

4^F

SUISSE : 4,50 FS
ITALIE : 750 Lires
ALGERIE : 4 Dinars
TUNISIE : 400 Mil.
BELGIQUE : 40 FB

LE HAUT-PARLEUR

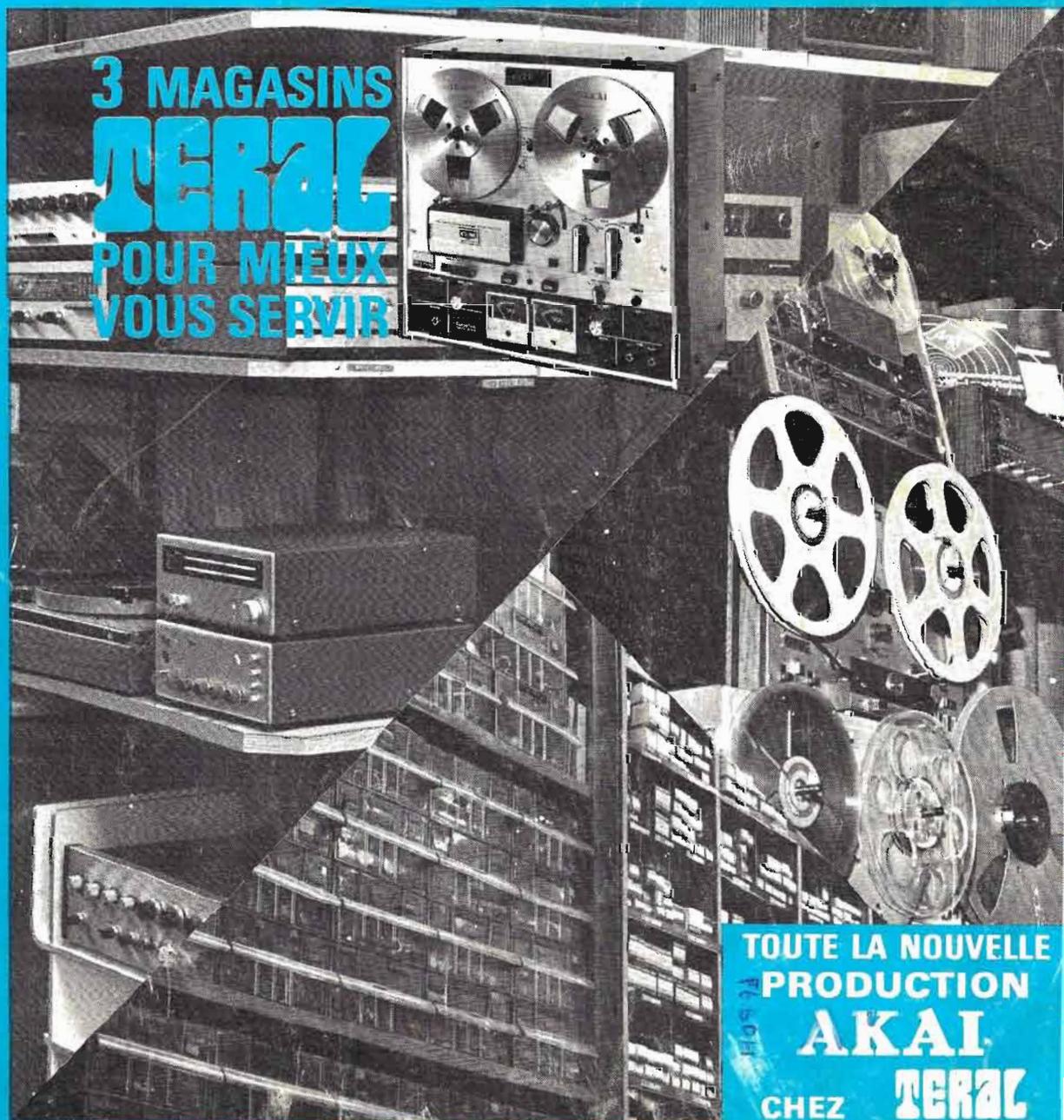
Journal de vulgarisation

RADIO TÉLÉVISION

Dans ce numéro

- Un interphone en kit.
- Le « compte est bon » au néon.
- Etude du tuner FM Révox A76.
- Banc d'essai : l'autoradio Pioneer TFP A86E.
- Alimentation stabilisée à circuit intégré.
- Antivol pour automobile.
- Etude d'un module différentiel.
- Décodeur 3 voies.
- Table des matières 1971-1972.
- Réalisation d'un filtre d'aiguille.
- Le SCR510-BC620 : mise en service - dépannage.

