 7,5 kg.

NOUVEAUTÉS

L'AUTOMATIC



Un réveil automatique personnalisé pour l'hôtellerie, avec pour « terminal » de chambre une enceinte acoustique fermée permettant une reproduction fidèle sans « trainage » de 30 à 18 000 Hz. A encastrer : seulement 48 mm de profondeur.

Le principe est le suivant :

Le client règle lui-même son heure de réveil, arme son réveil, écoute, à la puissance de son choix, le programme musical offert par l'hôtel et qui est différent de celui des couloirs, bar, restaurant. Même si la puissance est mise à zéro, au potentiomètre de la chambre, un appel général de sécurité ou le bip-bip (anti-panique) passera à **niveau constant** quel que soit le réglage. Il y a coupure « automatique » de la musique.

L'équipement électronique central est le suivant :

Une armoire murale (100 × 80 × 30), équipée de : préampli/compresseur micro ; préampli musique et messages ; 6 unités 40 W efficaces (débrochables, interchangeables) ; commutation, priorités, etc., sur cartes cuir-cuit imprimé débrochables.

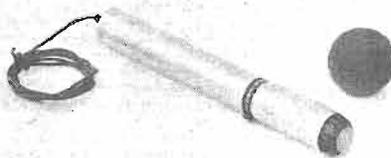
Un poste « hôtesse » équipé de : 1 pupitre de table blanc (167 × 195 × 105 mm) avec micro sur flexible orientable et touches de sélection de zones et de servitude. Deux voyants indiquent le défilement normal des 2 lecteurs de message-réveil. En cas de défaillance de ces deux lecteurs, un signal « bip-bip » prendrait automatiquement la relève. Deux rotacteurs permettent de changer les 2 sources

musicales (tuner et lecteur à bande sans fin) vers les chambres et vers les couloirs, bar, restaurant ; 1 tuner CT.17 ; 1 lecteur de cartouches stéréo 8 du commerce ; 2 lecteurs de messages, à bande sans fin. Si l'un des lecteurs était défaillant, l'autre interviendrait instantanément.

B.S.T.

Micro-émetteur CS-110. Petit micro à électret condensateur complété par un minuscule émetteur haute fréquence travaillant dans la gamme FM classique.

Sa fréquence d'émission se situe aux alentours de 90 MHz, mais un fin réglage permet de caler l'émetteur sur une autre fréquence.



La miniaturisation actuelle a permis de loger le tout dans un petit tube cylindrique de 16 cm de longueur sur 2 cm de diamètre ; l'alimentation est incorporée et se fait par l'intermédiaire de 2 piles, la consommation est très faible, de l'ordre de 5 mA et son poids de 120 g.

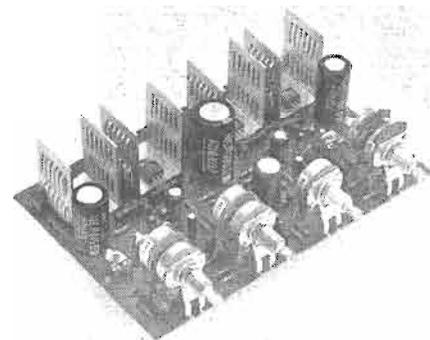
Portée type de cet ensemble : une émission claire est possible dans une surface de 80 m. Cette émission est captée par n'importe quel récepteur comportant la gamme FM classique ; la bande passante du CS-110 est de 50 Hz à 15 kHz, ce qui le rend utilisable avec les meilleurs magnétophones et amplis actuels.

Ampli B.S.T. Modular, type MA2S-MA15S-MA33S. Grande nouveauté chez B.S.T. En effet, des modules amplificateurs de 2 × 2 W,

2 × 15 W et 2 × 33 W sont maintenant disponibles.

Entièrement câblés et réglés en usines, leur prix très compétitif permet la réalisation d'excellentes chaînes hi-fi aux performances remarquables et le tout avec une très grande facilité.

Tous ces modules sont composés d'éléments de premier choix. Les potentiomètres sont également fournis et directement câblés sur le châssis.



Un préampli commun à tous ces amplis permet de compléter ces différents ensembles et de raccorder à n'importe quelle source audio.

Voici les caractéristiques des 3 types :

MA2S pour un électrophone ceramique ou en monitoring.

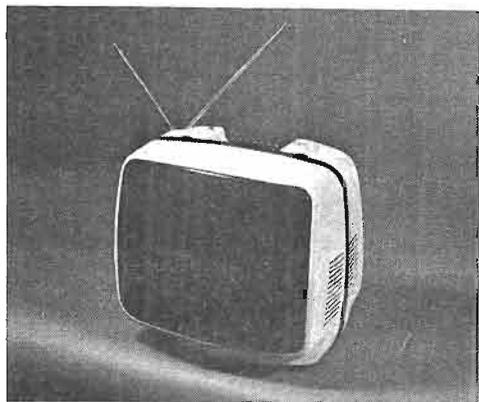
Puissance : 2 × 1 W sur 8 Ω (2 × 2 W IHF). Réponse : 50-30 000 Hz, ± 3 dB. Impédance : sortie : 8-16 Ω ; entrée : 500 kΩ. Sensibilité : 500 mV. Alimentation : AC, 11 V-400 mA. Réglages : volume gauche + volume droit + tonalité. Dimensions : 150 × 68 × 38 mm.

MA15S. Déjà tout monté et réglé pour obtenir un ampli hi-fi stéréo économique.

Puissance : 2 × 7 W sur 8 Ω (2 × 15 W IHF). Réponse : 30-17 000 Hz, ± 3 dB. Impédance : sortie : 8-16 Ω ; entrée : 50 kΩ. Sensibilité : 500 mV. Alimentation AC : 2 × 20 V-0,5 A. Réglages : volume stéréo + balance + basses + aiguës. Dimensions : 185 × 145 × 60 mm.

MA33S. Puissance : 2 × 15 W sur 8 Ω (2 × 33 W IHF). Réponse : 30-18 000 Hz. Impédance : sortie : 8-16 Ω ; entrée : 50 kΩ. Sensibilité : 500 mV. Alimentation AC : 2 × 28 V-1 A. Réglages : volumes stéréo + balance + basses + aiguës. Dimensions : 185 × 145 × 60 mm.

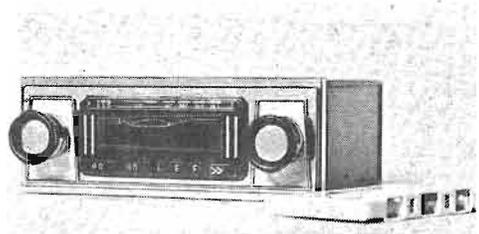
I.T.T. SCHAUB-LORENZ



Téléviseur portable, réf. 44600. Grand écran (44 cm), volume réduit (technique 110°), poids plume (11 kg), coffret moulé blanc, écran fumé, poignée de transport encastrée, antennes télescopiques incorporées, sélecteur de programmes : 7 programmes.

I.T.T. SCHAUB LORENZ

Autoradio à lecteur de cassette T2451. Autoradio de dimension standard à pose dite simplifiée; la découpe en façade permet la fixation sous le tableau de bord sans caches spéciaux.



L'appareil est livré avec haut-parleur et accessoires d'antiparasitage, ainsi que les étriers de fixation. Excellente musicalité.

2 gammes d'ondes : PO-GO et 3 touches pré-réglées : EUR.1, R.T.L. et FR.1. Puissance 4 W.

Lecteur de cassette : ce lecteur utilise toutes les cassettes compactes universelles.

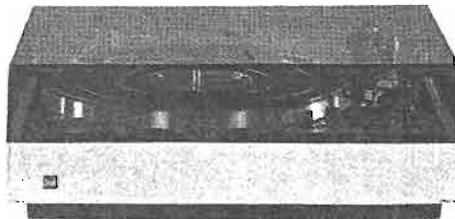
Une touche permet l'avance rapide et l'arrêt en fin de bande se fait automatiquement.

DUAL

Tourne-disque automatique, modèle 701.

Tourne-disque automatique hi-fi avec entraînement central électronique. Platine automatique hi-fi d'une conception nouvelle avec système d'entraînement direct à réglage électronique : le moteur central entraîne directement le plateau. Dans le cas du Dual 701, l'axe de plateau est en même temps l'axe du moteur. Le dispositif de contrôle et de régulation électronique corrige en une fraction de seconde les plus faibles écarts pour la constance

de la synchronisation et l'absence de ronflement. Bras de lecture de précision avec angle tangentiel d'erreur de piste minimal. Suspension par cardan à quatre pointes avec friction minimale dans le palier permettant la plus petite force d'appui pour les cellules. Equipé de la cellule magnétique Ortofon M20E à pointe elliptique. Contrepoids avec double amortissement des vibrations. Réglage fin de la force d'appui : par graduation de 1/10 g dans la plage de 0,5 à 1,5 g, et par graduation de 1/4 g dans la plage de 1,5 à 3 g. Dispositif



antiskating avec graduations séparées pour les pointes de lecture sphériques et elliptiques. Plateau amovible en fonte injectée amagnétique, équilibré dynamiquement, poids total en rotation du système d'entraînement (rotor + plateau) 4,4 kg. Stroboscope à lampe incorporé, pour 50 et 60 Hz. Manœuvre par manettes pivotantes. Réglage automatique du point de descente du bras par sélection de la vitesse. Système d'entraînement direct avec commande de commutation électronique par générateurs de Hall et régulation électronique. Moteur Dual EDS1000 : rotor en disque à huit pôles. Vitesses : 33 1/3 et 45 tr/mn. Réglage séparé de la hauteur du son pour chaque vitesse, plage de réglage : 8 %. Graduations étalonnées pour les deux vitesses. Livrable seulement sous réf. Dual CS70 ou CS70W.

I.T.T. MÉTRIX



Nouveaux instruments pour l'enregistrement. Métrix à Annecy (division instrumentation de la Société des produits industriels I.T.T.), vient de développer deux instruments pour équiper les tables de manipulations destinées aux travaux pratiques d'électricité et d'électronique dans les établissements d'enseignement :

- un voltmètre, type MX030A, et
- un ampèremètre, type MX031A.

Pour ces manipulations, les mesures de tensions et de courants devant être souvent effectuées simultanément, le formule consistant à utiliser deux instruments simples, le voltmètre et l'ampèremètre, doit être préférée à l'emploi d'un contrôleur universel.

Le voltmètre MX030A mesure les tensions continues de 1 V à 300 V et les tensions alternatives de 3 V à 300 V. Il présente une résistance interne de 20 000 Ω/V et une classe de précision de 1,5 en continu et 2 en alternatif.

L'ampèremètre MX031A mesure les intensités continues et alternatives de 10 mA à 3 A avec une classe de précision de 1,5 en continu et 2 en alternatif.

Ces deux instruments sont de présentation identique. La sélection des calibres et de la fonction (continu/alternatif) est assurée par un commutateur rotatif situé sous le galvanomètre. Celui-ci, à grande échelle, avec aiguille couteau, miroir antiparallaxe et chiffres très visibles, permet une lecture précise.

Légers, robustes et de faible encombrement les MX030A et MX031A occupent un volume de 141 x 55 x 207 mm.

S.I.C.E.R.O.N.T.



Pour réaliser soi-même de véritables circuits imprimés : Le kit-circuit est un ensemble de matériel et des produits nécessaires à la fabrication des circuits imprimés.

Présenté dans une mallette compacte, facilement transportable et d'un emploi très simple et rapide, il permet de confectionner des circuits imprimés à l'unité ou en petites séries.

Il comprend une chambre d'insolation équipée d'un tube actinique, de 2 plaques de verre pour l'exposition, un bac polyéthylène pour révéler et graver, une feuille de film polyester, ou mylar, de l'encre spéciale pour dessiner les circuits, des plaques bakélite cuivre, un atomiseur de résine photo-sensible positive pour sensibiliser les plaques, le révélateur, le Perchlorure de fer pour graver, un atomiseur d'Electrofuge 100, vernis soudable pour protéger les circuits.

La fabrication du circuit proprement dit est réalisée très rapidement, si on possède déjà un dessin de celui-ci. L'exposition, la révélation et la gravure, nécessitent de 7 à 10 minutes. Le travail réalisé est identique à celui obtenu industriellement et la mise en œuvre de petites séries est possible. C'est un matériel destiné à être utilisé aussi bien par les professionnels, que par les amateurs et met le processus à la portée de tous. Le système électrique comprend, outre l'interrupteur à voyant de contrôle, une minuterie pour régler le temps d'insolation.

notre COURRIER TECHNIQUE



Par R.A. RAFFIN

RR - 5.01. — M. Charles MAYER, Paris (8^e).

Si l'on tient compte des caractéristiques de sortie de l'alimentation que vous nous demandez, à savoir tension continue de 24 V ($\pm 10\%$) et intensité variable de 150 mA à 30 A, il est évident que le redresseur doit être suivi d'un dispositif régulateur. Cette remarque vaut d'ailleurs autant pour la stabilisation de la tension de sortie que pour l'obtention d'un bon filtrage.

Il est non moins évident que la réalisation d'un tel régulateur de tension, compte tenu de l'intensité maximale de 30 A demandée, sera d'un prix de revient élevé notamment en ce qui concerne les semi-conducteurs. Nous ne pouvons cependant pas vous établir ce prix de revient, car nous ne vendons aucun matériel; il faudra consulter vos fournisseurs. Notre rôle se limite à l'élaboration de schémas.

Une solution peut-être plus économique consisterait à employer un simple redresseur débitant sur une batterie d'accumulateurs de 24 V (connectée en tandem).

RR - 5.02. — M. SCHOEPPF, 06-La Turbie.