Voir sommaire détaillé page 34



3 MAGASINS
TERAC
POUR MIEUX
VOUS SERVIR

TOUTE LA NOUVELLE
PRODUCTION
AKAI
CHEZ **TERAC**

166 PAGES

TERAC

24, 26 et 53
rue Traversière
PARIS-12^e

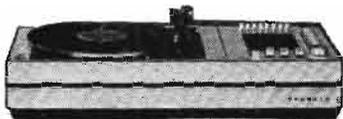
A L'HEURE DU L.A.S.E.R. VOIR PAGE 117

Ne cherchez plus !...

141, rue La Fayette
c'est l'adresse des nouvelles installations
de la boutique hi-fi Nord Radio
2 auditoriums - 34 992 possibilités d'écoute
un festival du son permanent
un département disques hi-fi à des prix "discount"
des promotions invraisemblables
et remise supplémentaire de 3% avec la carte-club

GRUNDIG

Nouveau modèle
« STUDIO HI-FI 2000-4D »



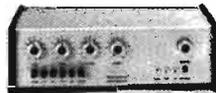
2 x 35 watts. AM/FM. Stéréo. Avec platine DUAL
cellule Shure. Possibilité de 2 groupes de haut-
parleurs.

STUDIO HI-FI 2000-4D
2 enceintes CT 240

PRIX PROMOTION 3 590,00

SCOTT

230 S



2 x 15 watts efficaces.
Avec platine GARRARD
SP 25, cellule Shure,
2 enceintes CT 170.

Prix :
1 675,00

636 S

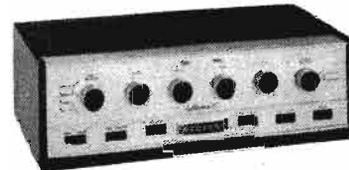


2 x 25 watts efficaces.
PO-FM. Platine LENCO
B 55, avec cellule mag-
nétique, 2 enceintes
RT 240.

Prix :
3 170,00

Promotion VOXSON

H 202



2 x 35 W efficaces. Filtrés. Monitoring. Avec
platine GARRARD SP 25, cellule Shure et 2 en-
ceintes RT 240.

LA CHAÎNE COMPLETE,
PRIX PROMOTION 1 790,00

En option :

R 203. Tuner AM/FM stéréo, nous consulter.
GN 208. Lecteur cartouche stéréo 8 pistes 689,00

HR 213



2 x 20 watts efficaces. FM stéréo. Filtrés. Moni-
toring. Prise casque. 2 groupes de HP. Avec platine
GARRARD, cellule Shure et 2 enceintes PX 20.

LA CHAÎNE COMPLETE,
PRIX PROMOTION 2 280,00



FISHER TX 50

2 x 20 W efficaces. BP de 20
à 20 000 Hz + 2 enceintes RT 240
+ platine à cellule magnétique.
La chaîne complète 2 350,00



FISHER TX 2000

2 x 50 W efficaces. BP de 20 à
40 000 Hz + 1 platine BARTHE
« ROTOFUID » SP complète à
cellule Shure + 2 enceintes CMT
310. La chaîne complète .. 5 250,00



FISHER 201 FUTURA

2 x 22 W efficaces. BP de 25 à
20 000 Hz. FM stéréo automatique.
AM + platine à cellule magnéti-
que + 2 enceintes RT 240. La
chaîne complète 2 980,00



FISHER 202 FUTURA

Mêmes caractéristiques que le 201
FUTURA mais puissance 2 x 28 W
efficaces + platine à cellule mag-
nétique + 2 enceintes CT 240. La
chaîne complète 3 250,00



FISHER TX 250

2 x 35 W efficaces. BP de 20
à 25 000 Hz + 1 platine BARTHE
« ROTOFUID » SP + 2 enceintes
CTP 250. La chaîne complète 4 600,00



KONTACT ST 400

AM/FM Stéréo - Stations pré-réglées.
2 x 50 W + 1 platine à cellule
magnétique « DUAL GARRARD ou
LENCO + 2 enceintes CTP 250.
Nouveau modèle. La chaîne com-
plète 3 350,00



KONTACT V 304

2 x 50 W + 1 platine à cellule
magnétique « DUAL, GARRARD ou
LENCO + 2 enceintes CTP 250. Nou-
veau modèle. La chaîne complète
Prix 2 500,00



SONY 6036

AM/FM Stéréo 2 x 18 watts +
1 platine à cellule magnétique « DUAL,
GARRARD ou LENCO + 2 enceintes
RT 240. La chaîne complète 2 800,00



SCIENTELEC EM 15

2 x 15 W + 1 platine à cellule mag-
nétique « DUAL, GARRARD ou LENCO
+ 2 enceintes RT 210. La chaîne
complète 1 790,00



SCIENTELEC EM 20

2 x 20 W + 1 platine à cellule mag-
nétique « DUAL, GARRARD ou LENCO
+ 2 enceintes RT 210. La chaîne
complète 1 890,00



SCIENTELEC EM 30

2 x 30 W + 1 platine à cellule mag-
nétique « DUAL, GARRARD ou LENCO
+ 2 enceintes RT 240. La chaîne
complète 2 250,00



SCIENTELEC MACH 30

2 x 30 W + 1 platine BARTHE « ROTO-
FLUID » SP à cellule Shure + 2
enceintes CT 240.
La chaîne complète 2 990,00



SCIENTELEC MACH 50

2 x 50 W + 1 platine BARTHE « ROTO-
FLUID » SP à cellule Shure + 2
enceintes CTP 250.
La chaîne complète 3 550,00



BRAUN
REGIE 510

AM/FM stéréo. 2 x 70 W + 1 platine
PS 430 + 2 enceintes CMT 310.
La chaîne complète 7 500,00



BRAUN
CSY 300

2 x 30 W + 1 platine PS 430 + 2 en-
ceintes CTP 250.
La chaîne complète 3 890,00



SCHAUB-LORENZ
6000

AM/FM. 2 x 40 W. Présélection élec-
tronique + 1 platine BARTHE « ROTO-
FLUID » SP à cellule Shure + 2 en-
ceintes CTP 250 3 890,00

OUVERT
TOUT LE
MOIS D'AOUT

Boutique Hi Fi

NORD RADIO

141, RUE LA FAYETTE, PARIS-10^e - TÉLÉPHONE : 878-05-31 - AUTOBUS et METRO : GARE DU NORD

Informations

SOMMAIRE

● Le casque Hi-Fi NCH1 et le casque quadraphonique H4L B.S.T.....	35
● Le service et l'installation des appareils radio TV BF : les canaux de tonalité.....	38
● Les lasers : B.A. - B.A. en lasers.....	41
● Réalisation d'un interphone en kit.....	46
● Un voltampère-mètre-ohmmètre de poche.....	47
● Le « compte est bon » au néon : version économique du « compte est bon » avec minuterie.....	48
● Photo-cinéma : le développement du cinéma d'amateurs.....	52
● Etude du tuner FM Revox A76.....	58
● Banc d'essai : l'autoradio Pioneer TFPA86E.....	62
● Les moteurs de magnétophone et leur régulation.....	67
● Divers préamplificateurs microphoniques.....	74
● Alimentation stabilisée en C.I.....	78
● Antivol pour automobile.....	80
● Un magnétophone de reportage : le TK3200 Grundig.....	81
● Préamplificateur d'antenne pour autoradio.....	86
● Quatre circuits pratiques à transistors unijonction.....	87
● Etude d'un module différentiel.....	91
● ABC : Régulateurs de tension : montage shunt ; méthode de construction.....	95
● Décodeur 3 voies.....	101
● Comment utiliser les flammes pour l'amplification et la reproduction sonores.....	103
● Ampli correcteur intégré de moyenne puissance.....	106
● Tuner FM à circuit intégré CA3089E.....	108
● Indicateur de vent apparent.....	112
● Précis pratique des cassettes et cartouches.....	113
● Table des matières.....	118
● Comment bien utiliser les disques d'essai.....	123
● Un wattmètre et impédancemètre simplifié.....	127
● Initiation au calcul électronique.....	128
● Une gamme d'ondes peu connue entre les infrarouges et les ondes radio-électriques.....	132
● Réalisation d'un filtre d'aiguille.....	133
● Deux montages simples à transistors.....	136
● Flash à cellule L.D.R.....	138
● Réalisation d'un générateur HF avec marqueur.....	144
● Un R.O.S. mètre de construction simple.....	147
● Le SCR510-BC620.....	148