Pour la fourniture du quartz qui vous intéresse, vous pouvez vous adresser à : L.A.S., 19, rue de la Paroisse, 77300 Fontainebleau (fourniture de quartz sur fréquence à la demande, même à l'unité).

RR - 5.03. — M. Pierre NOEL, 92-Saint-Cloud.

1^o Les lampes dites de la série « transcontinentale » que vous nous citez sont déjà très difficiles à se procurer. On « tourne » sur le stock, car elles ne sont plus fabriquées depuis déjà bien longtemps; certains types sont d'ailleurs totalement épuisés.

2^o Vous trouverez les caractéristiques de ces lampes dans n'importe quel *lexique* de tubes-radio (Librairie parisienne de la radio).

3^o Deux tubes EL3 en push-pull classe A peuvent délivrer une puissance utile de 8,2 W.

4^o Sur votre récepteur, si le potentiomètre de volume n'agit pas sur la prise « PU », c'est que cette dernière est branchée *après* le potentiomètre. Il conviendrait donc d'en faire le branchement *sur* le potentiomètre (et non *après*). Nous ne pouvons pas vous donner davantage de précision sans la possibilité d'examen du *schéma* du récepteur.

RR - 5.05. — M. Claude VICENTE, Meknès (Maroc).

1^o Votre question se rapportant au calcul d'un amplificateur, détermination des valeurs, etc., nécessite un développement important qui sort du cadre de cette rubrique. Veuillez nous faire parvenir une enveloppe à votre adresse accompagnée de deux coupons-réponses P.T.T.

2^o Toutes vos questions concernant l'amplificateur ST10 de Bouyer sont à poser directement au constructeur dont voici l'adresse : Etablissements Bouyer, route de Paris, 82002 Montauban.

3^o Il est peut-être possible de remplacer un potentiomètre unique « graves-aiguës » par deux potentiomètres séparés; mais pour en juger et le cas échéant vous indiquer ce qu'il convient de faire, il faut nous communiquer le *schéma* complet de l'amplificateur concerné.

4^o Pour un haut-parleur de 21 cm de diamètre, le volume intérieur de l'enceinte « bass reflex » qui convient est de l'ordre de 84 dm³ (voir n^o 1136, page 97).

5^o La puissance et la courbe de réponse d'une installation sonore dépendent *essentiellement* des qualités de l'amplificateur (et non pas uniquement de l'enceinte).

6^o Nous n'avons pas les caractéristiques des transformateurs allemands cités dans votre lettre.

7^o Adresse des établissements Audax : 45, avenue Pasteur, 93106 Montreuil.

RR - 5.06. — M. Marcel BOURHIS, 83-La Valette.

1^o Sur votre téléviseur, une prise pour enregistrement du son peut être effectuée en soudant un condensateur de 22 η F sur côté « chaud » du potentiomètre R₁ de 500 k Ω (c'est-à-dire sur l'extrémité de gauche de R₁ sur votre schéma). La liaison au magnétophone s'effectuera donc par ce condensateur de 22 η F, à l'aide d'un fil blindé (blindage à la masse; masses du magnétophone et du téléviseur reliées entre elles.).

2^o Il est difficile de répondre à votre seconde question, cela dépendant des constructeurs. Mais en principe, les têtes du type « enregistrement-lecture » sont de caractéristiques différentes des têtes « lecture seule ».

RR - 5.07. — M. Guillaume REVEL, 77-Chelles.

Les nombreuses modifications que vous envisagez d'effectuer sur votre talkie-walkie sont peut-être possibles, *ou bien* certaines possibles et d'autres non... Pour que nous puissions en juger et, le cas échéant, vous indiquer ce qu'il convient de faire, il importe de nous communiquer le *schéma* de votre appareil. Veuillez donc nous adresser ce schéma en joignant deux timbres à 50 c., et nous vous ferons parvenir le devis de nos honoraires.

RR - 5.08-F. — M. JOLY, 52-Langres, désire connaître les caractéristiques et brochages des tubes suivants :

866/866 A : Redresseur mono-plaque à vapeur de mercure; chauffage = 2,5 V, 5 A; Va

max. = 3 500 V; V inv. max = 10 kV; Ia red. = 250 mA max.

813 : Tétrode d'émission; chauffage = 10 V, 5 A; Wa max. = 125 W; F max. = 30 MHz.

Ampli classe C/CW : Va = 2 250 V; Vg2 = 400 V; Vg1 = -125 V; Ia = 150 mA; Ig2 = 40 mA; Ig1 = 15 mA; Wg1 = 4 W HF; Wu = 375 W HF.

811/811 A : Triode d'émission; chauffage = 6,3 V, 4 A; Wa max. = 55 W; F max. = 60 MHz.

Ampli classe C/CW : Va = 1 500 V; Vg = -113 V; Ia = 150 mA; Ig = 35 mA; Wg = 8 W HF; Wu = 170 W HF.

6A3 : Triode BF de puissance; chauffage = 6,3 V, 1 A; Va = 250 V; Vg = -45 V; Ia = 60 mA; P = 800 Ω ; S = 5,25 mA/V; k = 4,2; Za = 2 500 Ω ; Wu = 3,5 W HF.

Les brochages de ces tubes sont représentés sur la figure RR - 5.08.

RR - 5.09. — M. TRAMONTANO, 27-Evreux.

Le schéma que vous nous soumettez (extrait d'une revue étrangère) ne comportant aucune valeur des éléments, est bien difficile à analyser quant à son fonctionnement... Néanmoins, tel qu'il est proposé, ce schéma semble comporter des erreurs ou omissions, et nous ne pensons pas qu'il puisse satisfaire aux conditions exposées dans votre lettre.

Parmi nos documentations, nous n'avons trouvé aucun schéma de montage *unique* cumulant les fonctions de radiocommande que vous souhaitez réaliser pour votre modèle réduit de bateau.

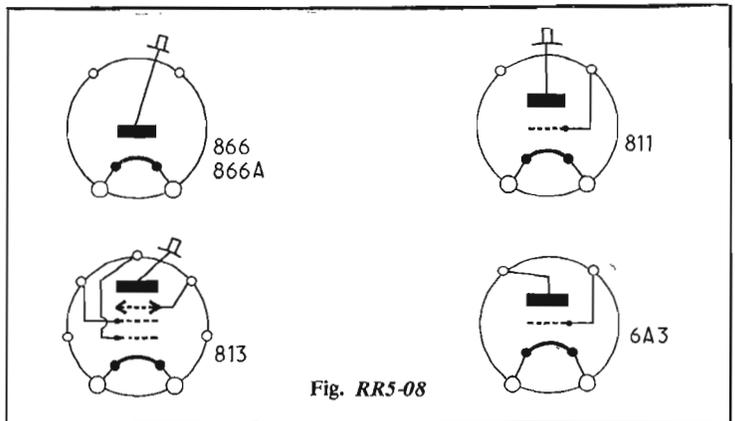


Fig. RR5-08

RR - 5.10. — M. Lucien JERSAUD, 91-Athis-Mons.

Vous pouvez remplacer un tube cathodique type AW 43-80 par un AV 53-80. Le brochage est le même ; les conditions électriques de fonctionnement sont également les mêmes. Il n'y a donc rien à modifier par ailleurs. Seules les questions mécaniques de plus grand encombrement et de plus grand écran sont à examiner.

RR - 5.11. — M. Michel NIKI-FOROFF, 92-Puteaux.

Il n'existe pas d'oscilloscopes spéciaux pour accorder les pianos. N'importe quel oscilloscope peut être utilisé dans ce genre de travail, étant donné qu'il ne sert qu'à visualiser le battement (la différence) entre la fréquence de la note à accorder et la fréquence de référence issue d'un générateur étalon (à diapasons ou autres).

RR - 5.12. — M. DESPINOY, 92-Malakoff.

Nous regretterons de devoir vous dire que les schémas que vous nous soumettez n'ont rien à voir avec la quadriphonie ; il s'agirait plutôt d'*ambiophonie*. En effet, la véritable *quadriphonie* est tout à fait autre chose... et est d'une technique beaucoup plus complexe que cela !

A toutes fins utiles, si vous désirez néanmoins expérimenter les montages proposés, disons que les résistances intercalées en série sont destinées à éviter une trop grande diaphonie entre les deux canaux (droite et gauche) stéréophoniques, c'est-à-dire à éviter que l'effet stéréophonique ne soit trop altéré.

Dans votre cas, il faudrait deux résistances bobinées de 10 W de l'ordre de 8 Ω chacune. Vous pouvez d'ailleurs essayer diverses valeurs pour tenir compte de ce qui vient d'être dit, tout en assurant une alimentation suffisante des haut-parleurs arrières.

RR - 5.13. — M. Gérard ALHAIZA, 92-Seceaux.

1° Votre première question se rapportant à vos deux enceintes de 8 Ω et à votre enceinte de 16 Ω manque de précision pour que nous puissions vous répondre. Il faut nous indiquer s'il s'agit d'un amplificateur monophonique ou stéréophonique.

2° Contrairement à ce que vous nous dites, nous avons déjà publié de nombreux montages de gradateurs de lumière ou autre dont la puissance est *inférieure* à 3 000 W ; veuillez consulter votre collection de HAUT-PARLEUR.

RR - 5.14. — M. MOUSSET, 93-Bondy.

Veuillez nous communiquer les schémas de vos deux appareils (émetteur et récepteur) et nous vous étudierons le montage d'un relais inverseur « émission/réception ». Nous vous indiquons les câblages à réaliser et les matériels à employer.

Veillez aussi nous préciser si la commutation de l'antenne doit également être prévue. Joindre une enveloppe suffisamment affranchie pour le retour de vos documents.

RR - 5.15. — M. Roger GIRE, 94-Ivry.

1° Le transistor THP 36 peut être employé par OC140 ou ASY74 (germanium). Le transistor silicium 2N699 pourrait aussi convenir, bien que présentant des caractéristiques un peu supérieures.

2° Le transistor 2N553 peut se remplacer par ASZ 15.

3° Le diode 1N191 peut se remplacer par OA85, OA86 ou OA95.

RR - 5.16. — M. Pietro DI MARCO, Jemmapes (Belgique).

Il nous est impossible de vous indiquer le type ou les caractéristiques du transformateur d'alimentation (ou peut-être autotransfo) à utiliser pour la remise en état d'un ancien récepteur de radio de marque PHONEX. Pour que nous puissions le faire, il faudrait nous communiquer le schéma complet de cet appareil.

RR - 5.17-F. — M. Patrick CISZEWSKI, 54-Tucquegnieux, désire connaître les caractéristiques et le brochage du tube cathodique type DG7-2.

DG7-2 : Tube cathodique à écran de 70 mm de diamètre ; trace verte ; chauffage = 4 V, 1 A. $V_{a2} = 800$ V ; $V_{a1} = 350$ V ; $V_{gw} = -30$ V pour extinction ; sensibilité de déviation = 0,22 et 0,14 mm/V.

Brochage : voir figure RR-5.17

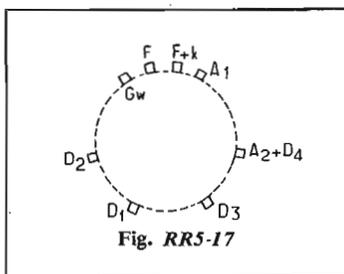


Fig. RR5-17

RR - 5.18. — M. Michel COLIN, 41-Romorantin.

1° La prise de son pour enregistrement que vous avez effectuée sur le potentiomètre de volume est tout à fait correcte. Mais :

a) Il faut intercaler un condensateur de l'ordre de 22 à 47 nF.

b) La liaison à l'enregistreur doit être effectuée en fil blindé, blindage relié à la masse.

c) Les masses de l'enregistreur et du récepteur doivent être reliées ensemble.

2° Les transistors cités dans votre lettre sont tous de fabrication MOTOROLA. En France : 15, avenue de Ségur, 75007 - Paris.

RR - 5.19. — M. Alain THIERRY, 25-Besançon.

Nous avons déjà publié les caractéristiques du tube cathodique 5GP1 dans cette rubrique ; veuillez vous reporter à la page 177 de notre numéro 1291.

RR - 5.20. — M. MAZMANIAN, 92-Malakoff.

1° Les caractéristiques du tube cathodique DG9-3 ont été publiées à la page 80 du numéro 1271 ; le type DB9-3 est identique, mais avec trace bleue.

2° Le tube RL12P35 est un tube HF d'émission ; les documentations s'y rapportant indiquent donc ses conditions d'emploi en classe C-HF télégraphique et classe C-HF téléphonique. Aucun renseignement n'est donné concernant son utilisation éventuelle en classe AB1.

RR - 5.21. — M. Paul HUMBERT, 94-Choisy-le-Roi.

1° Il est exact qu'il serait préférable que les arrivées d'antenne TV non utilisées, dans le cas d'une distribution collective, soient « fermées » sur des bouchons 75 Ω . Cela était surtout vrai au temps des distributions à résistances. Présentement, avec les amplificateurs de distribution modernes, cela a beaucoup moins d'importance.

2° Nous ne pensons pas que les difficultés que vous rencontrez proviennent de ce fait. Mais pour formuler un diagnostic certain, c'est-à-dire accuser l'installation ou accuser vos appareils, il conviendrait tout d'abord de connaître les tensions VHF et UHF distribuées aux sorties d'antenne dans les appartements. Tout radioélectricien convenablement outillé doit pouvoir vous faire ces mesures.

RR - 5.22. — M. LAGARRIGUE, 81-Albi.

Le transistor dont vous nous entretenez ne figure pas dans nos listes. Mais s'il est fabriqué par Motorola, veuillez vous adresser à cette firme : 15, avenue de Ségur, 75007 Paris, ou : B.P. 3.411, 31023 Toulouse Cedex.

RR - 5.23. — M. Jean-Claude DELORD, 69-Vénissieux.

Nous ne connaissons pas particulièrement le matériel qui vous a été fourni par la maison Barthe. Mais c'est à cette firme qu'il convient de vous adresser pour obtenir les détails de mise au point qui vous sont nécessaires.

RR - 5.24 - F. — M. Christian ARZUL, 95-Saint-Brice.

1° Les transistors cités dans votre lettre ne figurent pas dans nos documentations.

2° Tube 6 L 6 : Tétrode BF à faisceaux dirigés ; chauffage 6,3 V, 0,9 A ; $V_a = 350$ V ; $V_{b1} = -18$ V ; $V_{b2} = 250$ V ; $I_{b1} = 2,5$ à 7 mA ; $I_a = 54$ à 66 mA ; $\rho = 33$ k Ω ; S = 5,2 mA/V ; $Z_a = 4$ 200 Ω ; $W_n = 10,8$ W BF.

Brochage : Voir figure RR-5.24.

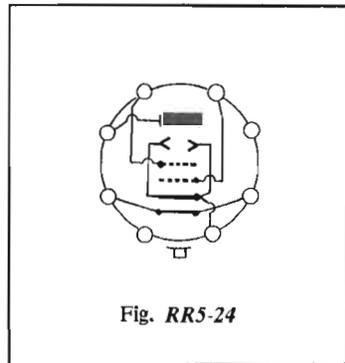


Fig. RR5-24

RR - 5.25. — M. Emilio URIOS, 69-Bron.

En ce qui concerne votre téléviseur, il n'est pas possible de formuler un diagnostic certain de dépannage, à distance, d'après les seules indications contenues dans votre lettre. Disons simplement qu'il semblerait s'agir d'un mauvais contact.

Veillez donc vérifier :
a) Les contacts du rotacteur (à nettoyer si besoin est) ;
b) Les soudures arrivant sur le rotacteur ou voisines du rotacteur ;

c) Les composants (résistances et condensateurs) du rotacteur ou voisins du rotacteur.

RR - 5.25. — M. Jacques GENNERET, 25-Besançon.

Nous vous conseillons de vous reporter au montage de tachymètre que nous avons publié à la page 72 du n° 1.271.

Le texte indique précisément les modifications à effectuer selon la fréquence des impulsions (donc, finalement la vitesse de rotation) et le type de moteur (nombre de temps et de cylindres).

RR - 5.27. — M. R. BOUE, Paris-13°.

En ce qui concerne votre récepteur de radio, si le schéma que vous avez relevé est exact, il est clair qu'il manque la tête HF changeuse de fréquence de la gamme FM.

Il doit s'agir d'un boîtier comportant les bobinages accord et oscillateur pour cette gamme FM, avec une lampe (probablement ECC 85 ou similaire).

Mais la marque de ce récepteur anglais ayant disparu, il vous sera certainement très difficile de retrouver un organe de remplacement. Vous pourriez essayer de monter un boîtier HF/CF pour FM, de fabrication française (à lampe) de chez Orega, par exemple (s'il est encore possible de se procurer cet élément !).

RR - 5.28. — M. Charles CENTONZE, 94-Ivry.

Votre schéma de montage push-pull à transistors AD 150 avec transformateurs est correct. Mais, dans tous les cas, il ne faut pas espérer obtenir une puissance utile efficace supérieure à 15 W ; il ne faut pas confondre puissance dissipée et puissance utile RF.

RR - R.29.-F. — M. J.-P. GARNIER, 13-Marseille.

Sur le montage d'amplificateur BF dont vous nous soumettez le schéma, un filtre passe-bas pourrait être intercalé à la sortie du potentiomètre P 33 de 25 kΩ (c'est-à-dire dans la connexion partant du curseur).

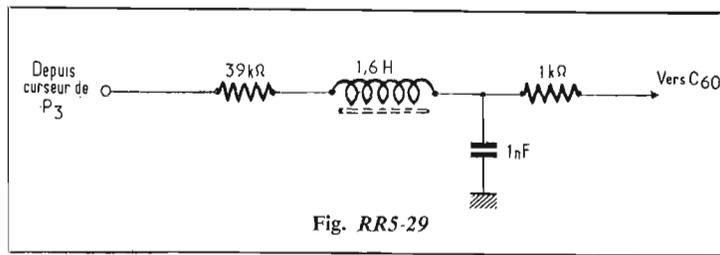


Fig. RR5-29

Ce filtre pourrait être conçu comme le montre la figure RR - 5.29. Avec les éléments indiqués, la fréquence de coupure se situe vers 4 000 Hz. La bobine de 1,6 H assez délicate à réaliser, doit être exécutée sur un noyau toroïdal de ferrite. A défaut, cette bobine peut être supprimée ; on doit alors remplacer les résistances de 39 kΩ et de 1 kΩ par deux résistances de 22 kΩ ; mais dans ces conditions, la pente de la courbe d'atténuation est moins abrupte.

RR - 5.30. — M. COLLIAT, 83-Toulon.

La Librairie parisienne de la Radio (43, rue de Dunkerque, 75010 Paris) présente l'ouvrage de F. Juster intitulé « Les antennes de télévision toutes chaînes », auquel vous pourriez vous reporter.

Toutefois, personnellement, nous ne voyons pas à quel genre d'antenne vous faites allusion lorsque vous nous parlez du type Caroline...

RR - 5.31. — M. H. AUBARBIER, 93-Bobigny.

L'impédance d'entrée sur la base d'un transistor bipolaire est toujours très faible ; on ne peut pas faire passer cette impédance de quelques dizaines d'ohms à 500 000 ohms par modification des conditions de fonctionnement du transistor.

En conséquence, pour l'utilisation d'un microphone à basse impédance, il n'y a aucun problème. Pour l'utilisation des microphones à haute impédance de 50 kΩ et de 500 kΩ, une solution réside dans l'intercalation d'une résistance (de 50 kΩ ou de 500 kΩ) en série dans la liaison d'entrée ; mais cela se traduit évidemment par des pertes et donc un affaiblissement important du rendement global. Une meilleure solution consiste à employer comme transistor préamplificateur, un transistor à effet de champ dont l'impédance de « porte » est toujours très élevée.

RR - 5.32. — M. Mohamed BERREDANE, Oran (Algérie).

1° Les caractéristiques du tube cathodique OE 411 P ont été publiées à la page 168 du numéro 1.260 ; veuillez vous y reporter.

2° Ce tube cathodique ne convient pas (ou en tout cas, assez mal) au montage d'oscilloscope décrit dans notre numéro 1.067, car ce montage ne prévoit pas l'alimentation de l'électrode de post-accélération présente sur le tube cathodique OE 411 P.

RR - 5.33. — M. Michel BUSON, 93-Bondy.

1° Les potentiomètres A et G du circuit Baxandall du montage décrit à la page 9 du n° 1196 (Radio-Pratique) sont des organes de 20 à 25 kΩ linéaire.

2° Une prise « monitoring » peut être prévue et connectée en dérivation après C 24.

3° Avec votre diode Zener BZY 93/C 30, la résistance à intercaler en série est de 330 Ω bobinée 5 W.

4° Nous n'établissons aucun plan de câblage à titre individuel, à cause des frais élevés entraînés par ce genre de travail.

RR - 5.34. — M. J.-P. FOURNIER, 37-Tours.

Les caractéristiques complètes des transistors 2N3375 et 2N3866 ont été publiées à la page 130 du n° 1283 auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

RR - 5.35. — M. Patrick BEAULIEU, 18-Saint-Satur.

En ce qui concerne le schéma de la page 22 du n° 1294 (Radio-Pratique), nous avons :

$$C_{15} = C_{19} = 22 \mu F ;$$

$$C_{18} = 8,2 nF.$$

RR - 5.36. — M. Robert JACQUOT, 55-Souilly.

Nous ne pouvons pas vous dire, à distance, ce qui va ou ne va pas dans votre montage, d'après les seules indications contenues dans votre lettre.

5^e édition, entièrement refondue

**TECHNIQUE NOUVELLE
DU DÉPANNAGE
DES RADIORÉCEPTEURS**

par R.A. RAFFIN



Les radiorécepteurs neufs, sortant d'usine, sont maintenant tous équipés exclusivement de semi-conducteurs.

Pour cette raison, nous avons estimé qu'il était nécessaire de moderniser et même de refondre totalement notre traité sur le dépannage des radiorécepteurs : tout ce qui se rapportait aux lampes a été délibérément supprimé ; et naturellement, le dépannage et la mise au point des appareils à semi-conducteurs, transistors, circuits intégrés, etc., ont été considérablement développés.

C'est donc davantage un livre entièrement nouveau qu'une édition nouvelle.

Principaux chapitres :

Rappel de quelques notions fondamentales indispensables — Les résistances et les condensateurs utilisés dans les récepteurs — L'installation mécanique du Service-Man — Quelques mesures ou déterminations faciles à exécuter — Principes commerciaux du dépanneur — Principes et méthodes techniques du dépannage — L'oscilloscope et le Service-Man — L'alignement des récepteurs — Ce que doit savoir un radio-dépanneur — Réparations des tourne-disques, pick-up, électrophones, chaînes Hi-Fi.

Un volume broché, format 15 x 21, 256 pages, sous couverture quadrichromie, pelliculée, nombreux schémas : 35 F.

En vente à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO

43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS

Tél. : 878-09-94/95 - C.C.P. 4949.29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 10 % pour frais d'envoi à la commande)

La description de l'alimentation est signée *Jacquemard*; veuillez donc écrire directement à l'auteur, à l'adresse de la revue qui transmettra.

RR - 5.37. — M. Bernard REICHERT, 67-Lauterbourg.

1° Sur le schéma de la figure 6, page 20, du n° 1306 (Radio-Pratique), la diode Zener 12 V est représentée à l'envers.

2° On ne peut pas obtenir 12 V stabilisés en partant de 12 V également. Avec l'alimentation par transformateur, la tension à la sortie du redresseur, après le filtre, est de l'ordre de 16 à 17 V en charge. Sur accumulateur, pour bénéficier de la stabilisation de tension, il faudrait partir d'une tension du même ordre de grandeur (et non pas d'un accumulateur de 12 V seulement).

RR - 5.38. — M. NATOVICZ, 77-Champs-sur-Marne.

Le compte-tours à circuit intégré SAK 110 décrit à la page 219 du numéro 1351 ne pas fonctionner sur 6 V et ne peut pas être modifié pour cette tension.

RR - 5.39. — M. Daniel CHAVASSIEUX, 21 - Talant.

L'interphone auquel vous faites allusion n'est pas une réalisation de nos services techniques. Veuillez donc adresser vos réclamations directement au fournisseur réalisateur, à savoir Magenta-Electronic.

RR - 5.40. — M. Xavier RA-PAILLE, Liège (Belgique).

1° Sur le schéma du correcteur de bande, figure 2, page 223, numéro 1370, tous les transistors sont du type BC109 ou similaires.

2° Nous ne pensons pas que le seul étage d'amplification de votre « vu-mètre » (schéma joint à votre lettre) soit suffisant. Ou bien, il faudrait prévoir un second étage; ou bien, il faudrait le brancher sur un étage intermédiaire de l'amplificateur faisant suite.

3° Si vous disposez d'une sortie 275 mV sur votre table de mixage, c'est cette sortie qu'il faut utiliser (et non pas celle de 1,5 V).

Quant à l'impédance qui doit y être connectée, cela veut dire qu'elle ne doit pas être inférieure à 10 k Ω ; mais vous pouvez par

contre fort bien connecter le correcteur de bande à la suite, l'impédance d'entrée de ce dernier étant de l'ordre de 50 k Ω .

RR - 6.01. — M. Patrick CROSNIER, 92-Asnières.

1° Le dispositif antivol pour voiture décrit dans le numéro 1252, page 162, est extrait d'une revue allemande; il ne s'agit donc pas d'un montage réalisé par l'un de nos collaborateurs. Tout montage nécessite généralement une petite mise au point; celui-ci n'échappe sans doute pas à cette règle.

2° Le transistor T3 et du type TIS43 ou similaire (comme T1 et T4).

3° Dans la connexion allant de la résistance R9 à la base de T5, il faut intercaler un condensateur de 27 nF.

4° Les thyristors proposés peuvent se remplacer par des BT100A (de la R.T.C.).

RR - 6.02. — M. DUCHEMIN à Montpellier, nous avait demandé les correspondances possibles du transistor japonais type 2SB492.

Nous avons reçu deux réponses de nos lecteurs que nous remercions bien sincèrement.

— M. Marcel MAUDUIT de Caen nous signale comme équivalents approchés les types suivants: AD162, AD164, AD155, AD262.

— M. Roger NEGERS de Bordeaux, nous indique les types suivants comme correspondances approximatives: 2N2905, 2N2905A, BFS92 à BFS95.

RR - 6.03. — M. Gilbert LE-SAGE, 80-Comblès.

Dans le montage de filtre à deux voies pour haut-parleurs (haut-parleur de 24 cm et tweeters) dont vous nous soumettez le schéma, la bobine L doit présenter un coefficient de self-induction de 0,53 mH, et le condensateur C, une capacité de 22 μ F. Cela pour une fréquence de recouvrement vers 1 500 Hz et pour l'impédance de 4 à 5 Ω indiquée.

RR - 6.04. — M. F. COUVE-LAERE, 83-Le Luc-en-Provence.

Nous ne pouvons pas vous répondre d'après les seules indications contenues dans votre lettre. Il faut nous communiquer les schémas du préamplificateur-

correcteur et du préamplificateur-enregistreur...