NOUVELLE STRUCTURATION MONDIALE

CIBA-GEIGY et Imperial Chemical Industries, partenaires du procédé EVR viennent de constituer deux nouvelles sociétés pour la production de cassettes EVR dans leurs principales usines (en Angleterre : à Basildon, et au Japon). L'usine de Basildon fabrique déjà des cassettes noir et blanc et produira d'ici un mois des cassettes couleur.

Dans un an sera construite au Japon une nouvelle usine qui fournira les marchés asiatiques.

Les deux compagnies ainsi créées sont : EVR Ltd et Nippon EVR Ltd.

Les deux tiers des parts de EVR Ltd (Londres) appartiennent à Ciba et ICI, le troisième tiers à un consortium japonais constitué par Hitachi, Mainichi et Teijin.

Dans la société japonaise EVR, les deux tiers des parts sont détenus par le consortium japonais et le troisième tiers par Ciba et ICI.

Chaque société possède un capital de 3,2 millions de dollars. L'on estime que l'usine japonaise coûtera environ 6 millions de dollars. Ce projet sera soumis à l'approbation du M.I.T.I. et de la Banque d'Angleterre. Il semble dès à présent que la création d'une unité japonaise devrait améliorer la production de même que les progrès technologiques et les conditions de pénétration du marché mondial.

UNE FIRME AMERICAINE ACQUIERT LA LICENCE DU SYSTEME D'ARME FRANÇAIS « CROTALE »

C'EST le 10 juillet, à Washington, qu'un important accord a été signé entre la Société américaine North American Rockwell et Thomson-CSF concernant la licence du système « Crotale » développé par la firme française.

Dans un premier temps, les deux sociétés ont décidé de coopérer pour poursuivre les campagnes de promotion et d'évaluation du Crotale aux Etats-Unis. Ensuite, si ce système est adopté par l'armée américaine, il sera fabriqué sous licence et vendu aux Etats-Unis par la « Missile Systems Division » de North American Rockwell qui dispose de deux usines à Columbus (Ohio) et Anaheim (Californie).

La signature de cet accord fait suite à la campagne d'évaluation du Crotale conduite avec succès par l'armée américaine au cours du premier semestre 1971, pour laquelle le dépouillement des résultats se poursuit. Ce nouvel accord se substitue à celui qui avait été envisagé à l'époque des essais avec une autre firme américaine.

Comparé aux systèmes de défense basse altitude existant à l'heure actuelle ou encore à l'étude, le Crotale est considéré par les experts américains comme celui qui présente le meilleur rapport coût-efficacité pour répondre aux besoins de l'armée américaine. De plus, on estime aux Etats-Unis que le coût et le délai de développement par l'industrie de ce pays d'un système comparable dépasseraient très largement ceux qui sont nécessaires à la conversion aux normes américaines d'un système éprouvé comme le Crotale. Une décision de

l'armée américaine en faveur d'essais plus approfondis du Crotale est d'ailleurs attendue pour le début 1973, ce qui permettrait, si ce système est retenu, de lancer une fabrication aux Etats-Unis en 1975 ou 1976.