Ou, au moins, le schéma de l'étage de sortie du premier et le schéma des étages d'entrée du second.

RR - 6.05 - F. — M. P. BARBERIS, 77-Vaires-sur-Marne, désire connaître les caractéristiques et brochage des tubes cathodiques de télévision, types 19BEP4 et 23AXP4.

19BEP4: Chauffage = 6,3 V, 0,3 A; $V_a = 16$ kV; $V_{g2} = 400$ V; $V_{g1} = -42$ à -78 V; V_{g4} (concentration) = -500 à $+1000$ V; angle max. du faisceau = 110° ; dimensions de l'image = 384×305 mm.

23AXP4: Mêmes caractéristiques électriques que le tube précédent, mais dimensions d'encombrement plus importantes; dimensions de l'image = 489×385 mm.

Les brochages de ces tubes sont identiques; il est représenté sur la figure RR - 6.05.

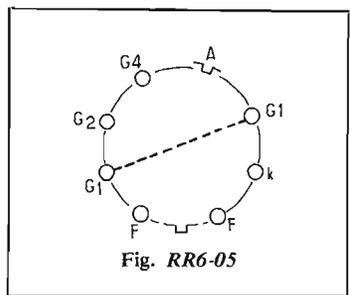


Fig. RR6-05

RR - 6.06 - F. — M. Pierre ROGER, 94-Champigny-sur-Marne.

1° Dans le cas d'une installation stéréophonique, une enceinte supplémentaire ne doit pas être simplement connectée en parallèle sur l'une des enceintes existantes; l'enceinte supplémentaire ne reproduirait alors que le canal correspondant. Puisque vous vous plaignez d'un « trou », il doit être comblé par la reproduction des deux canaux; en d'autres termes, l'enceinte complémentaire doit être connectée entre les sorties voie droite et voie gauche. La figure RR - 6.06 représente le

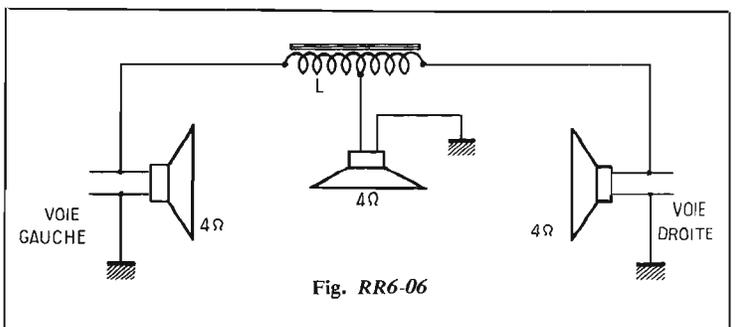


Fig. RR6-06

schéma de principe du montage généralement adopté (L est un bobinage sur fer comportant environ 2×50 tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm).

2° Le branchement de votre haut-parleur supplémentaire sur votre téléviseur, et la section BF de l'appareil ne court aucun risque.

3° D'après vos explications, sur votre téléviseur, il doit s'agir du « son » qui passe dans l'image. Une retouche au réglage de l'oscillateur du changement de fréquence risque fort de tout remettre dans l'ordre. Dans la négative, il faut reprendre le réglage des circuits réjecteurs de son du canal MF « vision ».

RR - 6.07. — M. Paul RICHARD, 40-Saint-Vincent-de-Paul, nous demande les dimensions pour la fabrication d'une antenne FM à 5 éléments (impédance 75 Ω).

Longueur réflecteur Réfl. = 161 cm. Longueur radiateur Rad. (dipôle replié) = 149 cm. Longueur 1° directeur $D_1 = 147$ cm. Longueur 2° directeur $D_2 = 142$ cm. Longueur 3° directeur $D_3 = 140$ cm.

Espacement Réfl.-Rad. = 58 cm (axe en axe). Espacement Rad. - $D_1 = 29$ cm. Espacement D_1 - $D_2 = 58$ cm. Espacement D_2 - $D_3 = 50$ cm.

Éléments réflecteur et directeurs: tube de 12 mm de diamètre (cuivre, de préférence).

Radiateur: élément principal en tube de cuivre de 20 mm de diamètre; élément replié en tige de cuivre de 2 mm de diamètre (espacement de 2 cm au centre pour la connexion du câble coaxial); distance d'axe en axe entre l'élément principal et les éléments repliés parallèles = 50 mm.

RR - 6.08. — M. Pierre ALINE, 76-Rouen.

1° Si l'on veut obtenir de bons résultats dans la sonorisation des films d'amateurs avec un magnétophone, il est indispensable d'utiliser un synchronisateur entre le projecteur et le magnétophone.

Votre projecteur étant précisément muni d'une prise de synchronisation, il semblerait sage et préférable d'utiliser le synchronisateur prévu par le constructeur du projecteur ; votre fournisseur pourra certainement vous conseiller utilement sur ce sujet en vous indiquant les matériels appropriés et leur branchement.

2° On peut filmer des images de télévision... Mais, si l'on ne veut pas voir défiler la bande noire du blanking vertical lors de la projection, la prise de vue doit se faire rigoureusement à la même vitesse qu'en télévision, c'est-à-dire 25 images par seconde pour votre caméra.

RR - 6.09. — M. Jean CHOPIN, 75012 Paris.

En ce qui concerne les transformations que vous envisagez d'apporter à votre talkie-walkie, *seul* un étage de préamplification microphonique pourrait être conçu sous forme de boîtier extérieur auxiliaire.

Un dispositif VOX de commutation automatique « émission/réception » et un compresseur BF de modulation nécessitent des modifications internes importantes qu'il est pratiquement impossible d'espérer réaliser sur du câblage imprimé.

RR - 6.10. — M. BRUNERIE, 75013 Paris.

1° Nous ne pouvons absolument pas savoir les caractéristiques du matériel qui vous a été livré. C'est à votre fournisseur qu'il convient de vous adresser pour obtenir les renseignements qui vous sont nécessaires.

2° En France, le son de la télévision est transmis en modulation d'amplitude ; l'étage détecteur des téléviseurs normaux est donc prévu pour ce type de modulation. En conséquence, pour recevoir la FM avec un téléviseur, il ne suffit pas de monter sur le rotacteur une barrette réglée sur la gamme FM ; il faudrait aussi monter un détecteur pour la modulation de fréquence...

RR - 6.11. — M. Paul MUNIER, 57-Ars-sur-Moselle.

Voici les renseignements demandés (pour votre région) :

O.R.T.F. Metz - Luttange : 1^{re} chaîne : canal 6 ; 2^e chaîne : canal 34 ; 3^e chaîne : canal 31.
Luxembourg : canaux E7 et 21.

Belgique : Neufchâteau : canal E11 ; Liège : canal E3.

RR - 6.12. — M. Georges GAUDEFROY, 60-Noyon.

Nous n'avons pas le schéma de l'émetteur Collins de type AN/AR/T/13/H5... et nous n'avons rien publié à son sujet. Nous ne pouvons donc pas répondre à vos questions.

D'autre part, nous pensons qu'il est sage de vous rappeler que l'émission d'amateur n'est pas libre... Il faut faire préalablement la demande d'une licence et subir l'examen d'opérateur.

RR - 6.13. — M. SABATINI, 69-Lyon (6^e).

Nous sommes fort embarrassés pour vous répondre utilement, d'abord parce que votre lettre n'est guère explicite sur ce que vous souhaitez réaliser ou obtenir, ensuite parce que vous ne nous dites rien sur les valeurs d'impédances (impédances possibles des sorties de l'amplificateur et impédances des enceintes).

RR - 6.14. — M. Claude RIVIERE, 75-PARIS (16^e).

Aucun des transistors cités dans votre lettre ne figure dans nos tables de correspondance. Il doit s'agir d'immatriculations particulières de semi-conducteurs destinés à des appareils industriels spéciaux. Voir notre réponse RR-11.67 à ce sujet et publiée à la page 235 du numéro 1388.

RR - 6.15. — M. Raymond JOLLY, 78-Les Mureaux.

Votre lettre n'est pas très claire ; mais si nous en avons malgré tout bien compris le sens, votre problème est le suivant : vos modules préamplificateurs sont alimentés avec le (-) à la masse, tandis que vos modules amplificateurs doivent être alimentés avec le (+) à la masse.

S'il ne doit y avoir qu'une seule et unique alimentation, il n'y a évidemment aucune solution valable.

Vous pourriez tourner la difficulté en réalisant deux alimentations séparées, l'une pour les préamplificateurs, l'autre pour les amplificateurs.

RR - 6.16. — M. Patrick VENTURA, Bruxelles.

Il est toujours difficile de formuler un diagnostic certain, à distance, faute de pouvoir examiner l'appareil en cause et de s'y livrer à d'indispensables mesures.

Dans le cas de votre téléviseur (image rétrécie en hauteur), les principales causes possibles du défaut observé sont les suivantes :

a) Retouche nécessaire au

potentiomètre de réglage d'amplitude verticale (ou hauteur d'image) ;

b) Lampe oscillatrice « trame » et amplificatrice verticale épuisée ;
c) Tension d'alimentation générale (ou plus particulière à cet étage) anormalement faible ;

d) Défaut du circuit de contre-réaction de l'amplificateur vertical ;

e) Condensateur de liaison entre le relaxateur et l'amplificateur ayant des fuites internes ;

f) Polarisation incorrecte de la pentode amplificatrice verticale.

RR - 6.17. — M. Yves CAPELLE, 83-Saint-Tropez.

Nous sommes désolés d'être obligés de vous dire que votre lettre est pratiquement illisible ; nous avons plus deviné... que lu !

Nous croyons avoir compris que vous recherchez le schéma d'un convertisseur d'alimentation à transistors fonctionnant sous 110 V continu au primaire (?). Si c'est bien de cela dont il s'agit, nous ne disposons d'aucun schéma de ce genre.

RR - 6.18. — M. Jean-Marie DRU, 58-Nevers.

Les semi-conducteurs cités dans votre lettre ne figurent pas dans nos tableaux de correspondance. Vous devriez vous adresser directement au fournisseur qui vous a vendu l'appareil.

Le préfixe GE indique qu'il s'agit de semi-conducteurs de la General Electric ; vous pourriez donc également vous adresser au mandataire en France de cette firme, à savoir : Getsco, 42, avenue Montaigne, 75008 Paris.

RR - 6.19. — M. Gérard DOLERIS (?), 03-Montluçon, nous demande le schéma d'un réducteur de tension stabilisée pour alimenter un appareil sous 7,5 V à partir d'un accumulateur de 12 V.

Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à la réponse RR-2.25-F publiée à la page 225 du numéro 1351 qui a déjà traité de ce sujet.

RR - 6.20. — M. Alain BIONDI, 74-La Balme-de-Sillingy.

Nous ne pouvons pas répondre à votre question. Pour le calcul d'un filtre à deux voies pour haut-parleurs, la puissance de ces haut-parleurs ne présente pas un gros intérêt... Par contre, il est impératif que nous connaissions l'impédance de ces haut-parleurs. Or, vous ne nous dites rien à ce sujet.

RR - 6.21. — M. Robert MELINE, S.P. 69617.

Nous ne possédons pas le schéma du récepteur S600B Polytrop, et nous regrettons de ne pouvoir vous fournir ce document.

RR - 6.22. — M. R. SAUTREAU, 52-Saint-Dizier.

Les semi-conducteurs cités dans votre lettre ne figurent sur aucune de nos documentations, ni sur nos manuels de correspondance.

RR - 6.23. — M. Yannick POTIN, 14-Cabourg.

SFC2741C : Circuit intégré linéaire bipolaire (Sescosem) ; alimentation : ± 15 V ; tension d'offset/résiduelle = 6 mV ;

Êtes-vous prêt ?

la télévision
en couleurs
à portée d'



le
diapo-télé
test

Avec
VISIONNEUSE
INCORPORÉE

infra

INSTITUT FRANCE ELECTRONIQUE
10, rue Jean-Mermoz - PARIS 8^e - Tél. 75731425

Mieux qu'aucun livre, qu'aucun cours. Chaque volume de ce cours visuel comporte : textes techniques, nombreuses figures et 6 diapositives mettant en évidence les phénomènes de l'écran en couleurs ; visionneuse incorporée pour observations approfondies.

BON A DÉCOUPER

Je désire recevoir les 7 vol. complets du "Diapo-Télé-Test" avec visionneuse incorporée et reliure plastifiée.

NOM

ADRESSE

CI-INCLUS un chèque ou mandat-lettre de 88,90 F TTC frais de port et d'emballage compris.

L'ensemble est groupé dans une véritable reliure plastifiée offerte gracieusement.

BON à adresser avec règlement à :

INSTITUT FRANCE ELECTRONIQUE
Ecole privée d'enseignement à distance
24, r. Jean-Mermoz - Paris-8^e - BAL. 74-65

courant d'offset = 200 nA ;
polarisation = 500 nA ; gain en
tension, boucle ouverte =
100 000 ; boîtier MP48 (CB98)
2 x 4 broches.

. TAA550 : Il ne s'agit pas d'une
simple diode, mais plus spéciale-
ment d'un circuit intégré régulateur
de tension conçu pour l'alimen-
tation des diodes « varicap » :

Tensions stabilisées :
31-32 V (point rouge),
32-34 V (point jaune),
34-35 V (point vert).

Résistance dynamique = 12 Ω.
Courant nominal de fonction-
nement = 5 mA.

Nous n'avons pas trouvé de
renseignements au sujet des
autres semi-conducteurs cités
dans votre lettre ; il conviendrait
de vous adresser directement aux
fabricants (S.G.S., Texas, G.E.,
etc.).