Rappelons que le Crotale est un système d'arme sol-air tous temps pour la défense de zones ou de points sensibles contre des avions supersoniques volant à très basse altitude. Il se caractérise par son automatisation totale, la possibilité de répondre simultanément à plusieurs attaques visant la même zone, et de déclencher la riposte appropriée en six secondes environ. Seul système de ce type à être entré en fabrication de série, il a déjà été commandé par l'armée de l'air française et par l'Afrique du Sud pour lesquels des livraisons sont en cours, et fait l'objet de négociations avec plusieurs autres pays. Son développement a été entièrement assuré par la Division Systèmes Electroniques de Thomson-CSF dont l'expérience en matière de systèmes d'armes et de coopération repose sur plusieurs programmes internationaux de vaste envergure. Le missile utilisé par le système Crotale a été développé par un spécialiste dans ce domaine : la Société des Engins Matra, sous la maîtrise d'œuvre de Thomson-CSF pour l'ensemble du projet.

Précisons également que les négociations concernant le Crotale se sont déroulées entre North American Rockwell et Thomson-CSF avec l'appui d'un conseil spécialisé dans les problèmes de coopération : la firme DGA International.

LE MARCHE DE L'ELECTRONIQUE EN 1985

SELON les déclarations de Robert Galvin, « Chairman » de la Compagnie, lors de la conférence sur « L'Electronique en 1985 », à Chicago, le marché de l'électronique sera passé de 11 milliards (1970) à 45 milliards de dollars en 1985. M. Galvin a ensuite cité les divers facteurs qui vont contribuer à un tel développement : la croissance due à l'évolution, l'apparition de nouveaux produits comme de nouveaux besoins.

L'importance donnée à la qualité de la vie, notamment à propos du contrôle de la pollution, affectera les nouvelles demandes sur le marché. Les craintes d'un manque de matières premières et d'énergie entraineront le développement de services spécialisés dans la recherche de nouvelles sources.

Parmi les facteurs de croissance, citons encore l'augmentation de la population et du niveau de vie, l'allongement de la scolarité, l'automatisation, l'augmentation des investissements, le recyclage des travailleurs. D'autre part, des possibilités de marché s'ouvrent dans le domaine du traitement du stockage et de la transmission des informations.

M. Galvin a ensuite parlé des possibilités qui s'offrent à l'électronique de remplacer les systèmes mécaniques et électro-mécaniques. Il prévoit que d'ici 1985, l'électronique sera introduite dans les écoles et que les communications auront tendance à s'effectuer beaucoup plus entre machines qu'entre hommes. Il a souligné le rôle très important des satellites et des réseaux de câbles.

Les sociétés électroniques peuvent encore trouver de nombreux débouchés dans divers domaines tels le monitoring médical, le contrôle météorologique, les systèmes destinés à éviter les collisions au sol et dans les airs...

Les modes de distribution des équipements électroniques vont connaître de grands changements : les entreprises ainsi que les équipes de vente seront de plus en plus amenées à se spécialiser.

HAUT-PARLEUR

Journal hebdomadaire

Directeur-Fondateur
Directeur de la publication
J.-G. POINCIGNON
Directeur :
Henri FIGHIERA
Rédacteur en Chef :
André JOLY

Comité de rédaction :
Bernard FIGHIERA
Charles OLIVÉRES

Direction-Rédaction :
2 à 12, rue Bellevue
PARIS (19^e)

C.C.P. Paris 424-19

ABONNEMENT D'UN AN

COMPRENANT :

- 15 numéros **HAUT-PARLEUR**, dont 3 numéros spécialisés : **Haut-Parleur Radio et Télévision** **Haut-Parleur** Electrophones Magnétophones **Haut-Parleur Radiocommande**
- 12 numéros **HAUT-PARLEUR « Radio Télévision Pratique »**
- 11 numéros **HAUT-PARLEUR « Electronique Professionnelle - Procédés Electroniques »**
- 11 numéros **HAUT-PARLEUR « Hi-Fi Stéréo »**

FRANCE 80 F
ÉTRANGER 100 F

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

★ Pour tout changement d'adresse joindre 0,90 F et la dernière bande.