RR - 6.24. — M. Roger
CARAYON, 31-Toulouse.

L'impédance des filtres à
quartz 9 MHz type XF9 est de
l'ordre de 800 à 1000 Ω maxi-
mum.

POUR LES MODÉLISTES

PERCEUSE MINIATURE DE
PRÉCISION
(nouveau modèle)



indispensable pour tous travaux délicats
sur BOIS, MÉTAUX, PLASTIQUES

Fonctionne avec 2 piles de 4,5 V ou transfo-
redresseur 9/12 V. Livrée en coffret avec
jeu de 11 outils permettant d'effectuer
tous les travaux usuels de précision : per-
cer, poncer, fraiser, affûter, polir, scier, etc...
et 1 coupleur pour 2 piles

de 4,5 V (franco 80,00) **77,00**

Autre modèle, plus puissant avec 1 jeu
de 30 outils. **121,00**

Prix (franco 124,00) **121,00**

Facultatif pour ces deux modèles :

Support permettant l'utilisation en perceuse
sensible (position verticale) et touret mini-
ature (position horizontale).

Supplément **35,00**

Notice contre enveloppe timbrée

LES CAHIERS de RADIOMODÉLISME

Construction par l'image de A à Z
(36 pages) :

D'un avion radiocommandé **10 F**

D'un bateau radiocommandé **10 F**

INITIATION A LA RADIOCOMMANDE **10 F**

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 contre 3 F en timbres

RENDEZ-NOUS VISITE
CONSULTEZ-NOUS

Le meilleur accueil vous sera réservé !

CENTRAL-TRAIN

81. rue Réaumur - 75002 PARIS
C.C.P. LA SOURCE 31.656.95

En plein centre de Paris, face à « France-Soir »
M° Sentier et Réaumur-Sébastopol

Tél. : 236-70-37 et 231-31-03

Pour l'attaque d'un tel filtre,
en partant du circuit accordé
intercalé dans le circuit de drain
du MOS-FET changeur de fré-
quence, vous pouvez confection-
ner un enroulement secondaire
de liaison basse impédance,
couplé à la bobine dudit circuit
accordé.

Une autre solution consiste à
remplacer le circuit accordé par
une simple résistance de 820 Ω,
par exemple, et l'on effectue la
liaison au filtre par l'intermédiaire
d'une capacité de l'ordre de
47 nF.

Quant à la liaison entre la
sortie du filtre et l'entrée du
circuit intégré MC1350P ampli-
ficateur, elle est simple :

— Entre sortie du filtre et
masse : résistance de 560 à
820 Ω ;

— Entre sortie du filtre et
entrée du C.I. : liaison par
capacité de 30 à 50 pF.

RR - 6.25-F. — M. Hugues
GERVAIS, 80-Chaulnes.

TAA930 : Circuit intégré
amplificateur limiteur FI, démo-
dulateur FM. Tension d'entrée
au seuil de limitation = 50 μV
(5,5 MHz) ; tension BF de sortie
= 1,4 V eff. ; réjection de la
modulation d'amplitude = 55 dB.

Pour de plus amples renseigne-
ments, veuillez vous adresser
directement au fabricant : Sescos-
sem, 101, boulevard Murat,
75016 Paris.

5763 : Pentode d'émission.
Chauffage = 6 V 0,75 A ;
W_a max. = 12 W ; F max. =
175 MHz.

Ampli HF classe C/CW :
V_a = 300 V ; V_{g2} = 250 V ;
V_{g3} = 0 V ; V_{g1} = - 60 V ;
I_a = 50 mA ; I_{g2} = 5 mA ;
I_{g1} = 3 mA ; W_{g1} = 0,35 W HF ;
W_u = 8 W HF.

Brochage : voir figure RR-
6.25.

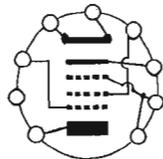


Fig. RR6-25

RR - 6.26. — M. Guy VAN-
DEWAETER, 60-Saint-Leu-
d'Esserent.

Si votre amplificateur BF à
transistors présente des sorties
prévues pour haut-parleurs de
4 à 16 Ω, la valeur 4 Ω doit

précisément être le minimum à ne
pas dépasser. En conséquence,
vous ne pouvez pas employer des
haut-parleurs de 2,5 Ω.

RR - 6.27. — M. Aek BEN-
YAHIA, Alger (Algérie).

Nous ne possédons pas le
plan ou le schéma du téléimprim-
eur C.A.E.C. type TP-845-B3.

RR - 6.28. — M. Nicolas
COLLINEAU, 49-Angers.

μA 5709 : Circuit intégré
opérationnel dont voici quelques
équivalents du point de vue
caractéristiques électriques :

709CE ; SFC2709C ; U5B
770939X ; MC1709CG ; LM
709CH ; μA 709 ; MIC709-5C ;
TOA2709 ; TAA521.

40409 : transistor silicium
NPN ; P tot = 3 W ; I_c = 0,7 A
max ; h_{fe} > 50 à I_c = 150 mA,
V_{ce} = 4 V. F max. = 100 MHz.

40410 : mêmes caractéris-
tiques que ci-dessus.

40411 : transistor silicium
NPN ; P tot = 150 W ; I_c = 30 A
max. ; h_{fe} > 35 à I_c = 4 A,
V_{ce} = 4 V. F max = 800 kHz.

RR - 6.29-F. — M. Hervé
PETITJEAN, Genève (Suisse),
nous demande :

1° Les formules à appliquer
pour le calcul des filtres passe-
haut et passe-bas en T et en π ;

2° L'adresse pour se procurer
des bobines de 6 à 12 mH.

1° Reportons-nous à la figure
RR-6.29 : passe-bas en T et
en π ; nous avons :

$$L = \frac{Z}{\pi F}$$

$$\text{et } C = \frac{1}{\pi FZ}$$

Passé-haut en T et en π ; nous
avons :

$$L = \frac{Z}{4\pi F}$$

$$\text{et } C = \frac{1}{4\pi FZ}$$

avec L en henrys, C en farads,
F (fréquence de coupure) en hertz.
et Z (impédance du circuit) en
ohms.

2° Nous n'avons pas d'adresse
à vous proposer ; vous pourriez
essayer de consulter un bobinier
de votre région. D'autre part, de
telles bobines peuvent être
confectionnées assez aisément
par l'amateur.

RR - 6.31. — M. Jean-Marie
TREINS, 64-Cambo.

1° En ce qui concerne l'oscil-
loscope décrit dans les numéros
1229 et 1234, nous vous préci-
sons que des renseignements
complémentaires, notamment
pour l'emploi d'un tube de la série
DG7, ont été publiés dans le nu-
méro 1256.

2° Les tensions sur A1, 13,
X1 et Y2 sont forcément identi-
ques puisque ces électrodes sont
alimentées à partir de la même
tension continue. La résistance de
4,7 MΩ en série dans Y2 est sans
influence, l'intensité y circulant
étant pratiquement nulle ; cette
résistance ne peut intervenir que
pour fausser votre mesure (!) si
vous employez un voltmètre dont
la résistance interne est insuffi-
sante (une telle mesure ne peut
être valable que si elle est effec-
tuée avec un voltmètre électro-
nique).

3° Pour tous renseignements
complémentaires concernant ce
montage, veuillez vous adresser
directement à l'auteur : M. Fran-
cis THOBOIS, 38, rue Jean-
Jaurès, 62160 - Bully-les-Mines.

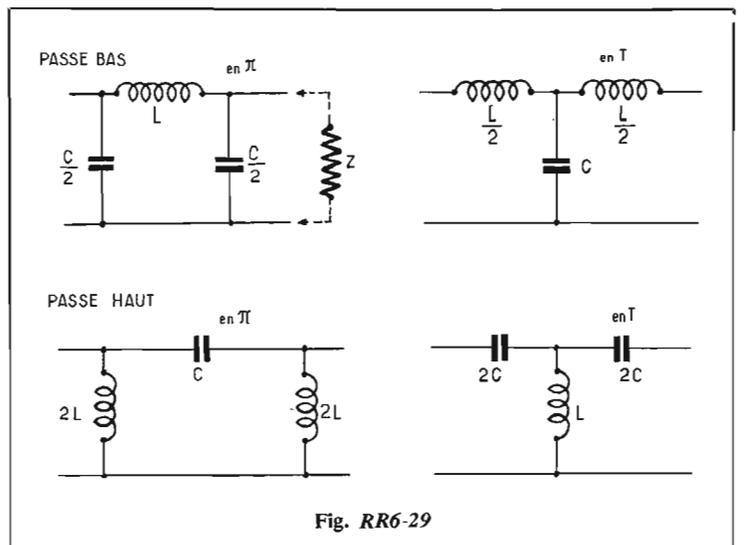


Fig. RR6-29

RÉCEPTEUR DE TRAFIC À TRANSISTORS À DOUBLE CONVERSION

CETTE réalisation intéressera tous ceux qui veulent entreprendre une œuvre de longue haleine et aboutir à des résultats excellents, tout en utilisant soit des éléments disponibles, soit des composants faciles à approvisionner et toujours d'un prix abordable ce qui permet de classer cet appareil dans la série économique.

Pour la rendre plus compréhensible, nous avons repris dans l'ordre où ils sont réalisés les différents étages. En effet, nous avons adopté la construction modulaire, plus facile à mener à bien, sans erreur ou omission, plus aisée à transformer ou à modifier lorsqu'il s'agit d'une maquette. Chaque module a donc été bâti sur une plaquette plus ou moins grande de Clad, simple face, à partir de laquelle il serait facile d'imaginer un circuit imprimé qui donnerait à l'ensemble un aspect tout à fait industriel. L'emploi de transistors à effet de champ et de « double porte », ainsi que de quelques circuits intégrés dont il existe certainement la correspondance dans d'autres marques, en font une réalisation moderne dont nous allons maintenant donner l'analyse (Fig. 1).

En fait, mis à part l'alimentation, dont nous parlerons en terminant, il faut y distinguer deux parties essentielles :

1. — Une platine HF - MF - BF à accord d'entrée variable couvrant 5 - 5,5 MHz et à MF 455 kHz, suivie d'un système de détection et d'un amplificateur BF concentré dans un circuit intégré.

2. — Un convertisseur à accord fixe et oscillateur piloté par quartz pour les bandes 3,5 - 4 MHz, 7 - 7,5 MHz, 14 - 14,5 MHz, 21 - 21,5 MHz, 28 - 28,5 MHz, 28,5 - 29 MHz, etc.,

dont l'étage HF, pour des raisons de simplicité, est à accord séparé et commutation distincte pour chaque bande. Nous commencerons par la description de la platine : 1^{er} mélange - MF - BF.

1. SECTION : MELANGEUR 5 - 5,5 MHz/ MF 455 kHz/DETECTION/BF

Cette partie du récepteur en constitue en quelque sorte le cœur. Elle se subdivise en :

1/ Le mélangeur équipé d'un MOS-FET, double porte, autoprotégé, 40673 dont l'utilisation est plus commode que les anciens types 3N341...

2/ Le VFO, comportant un oscillateur à transistor à effet de champ suivi d'un étage séparateur tampon aperiodique.

3/ Le filtre mécanique.

4/ Un amplificateur MF (455 kHz) à circuits intégrés à deux étages (Fig. 2).

5/ Un détecteur (AM-SSB) avec son BFO.

6/ Un amplificateur BF, constitué par un circuit intégré (Fig. 3), chargé par un haut-parleur approprié, auquel il convient d'ajouter les circuits auxiliaires d'AGC (Fig. 4).

Le mélangeur. — Equipé, comme nous l'avons dit plus haut, d'un transistor autoprotégé MOS-FET à double porte, il reçoit concurrentement à l'entrée, des signaux de 5 à 5,5 MHz, mis en évidence dans le circuit accordé de $L_{1,5}$, et ceux produits par le VFO (5,455 - 5,955 MHz). Le battement infradyne a pour résultat la production d'un signal MF de 455 kHz, mis en évidence dans le circuit MF₁, qui n'est pas autre chose que le primaire accordé d'un transformateur à moyenne fréquence (455 kHz) dont on a négligé le secondaire qu'on pourrait aussi bien supprimer si on adopte les solutions radicales. Le filtre mécanique (455 kHz) est un modèle 455Q6 (Collins) dont nous disposons. Il en existe d'autres modèles, mais celui-ci est commode puisque s'enfichant sur un support de lampe miniature. La tension MF qui lui est appliquée est prélevée sur un pont diviseur résistif, qui pourrait être aussi bien capacitif mais la première solution présente le mérite de ne pas détruire la résonance du circuit MF₁.

L'amplificateur MF (455 kHz).

Faisant suite au filtre mécanique, dont la bande passante étroite

confère à cette partie toutes ses qualités, nous trouvons deux étages d'amplification successifs montés avec circuits intégrés. Le premier de ceux-ci est un CA3005 utilisable aussi bien en oscillateur qu'en mélangeur équilibré et qu'en amplificateur HF ou MF. Bien qu'il eût été plus rentable au point de vue du gain de le monter en sortie push-pull, on a préféré un montage cascade. La tension d'AGC est appliquée à la broche n° 12 et l'étage est bloqué pour une tension de commande de 2,4 V. Le second étage est celui qui apporte le plus de gain avec un CA3012 qui n'accepte malheureusement pas de tension d'AVC. Il est chargé par un transformateur MF de qualité courante.

Le détecteur de produit. Les signaux MF sont disponibles à basse impédance à la sortie du secondaire du transformateur MF₃ et appliqués par capacités distinctes à l'amplificateur d'AGC et au détecteur de produit par l'intermédiaire d'un étage tampon MF à effet de champ (TIS34) ainsi que le montre la figure 3. Celui-ci peut être réalisé de différentes manières. La solution retenue à deux transistors est celle qui semble fournir les meil-

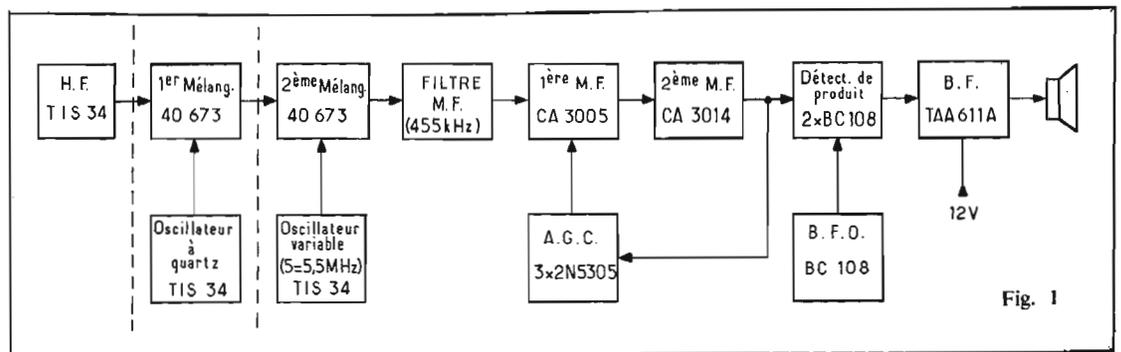


Fig. 1

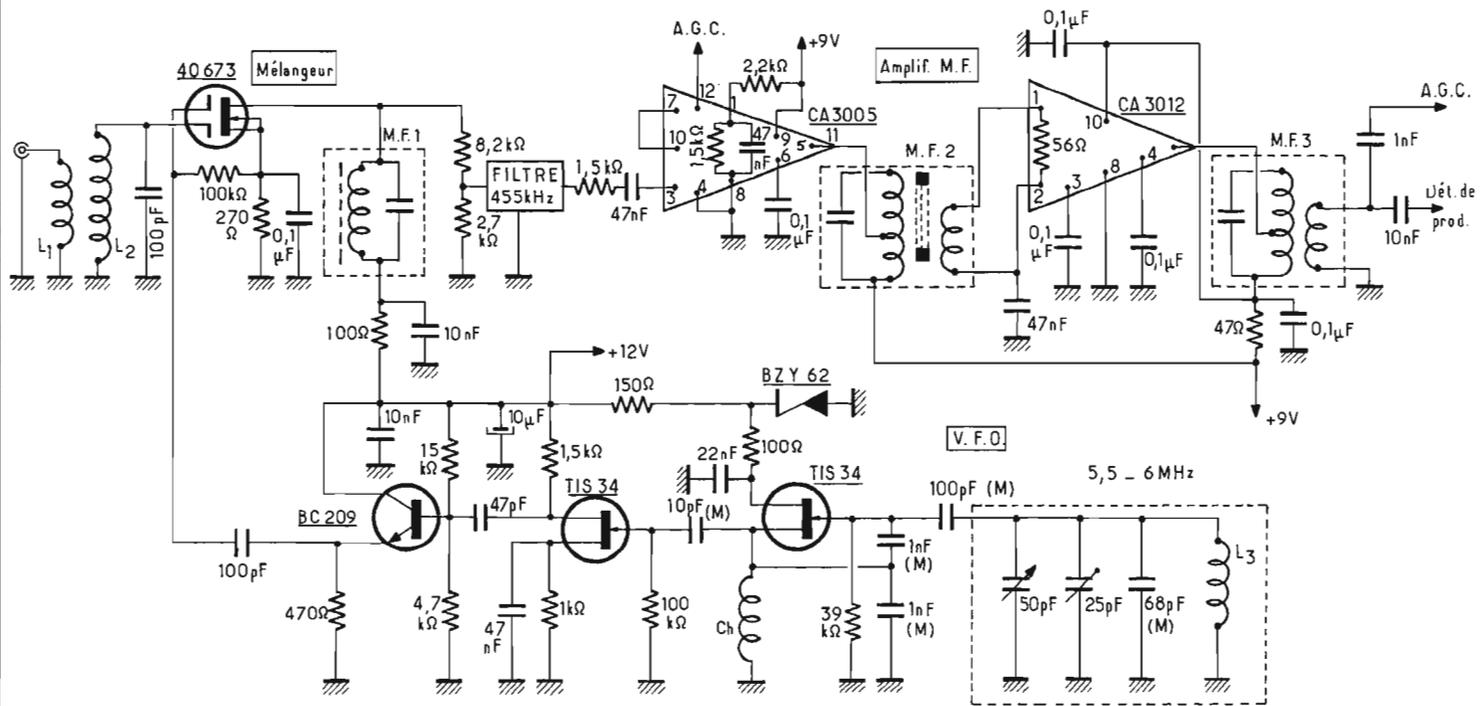


Fig. 2

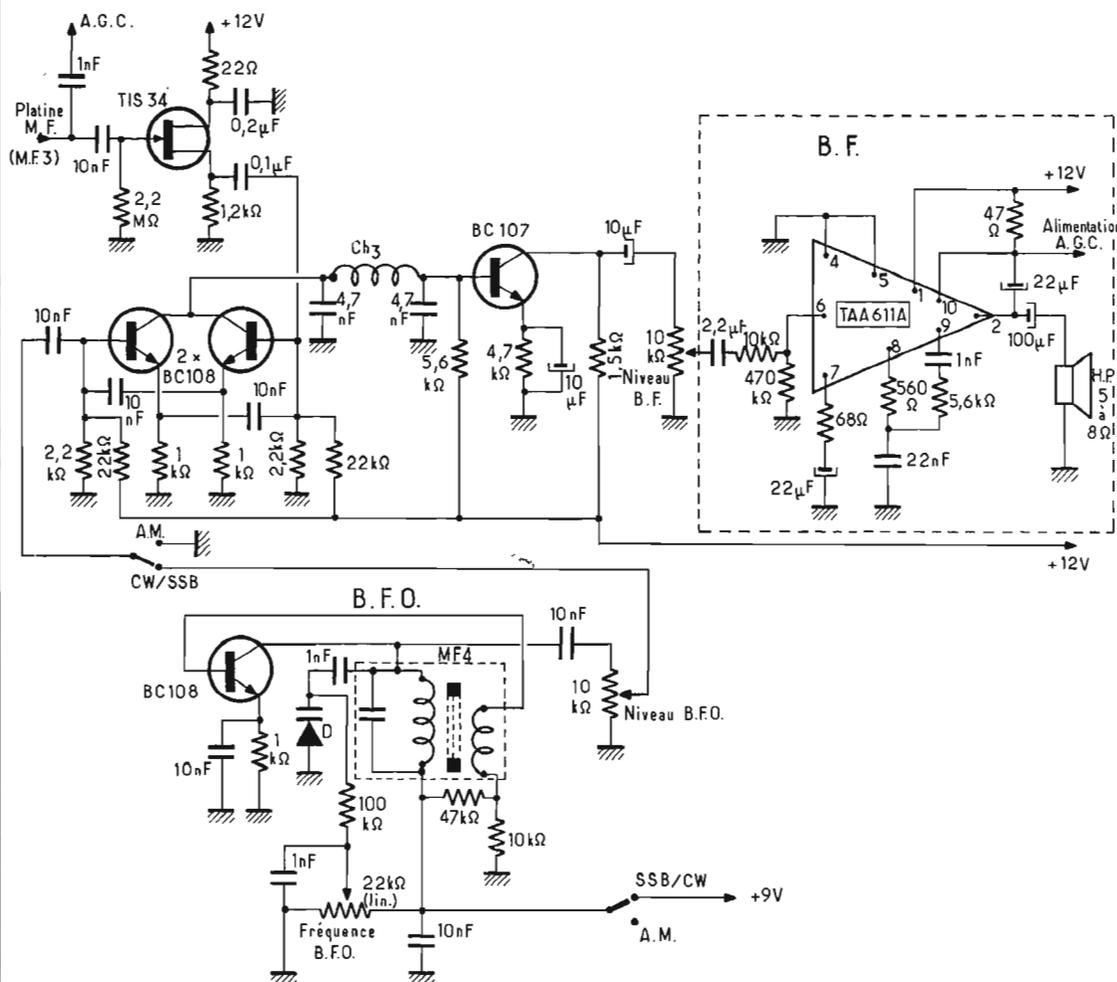


Fig. 3

leurs performances. Il s'agit d'un détecteur équilibré dont les collecteurs sont remis en parallèle et les liaisons base-émetteur sont croisées. Lorsqu'un signal est appliqué aux deux bases — pour l'une c'est le BFO, pour l'autre le signal à décoder — le montage se comporte comme un mélangeur et la somme ainsi que la différence apparaissent dans les collecteurs. Un filtre passe-bas à cet endroit rejette le mélange supradyné ce qui laisse subsister le seul battement inférieur qui est un signal BF aussi bien en CW qu'en SSB. La réception des signaux téléphoniques modulés en amplitude aurait dû donner lieu à une détection séparée à partir d'une diode conventionnelle et au prix de quelques commutations supplémentaires. Les émissions en AM sont si rares que nous n'avons pas jugé opportun de faire cet effort. La commutation coupe l'alimentation du BFO et met la base du deuxième transistor à la masse au point de vue HF. Cela fonctionne, sans plus, et surtout sur les stations puissantes, mais une commutation sur une diode donnerait une qualité de réception bien supérieure en AM.

Le BFO est constitué par un oscillateur comprenant, autour d'un transistor, un transformateur MF (455 kHz) dont l'enroulement secondaire, non accordé, sert d'élément de réaction; son sens de branchement n'est donc pas indifférent. La fréquence est réglable au moyen d'une diode Varicap BA102 dont la polarisation

est ajustée par potentiomètre, ce qui permet d'ajuster très précisément la fréquence. L'amplitude du signal du BFO est réglable également grâce à un potentiomètre en parallèle sur le circuit collecteur. Ainsi on peut en doser l'injection en proportion du signal à décoder. On notera que le détecteur de produit ne demande pas un signal injecté très important.

L'amplificateur BF. Il comporte un étage préamplificateur à liaison directe avec le détecteur, à gain réduit il est vrai, mais précieux pour attaquer le circuit intégré final qui est un TA611A. La puissance disponible est de 1 W sur 5 Ω sous 12 V et supérieure à 1/2 W sous 9 V, ce qui est extrêmement intéressant car l'encombrement en est parfaitement négligeable. Il reste bien entendu que l'on pourrait soit faire suivre cet étage, alors utilisé comme driver, d'une paire de transistors de puissance, soit construire de toutes pièces un amplificateur basse fréquence conventionnel à transistors qui prélèverait sa tension d'attaque à partir du potentiomètre de 10 kΩ d'origine.

Le VFO. C'est une partie essentielle, capitale dans un récepteur comme dans un émetteur et sa stabilité doit être aussi parfaite que possible, c'est pourquoi, au prix d'une légère complication, le montage retenu après avoir fait l'objet de nombreuses retouches, a donné toute satisfaction. L'oscillateur est équipé d'un transistor à effet de champ que nous aimons bien — c'est le TIS34, un ancêtre de Texas Instruments — et qui convient particulièrement à la réalisation d'un oscillateur. Il est ici monté en Colpitts ou Seiler à partir d'éléments électriquement et mécaniquement rigides. L'alimentation est stabilisée et tous les condensateurs associés au circuit oscillant sont du type à diélectrique mica (M), ce qui est très important. La bobine L est constituée par 27 spires de fil émaillé de 6/10 mm jointives sur un mandrin de 10 mm de diamètre (Lipa sans noyau).

Deux étages successifs, à liaison directe, constitués successivement par un autre TIS34 et un BC209 en montage aperiodique, constituent un élément séparateur très efficace à la sortie duquel la tension HF à fréquence variable de 5,5 à 6 MHz est appliquée au mélangeur (40673) qui met en évidence le produit du battement supradyné correspondant à la MF choisie, soit 455 kHz. Le seul circuit oscillant à accord continu est celui du VFO grâce à un CV de 50 pF, assorti d'un bon cadran démultiplicateur que l'on pourra facilement étalonner lorsque l'ensemble du montage sera terminé et déclaré au point. Pour une parfaite stabilité de la fré-

quence produite, une seule préoccupation s'impose : la parfaite rigidité mécanique de la platine, des deux condensateurs variables et de la bobine. La platine sera un morceau de verre epoxy cuivré du modèle le plus épais, c'est très important. De même la façade du récepteur qui supportera, entre autres, le CV sera d'une épaisseur telle qu'aucune déformation ne soit à redouter. Enfin la bobine sera réalisée en fil très tendu, soigneusement étiré et une fois ajustée, bien noyée dans l'araldite. Bien réalisé ce VFO peut être cité en exemple pour sa stabilité à toute épreuve même sur des fréquences beaucoup plus élevées. L'alimentation de l'oscillateur est stabilisée à 8,2 V par une diode Zener appropriée. C'est la tension qui nous a donné la meilleure stabilité pour une tension HF de sortie convenable.

2. SECTION : CONVERTISSEUR 3,5 MHz-28 MHz 5-5,5 MHz

Son rôle est de transformer par battement hétérodyne avec le signal d'un oscillateur à quartz judicieusement établi, les signaux incidents entre 3,5 et 30 MHz en signaux de fréquence comprise entre 5 et 5,5 MHz, lesquels seront injectés dans le mélangeur décrit section 1. La figure 5 en reproduit le schéma global dans lequel nous reconnaissons, délimité par un cadre pointillé, un préamplificateur à transistor à effet de champ (TIS34), suivi d'un mélangeur à double porte autoprotégé (40673) qui reçoit, d'une chaîne oscillatrice pilotée par quartz, à raison d'un par bande, le signal local.