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS
RADIO-ÉLECTRIQUES
ET SCIENTIFIQUES

Société anonyme au capital
de 120 000 francs
2 à 12, rue Bellevue
PARIS (19^e)
202-58-30



Commission Paritaire N° 23 643

Imprimerie La Haye-Mureaux

CE NUMÉRO
A ÉTÉ TIRÉ A
135 000
EXEMPLAIRES

PUBLICITÉ
Pour la publicité et les
petites annonces s'adresser à la
SOCIÉTÉ AUXILIAIRE
DE PUBLICITÉ
43, rue de Dunkerque, Paris (10^e)
Tél. : 285-04-46 (lignes groupées)
C.C.P. Paris 3793-60

LE CASQUE HI-FI NCH1 ET LE CASQUE QUADRIPHONIQUE H4C B.S.T.



Fig. 1. — Le casque électrostatique B.S.T.

LE CASQUE HI-FI « NCH 1 » DE B.S.T. Casque stéréophonique électrostatique

L'ÉCOUTE au casque devient de plus en plus courante dans les installations de haute-fidélité, car elle constitue une solution idéale aux problèmes que pose l'écoute sonore soit le soir tard, soit dans un environnement où le bruit n'est pas souhaitable. D'autre part, il est bien reconnu que toute reproduction stéréophonique sur casque prend une ampleur attractive difficilement accessible avec des diffuseurs normaux, en baffles.

Donc, le casque est devenu, aujourd'hui, le complément indispensable à toute installation de haute-fidélité digne de ce nom. Des progrès très importants ont été effectués dans ce domaine, et le plus grand de tous est sans aucun doute la mise au point, pour cet instrument, de la diffusion électrostatique.

Seulement, les casques électrostatiques étant jusqu'à présent fort chers, le marché, dans ce domaine, reste étroit. Nous saluons donc l'arrivée d'un nouveau modèle, beaucoup plus abordable, produit par la firme B.S.T.

DESCRIPTION TECHNIQUE :

Une diffusion électrostatique se fait sans le secours des propriétés de l'aimant permanent, élément de base du diffuseur classique, tel que le haut-parleur. En effet, et

comme toujours lorsque la miniaturisation d'un procédé technique s'impose, on se heurte à la limitation de l'énergie. Pour qu'une membrane puisse restituer correctement des fréquences extrêmes (aussi bien en graves qu'en aigus) il faut pouvoir engendrer des déplacements importants. Le casque électrostatique puise son énergie dans une alimentation séparée, qui fournit une haute-tension modulée. L'énergie se trouve donc — relativement parlant — illimitée pour animer les éléments mobiles reproducteurs des sons.

En somme, dans un casque électrostatique, il n'y a rien de semblable à un casque ordinaire (dynamique). L'installation se

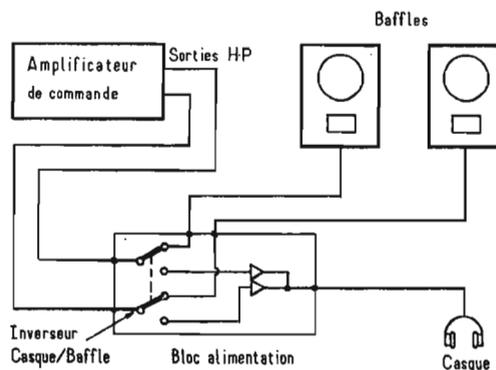


Fig. 2. — Croquis de l'installation du casque électrostatique au sein d'une chaîne Hi-Fi normale

CE MATÉRIEL EST NOTAMMENT EN VENTE

NCH1 CASQUE ÉLECTROSTATIQUE

avec alimentation extérieure et mallette 480 F

H4C CASQUE QUADRIPHONIQUE

avec boîtier 4 voies 560 F

CONTINENTAL ELECTRONICS

Concessionnaire SONY

1, bd Sébastopol, PARIS-1^{er} - Tél. : 231-03-07 - 236-03-73 - 236-95-32
Métro : Châtelet C.C.P. Paris 7437-42