L'antenne est reliée à la source de l'étage HF, monté du gate à la masse, ce qui dispense de tout neutrodynage, mais une trappe série a été intercalée de manière à éliminer les signaux situés dans la gamme 5 - 5,5 MHz et qui, sans cette précaution, seraient

reçus en explorant toutes les bandes.

Cette trappe est formée par une capacité de 100 pF en parallèle sur une bobine, L_4 , sur un mandrin Lipa de 8 mm et comportant 42 spires, jointives, de fil émaillé de 25/100 mm. L'accord se fait par le noyau magnétique et peut être aisément dégrossi au grid-dip. Si l'entrée de l'étage est aperiodique, le drain comporte un circuit résonnant par bande, sélectionné par un contacteur rotatif à six positions et accordé en milieu de bande par un condensateur variable de 100 pF. Chaque bobine primaire est associée à une boucle de couplage qui, au moyen d'une ligne, s'en va rejoindre un circuit absolument identique inséré dans l'entrée de l'étage mélangeur, lequel est également accordé en milieu de gamme par un petit condensateur variable de 100 pF. Pour des raisons de simplicité de montage et d'alignement, ces deux condensateurs s'accordent séparément encore qu'une commande unique pourrait aisément s'envisager. Les deux circuits sont séparés par une cloison métallique de façon à éviter tout couplage autre que celui qui a été prévu. Les bobines n'ont pas toutes été figurées ce qui aurait compliqué inutilement le schéma. L_9 et L_{14} prévues pour la bande 28 MHz sont communes aux deux segments. Il nous a semblé plus simple pour décrire les circuits utilisés d'établir un premier tableau mentionnant pour chaque bande les caractéristiques des bobines L_5 à L_{14} (tableau I) ainsi que la valeur de la capacité fixe en parallèle et l'importance de la boucle de couplage. Le circuit MF de sortie est réalisé sur un mandrin Lipa de 8 mm de diamètre avec son noyau magnétique et comporte 42 tours jointifs de fil émaillé de 25/100 mm; de même que L_4 , puisque la fréquence de résonance est la même, une capacité fixe de 100 pF viendra compléter le circuit qui sera finale-

ment accordé par le noyau magnétique une fois pour toutes. La boucle de couplage L_{16} est constituée par 6 tours jointifs de fil de téléphone, à la base de L_{15} .

L'impédance d'entrée des transistors à effet de champ est très élevée c'est pourquoi on a réalisé des bobines HF sur mandrins de grand diamètre, permettant d'atteindre (à l'inverse des montages en pot ferrite) des coefficients de surtension élevés.

L'oscillateur est piloté par quartz et alimenté sous 9 V stabilisés. Sa stabilité est remarquable : 5 cristaux de type miniature sont mis en circuit par un commutateur identique à celui que nous avons suggéré plus haut. L'un d'entre eux (9 MHz) permet de recevoir la bande 3,5 MHz par battement supradyné et la bande 14 MHz par battement infradyne. Les bobines L_{17} et L_{22} sont également communes. La tension HF provenant de l'oscillateur est appliquée à un premier étage séparateur aperiodique (BC108), couplé directement à un autre étage (BC108), adaptateur d'impédance, monté en émetteur follower. La tension HF appliquée à l'étage mélangeur est en moyenne de 1,5 à 2 V sur toutes les gammes, ce qui est une valeur convenable.

On notera au moment de l'étalement que deux bandes sont reçues en battement supérieur (3,5 et 7 MHz) et qu'à partir de 14 MHz, c'est le battement inférieur qui est utilisé, les quartz étant plus faciles à trouver. En partant de quartz de 26,5, 33,5 et 34 MHz, cette anomalie serait surmontée. Le tableau II mentionne tous les renseignements permettant la réalisation des bobinages ainsi que la fréquence des quartz utilisés.

AGC et S-mètre. Un récepteur de trafic digne de ce nom ne saurait se passer ni de l'un, ni de l'autre. A la sortie de l'amplificateur MF les signaux sont dirigés concurremment vers le système de détection et vers le dispositif

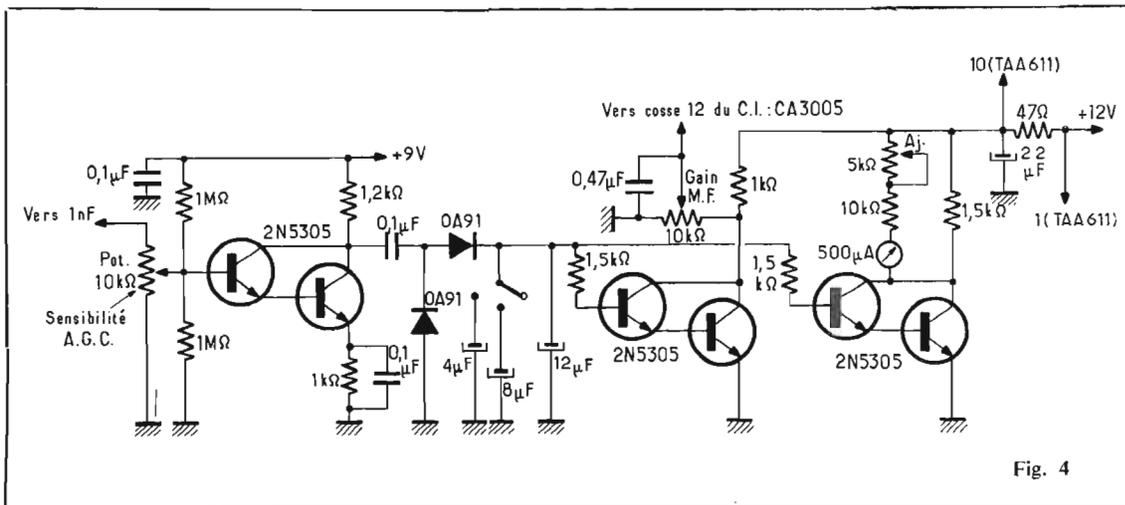


Fig. 4

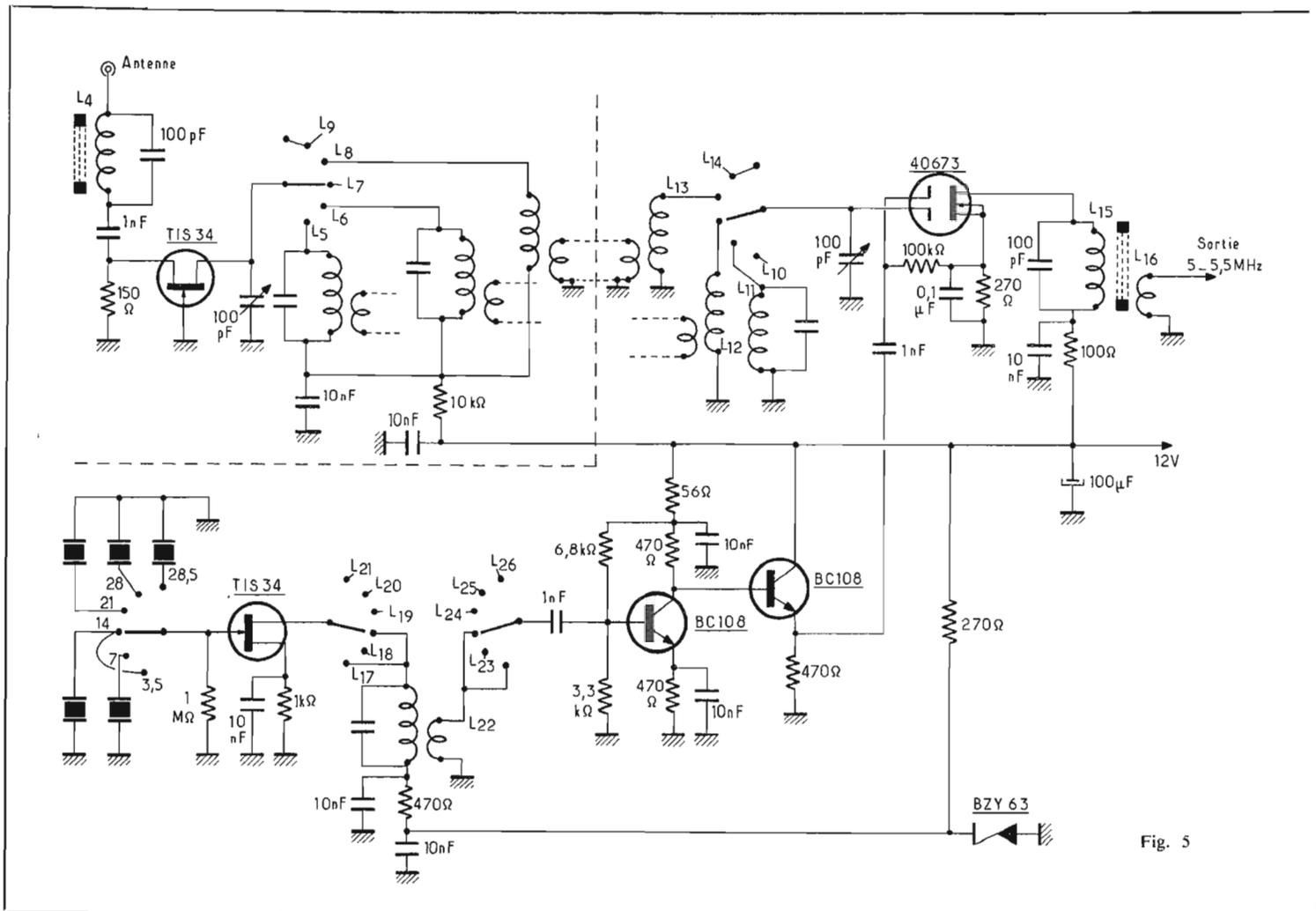


Fig. 5

de commande automatique de gain. L'étage séparateur MF (TIS34) a précisément pour but d'isoler l'un de l'autre.

Le premier étage est un amplificateur de tension constitué, comme les suivants, par un transistor double en montage Darlington, 2N5305. La tension MF qui lui est appliquée est contrôlée par un potentiomètre d'entrée et la tension amplifiée est redressée par deux diodes OA91, montées en système doubleur de tension. La tension redressée est emmagasinée dans un condensateur de capacité variable par le moyen d'un contacteur à trois positions et appliquée à deux amplificateurs à courant continu ($2 \times 2N5305$) dont l'un délivre la tension de commande d'AGC qui sera appliquée à la cosse 12 du premier amplificateur MF (CA3005) à partir d'un potentiomètre qui sert de contrôle manuel de gain et l'autre joue le rôle de commande de S-mètre, ou plus précisément d'indicateur d'accord pouvant fournir une lecture comparative de l'intensité de réception. Un microampèremètre de 0 à 500 μA est tout simplement monté, avec une résistance-série et un potentiomètre de tarage, aux bornes

de la résistance de charge de l'élément commandé par la tension de CAG. Il lit, en fait, la variation de tension nécessaire au maintien d'un signal MF constant ! Il sera donc, comme la plupart des appareils de ce genre, affecté par la commande de sensibilité.

On notera pour revenir au système d'AGC que son alimentation est prélevée non sur la ligne d'alimentation générale mais sur un point découplé du circuit intégré final (point 10 du TA611A). Ce détail est important. En effet, à cet endroit la tension au repos, en l'absence de signal est proche de 12 V du fait que le courant de repos est très faible. Sous l'effet d'un signal puissant, le courant monte brusquement et la chute de tension dans la résistance de 47 Ω est importante. Comme cette tension est appliquée aux deux 2N5305, leur gain diminue, ce qui entraîne une diminution du gain MF. La commande d'amplification est donc soumise en même temps au niveau HF/MF et au niveau BF, ce qui la rend très efficace.

Mise au point. La partie mixer VFO - MF - BF, décrite en premier, n'est pas autre chose qu'un

récepteur à bande étroite couvrant de 5 à 5,5 MHz. En conséquence, nous commencerons par la mise au point du convertisseur 3,5 - 28 MHz en le faisant suivre d'un récepteur de trafic sur 5 MHz. Notons que, pour ceux qui veulent limiter leur peine, ce pourrait être une solution définitive. De bons vieux récepteurs comme les BC342 et autres qui ne couvrent pas au-delà de 20 MHz, sont de parfaits auxiliaires dans ce cas précis. En conséquence, après vérification du câblage, on réunira la sortie de L_{16} à l'entrée du récepteur 5 MHz par un morceau de coaxial de longueur quelconque et on appliquera la tension d'alimentation, c'est-à-dire 12 V, à partir de laquelle prendra naissance la tension stabilisée de 9 V qui aboutit à l'oscillateur. Il ne faut pas compter recevoir quoi que ce soit sur aucune bande à moins d'une chance vraiment improbable qu'il faudrait mettre sur le compte du plus grand des hasards. Mais le résultat ne saurait tarder, du moins si le montage ne comporte aucune erreur et si la réalisation est strictement conforme. Un signal extérieur sur 5 MHz permettrait de régler L_5 au maximum

au centre de la bande, mais ce n'est pas absolument indispensable. C'est vers l'oscillateur local à quartz que nous porterons en premier nos regards, en mettant en place un quartz pour chaque bande avec une remarque pour les bandes 3,5 et 14 MHz qui ont le même oscillateur piloté sur 9 MHz. Dans l'ordre nous trouverons pour 7 MHz un quartz de 12,5 MHz; pour 21 MHz, un quartz de 16 MHz; pour 28 MHz, un quartz de 23 MHz; pour 28,5 MHz, un quartz de 23,5 MHz, etc. C'est donc le battement supradyné qui est utilisé au-dessus de 14 MHz, alors que sur 7 et 3,5 MHz, la fréquence du cristal est supérieure à la fréquence de réception. Grâce à la capacité gate-drain, les quartz oscillent très facilement dans ce montage lorsque successivement les bobines de L_{17} à L_{21} sont accordées sur 9, 12,5, 16, 23, 23,5 MHz, etc., ce qui peut être mis en évidence par un onde-mètre à absorption. On s'assurera que chaque quartz redémarre bien lorsque le contacteur le met en circuit : c'est souvent une affaire de positionnement du noyau magnétique dans la bobine. Lorsque tel sera le cas et que l'on aura

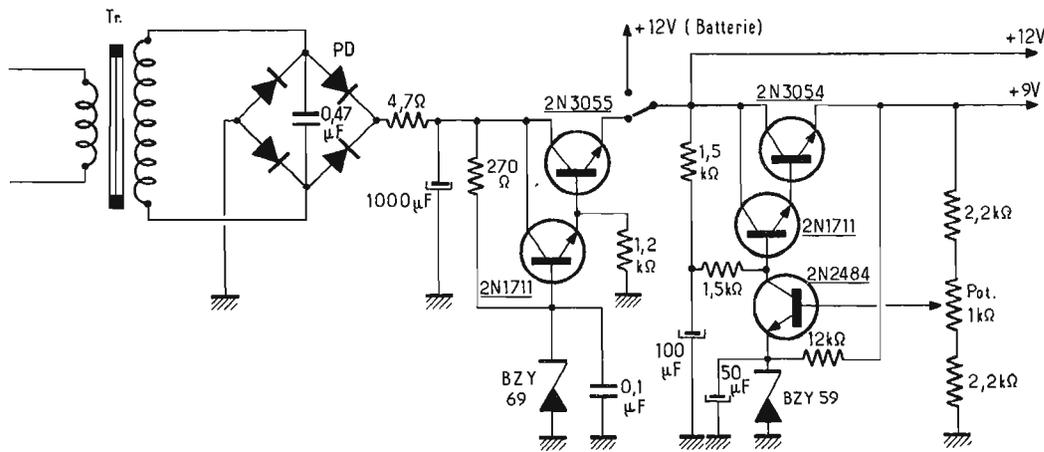


Fig. 6

vérifié à l'ondemètre que les fréquences émises sont bien celles que l'on souhaite, on s'assurera que la tension d'injection sur la première gate du mélangeur est correcte; en utilisant un voltmètre électronique muni d'une sonde, on relèvera 1,5 à 2 V HF en ce point selon les bandes. En connectant une antenne quelconque à l'entrée il y a beaucoup de chances pour que, si faibles soient-ils, on puisse recevoir, en particulier sur 3,5 ou 7 MHz, quelques signaux. Ce sera le moment d'agir sur les condensateurs

variables accordant le circuit de « source » de l'étage HF d'entrée et le circuit de « gate 2 » du mélangeur. On procédera de même sur chaque bande, en s'assurant que l'accord se fait sur le battement correct autrement dit sur la fréquence cherchée et non sur son image. Approcher de l'antenne un générateur sur 5,250 MHz environ (milieu de la bande MF explorée par le récepteur principal) et retoucher le noyau de L_{16} pour un maximum de réception. A l'inverse et pour se prémunir des réceptions para-

sites sur cette fréquence, on réglera le noyau de L_4 (trappe du circuit d'entrée) de manière à atténuer ce signal au maximum. Ce réglage sera fait une fois pour toutes. Et c'est là-dessus que nous considérerons comme achevée la mise au point de la tête HF, dont, répétons-le on pourrait parfaitement se contenter comme récepteur de trafic.

Pour le réglage de la seconde platine, nous laisserons la première de côté, nous fixant comme objectif un fonctionnement correct de cette deuxième partie

entre 5 et 5,5 MHz, fréquence sur laquelle est accordée la bobine L_2 , qui en constitue le circuit d'entrée. Mais, sans faire appel à un matériel de mesures exceptionnel, nous commencerons par vérifier le fonctionnement du circuit intégré final TA611. Peut-être pourra-t-on connecter à l'entrée aux bornes du potentiomètre de gain BF, la sortie d'un magnétophone à cassettes ou de la détection d'un récepteur. Nous nous contenterons de cet essai quantitatif qui n'est qu'une simple vérification de fonctionnement.

TABLEAU I (bobines HF)

Bobine	Bande	Tours	Diamètre	Fil	Mode	Longueur	Boucle de couplage	Capacité	Remarque
$L_5 = L_{10}$	3,5 MHz	23	mandrin 18 mm	4/10 mm	jointifs	9,5 mm	2 tours	200 pF	La boucle de couplage est réalisée en fil de téléphone à la base (côté froid) de chaque enroulement primaire.
$L_6 = L_{11}$	7 MHz	16	d°	5/10 mm	dble espacement	16 mm	1 1/2 tours	75 pF	
$L_7 = L_{12}$	14 MHz	12	d°	8/10 mm	dble espacement	19 mm	1 tour	néant	
$L_8 = L_{13}$	21 MHz	10	mandrin 12 mm	5/10 mm	dble espacement	10 mm	1 tour	néant	
$L_9 = L_{14}$	28 MHz	8	d°	5/10 mm	dble espacement	8 mm	1 tour	néant	
»	28,5 MHz								

TABLEAU II (bobines de l'oscillateur)

Bobine	Bande	Tours	Diamètre	Fil	Mode	Longueur	Boucle	Capacité	Cristal
L_{17}	3,5 et 14 MHz	18	Lipa 8 mm (noyau)	5/10 mm	jointifs	9 mm	$L_{22} = 3 t$	150 pF	9 MHz.
L_{18}	7 MHz	15	d°	5/10 mm	d°	8 mm	$L_{23} = 2 t$	75 pF	12,5 MHz
L_{19}	21 MHz	14	d°	6/10 mm	d°	9 mm	L_{24}	50 pF	16 MHz
L_{20}	28 MHz	12	d°	8/10 mm	d°	10 mm	L_{25}	33 pF	23 MHz
L_{21}	28,5 MHz	12	d°	8/10 mm	d°	10 mm	L_{26}	30 pF	23,5 MHz

TABLEAU III (autres bobines)

Ch_1 = Bobine d'arrêt en provenance des surplus comportant 4 galettes en nid d'abeille (remplacer éventuellement par bobine R100 National).
 $L_2 = L_4 = L_{15} = 42$ tours, fil 20/100 mm émaillé, sur mandrin Lipa diamètre 8 mm avec noyau ferro magnétique.
 $L_1 = L_{16} = 6$ tours fil téléphone gainé plastique, sur et à la base de L_2 et de L_{15} .

En l'absence d'oscilloscope, les transformateurs MF₂ et MF₃ seront accordés au moyen du signal modulé d'un générateur accordé sur 455 kHz après avoir pris la précaution de mettre à son minimum de gain (curseur à la masse), le potentiomètre de la commande d'AGC. Après quoi, on appliquera le signal à 455 kHz à l'entrée du filtre MF, ce qui obligera certainement à retoucher l'alignement de MF₂ et MF₃ pour le meilleur niveau de sortie. MF₁ sera finalement accordé également sur la fréquence.

L'amplificateur d'AGC, de son côté sera réglé par le potentiomètre de commande de sensibilité à un niveau tel que malgré les variations de niveau du signal MF injecté, le niveau BF reste sensiblement constant. On agira également sur le potentiomètre de tarage du S-mètre de manière à limiter sa déviation au minimum en bout d'échelle.

S'agissant du BFO, on le mettra en route quelques minutes avant de procéder à son réglage et on jouera sur le noyau de MF₄ — le potentiomètre de commande de fréquence étant sensiblement à mi-course — de manière à obtenir le battement nul et, en battement audible, une puissance sonore suffisante sera obtenue en ajustant l'amplitude du signal par la manœuvre du potentiomètre de sortie de 10 kΩ.

Reste le premier étage de cet

ensemble puisque parti de la sortie, nous avons remonté vers l'entrée. On supprimera provisoirement l'alimentation du VFO en déconnectant momentanément la résistance série de la diode Zener (BZY62) et on injectera à l'entrée de L₁ le signal MF 455 kHz qui permettra une dernière fois de vérifier l'alignement et en particulier MF₁ sera réglé au niveau de sortie maximal. Réalimenter le VFO qui ne nécessitant aucun réglage, doit démarrer du premier coup. Le CV (50 pF) étant complètement engagé, on doit, avec l'ajustable, amener la fréquence de l'oscillateur sur 5,5 MHz, ce qui sera facile à contrôler sur le récepteur auxiliaire ou à défaut à l'ondemètre bien que la précision soit beaucoup moins grande. Le CV étant ouvert, la fréquence de l'oscillateur doit être de 6 MHz et même un peu plus. On trouvera, au voltmètre électronique, précédé d'une sonde HF, sur la gate n° 1, comme précédemment, une tension de 2 V, ce qui constitue une bonne valeur pour le meilleur gain de conversion. Il ne restera plus qu'à accorder L₂ sur le centre de la bande pour vérifier que le fonctionnement du récepteur est correct et que de nombreuses stations sont reçues dans d'excellentes conditions avec un simple fil comme antenne et particulièrement les stations télégraphiques puisque nous savons que notre détecteur de produit

digère plus ou moins bien la téléphonie mais se satisfait parfaitement, le BFO aidant, de la CW et de la SSB. Il n'y aura plus qu'à réunir le bloc convertisseur 3,5-28 MHz à l'entrée du bloc mélangeur à fréquence variable pour apprécier les qualités de ce récepteur toutes bandes que nous avons réalisé en de nombreuses étapes et qui peut, dans la forme décrite, être considéré comme excellent et à la portée d'un amateur expérimenté et soigneux.

L'alimentation. Pour terminer, nous donnerons une formule d'alimentation stabilisée à partir du secteur aussi bien que d'une batterie de 12 V qui est la tension nominale. Une simple commutation permettra de passer de l'une à l'autre (Fig. 6).

La tension secteur est appliquée au primaire d'un transformateur dont le secondaire, fournissant 12-15 V alternatifs, est connecté à un pont de diodes (PD) Soral, type SIR2P (1,5 A). La tension redressée (16 à 20 V) apparaît aux bornes de l'unique condensateur de filtrage de 1 000 μF derrière lequel se trouve une paire de transistors, en montage Darlington dont la tension de commande est stabilisée par une diode Zener (12 V) BZY69. La tension disponible est ajustée une fois pour toutes à 12 V et régulée de manière suffisante grâce au gain global qui est de

l'ordre de 8 000. Cette tension alimente tous les étages qui sont prévus pour fonctionner sous 12 V. Pour les parties alimentées sous 9 V, une stabilisation rigoureuse est obtenue à partir du 12 V régulé par un système à grand gain identique mais précédé d'un amplificateur supplémentaire 2N2484. La dissipation étant moindre, c'est un 2N3054 qui constitue l'étage de sortie du Darlington. Les deux transistors de puissance étant utilisés à faible régime, nous pourrions envisager leur remplacement par des types moins performants au point de vue courant, mais c'était pour nous une question de disponibilité. Ils seront munis d'un disperseur thermique ; les autres modèles pourront, par contre, s'en passer.

Conclusion. Voilà terminée cette longue description : nous la croyons assez explicite pour permettre de la reproduire dans les meilleures conditions. La seule dépense réelle à prévoir est l'achat des quartz, des semi-conducteurs et du filtre MF. Tous les autres composants sont des pièces provenant de démontage, de récupération ou des magasins de surplus spécialisés, ce qui n'exclut pas la qualité pour autant, pour qui sait choisir.

Robert PIAT
F.3.XY.

ELAC HI-FI

NOUVEAU

PC 660

UNE PLATINE HI-FI AUX QUALITES TECHNIQUES ET ACOUSTIQUES EPROUVEES

- Contrôle du Tracking - Commande par poussoir
- Moteur asynchrone quadripolaire - Plateau lourd.

PC 770 H

DE CLASSE PROFESSIONNELLE pour AMATEUR EXIGEANT, SOUCIEUX de QUALITE et de TRES HAUTE MUSICALITE

- Stroboscope permanent lumineux - Dispositif anti-skating - Moteur synchrone à hystérésis.



PC 660

PC 770 H

à envoyer à **TEKIMEX**
13, Bd Voltaire - 75011 - PARIS - 355.63.00
pour recevoir le catalogue général ELAC 73/74

Nom

Adresse

..... Ville

73-10



NE RESTEZ PAS DANS LE DESERT DE "L'ANTI-SON"

Grande ou petite surface... pas de « sono » (ou mal installée, mal entendue)... pas d'ambiance... moins de clients. Aujourd'hui dans chaque magasin, une bonne sonorisation est indispensable pour attirer, retenir, et vendre. Pour cela, faites confiance à BOUYER.

BOUYER C'EST UNE CERTAINE CONCEPTION DE LA SONORISATION, moderne, efficace, étudiée.

BOUYER c'est un matériel électro-acoustique d'une haute technicité, équilibré, fidèle, sensible, assurant une retransmission continue, claire et puissante, partout, sans problème. BOUYER c'est la certitude d'une sonorisation de qualité adaptée à chaque cas : grande ou petite surface, intérieur ou extérieur, magasin, bureau, immeuble, hall, restaurant, gare, aire de spectacle ou de sport, etc. BOUYER c'est 40 ans de spécialisation à votre service

BOUYER

ÉLECTRO-ACOUSTIQUE

avenue de paris 82002 montauban tél. : (63) 63-18-80