Catalogue sur demande • Expéditions province 50 % à la commande

Chez TERAL

DEFI-TERAL anti-hausse
Tout ce que vous pouvez désirer en matériel et accessoires de Radio et de Télévision et d'appareils de mesure

Voir nos publicités
pages 107-142-165



infra
VOUS
informe

PAGE 69

DROIT DE RÉPONSE

QUE CHOISIR interdit l'emploi de son nom à des fins publicitaires

Une annonce de « La Flûte d'Euterpe », parue le 11 mai 1972 dans le n° 1355, du « Haut-Parleur », déclarait :

HECO

LEADERS dans les tests de la revue QUE CHOISIR?

Notre association, l'Union Fédérale des Consommateurs, qui édite la revue « Que Choisir? » se doit de rappeler qu'elle interdit expressément toute référence à des fins publicitaires, à son nom, ses tests ou études, ainsi qu'à ses conclusions.

Son but unique est en effet de fournir à ses adhérents une information objective, entièrement indépendante des commerçants et producteurs.

Notre nom a donc été utilisé à notre insu et de façon abusive.

QUE CHOISIR?

6, rue Général-Delestraint
75-PARIS (16^e)

trouve résumée en figure 2. On y voit l'amplificateur de commande (de la chaîne Hi-Fi, par conséquent), un second élément qui est l'alimentation du casque électrostatique, et le casque proprement dit.

A l'entrée de l'alimentation, on trouve un inverseur qui permet, avec une opération simple, de diffuser soit sur les baffles, soit sur le casque.

Nous voyons en figure 3 le schéma de principe du bloc d'alimentation B.S.T. Quatre transformateurs sont employés, permettant d'obtenir des hautes tensions continues et modulées. Pour ce faire, les deux circuits A et B sont suivis par deux montages doubleurs « latour » équipés chacun de deux diodes et deux condensateurs en série. La tension obtenue au point C est continue et positive. Les deux autres transformateurs servent à obtenir la haute tension modulée. Ces tensions sont appliquées aux équipements mobiles du casque. On voit donc que l'ensemble permet d'obtenir de la haute-tension sans alimentation secteur.

On notera, en outre, la présence de dispositifs accessoires, comme l'inverseur « haut-parleurs - casque », et les fusibles pour protection des deux circuits.

L'installation ne présente absolument aucun danger pour l'amplificateur de commande, qui pourra être de n'importe quelle marque, type et puissance.

EN PRATIQUE

Malgré l'importance relative du montage du bloc d'alimentation, ce dernier reste d'un encombrement très réduit : $6 \times 15 \times 8$ cm. Par conséquent, ce boîtier ne nuira en aucun cas à l'aspect extérieur général d'une installation.

Les raccordements sont tous faits selon les normes DIN, et ne poseront pas plus de problèmes que le reste.

Le casque par lui-même est extrêmement léger, et très confortable.

Bien entendu, les performances sont excellentes, on peut même dire surprenantes, et impossibles à concrétiser par de simples chiffres. Certes, une bande passante de 20 à 20 000 Hz est significative, pour un casque, mais les données sont différentes pour un diffuseur « dans l'air » et un casque. Seule, une écoute comparative permet de se rendre compte de ce que peut apporter un tel procédé. Si de plus, ce dernier devient abordable, sur le plan financier, il va de soi qu'il est promis à un avenir important.

CASQUE QUADRIPHONIQUE B.S.T.

LA quadriphonie continue de « se chercher », tant sur le plan commercial que sur le plan technique d'ailleurs. De toute façon, puisque quadriphonie il y a, des constructeurs se penchent déjà sur les accessoires. B.S.T. est un des premiers à présenter un casque étudié pour la reproduction à quatre canaux. Ce casque est adaptable à tous les procédés de quadriphonie. Il est du type dynamique, et nous le voyons représenté en figure 1. Il s'accompagne d'un petit boîtier de commande avec « levier au plancher », destiné à centrer l'écoute.

Rien de spécial n'a à être signalé sur le plan électro-acoustique proprement dit. Deux dispositifs à aimants permanents ont été introduits dans chaque écouteur.



Fig. 1. — Le casque quadriphonique B.S.T.

C'est la disposition interne, et la diffusion mécanique qui ont été étudiées.

On voit d'ailleurs sur la figure 2 le croquis d'un écouteur, en coupe latérale. Ce croquis parle de lui-même. La seule, mais importante remarque à faire, est que chaque ensemble de diffusion (autrement dit, chaque canal) comporte deux diffuseurs, dont un pour les graves/médiums, et un pour les aigus. On a

donc, dans ce casque, un total de huit diffuseurs, groupés en quatre ensembles.

Le casque est bien entendu utilisable en deux canaux seulement.

Sur le plan des performances, il est difficile, compte tenu de ce qu'est la quadriphonie à l'heure actuelle, de donner des éléments précis, en regard de cette technique.

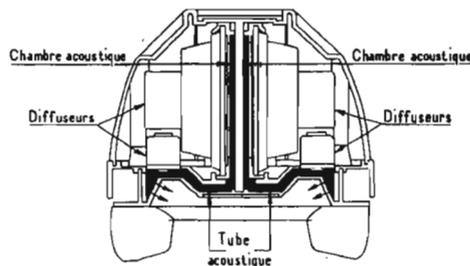


Fig. 2. — Coupe d'un écouteur. On remarque, sur ce croquis, la disposition des quatre diffuseurs, par rapport à la chambre acoustique, dans laquelle résonance et propagation ont été étudiées. Il faut aussi observer qu'une distinction parfaite entre signal avant et signal arrière sera possible, grâce à la direction des orifices de sortie

de modulation. Cette disposition suppose une étude parfaite des matériaux constitutifs, ainsi qu'un montage très serré, et par conséquent, extrêmement méticuleux. Ce casque quadriphonique doit avant tout être considéré comme une très belle réalisation mécanique.

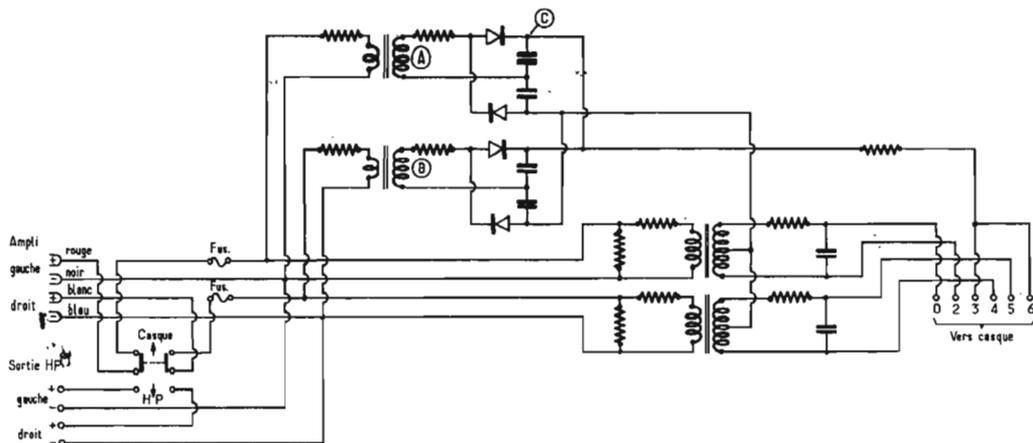


Fig. 3. — Schéma de principe du bloc-alimentation.

On peut, par contre, donner les caractéristiques propres de l'ensemble :

- Impédance : 16 ohms à 800 Hz avec 5 mW.
- Puissance maxi par canal = 100 mW.
- Bande passante = 20 à 20 000 Hz.

Ce casque est naturellement plus encombrant qu'un casque stéréophonique, mais dans des proportions extrêmement raisonnables.

Voici donc un pas de plus franchi dans la technique quadriphonique, avec cette intéressante nouveauté.

LE SERVICE ET L'INSTALLATION DES APPAREILS RADIO-TV-BF

LES CANAUX DE TONALITÉ

LA haute fidélité d'une installation sonore dont les sources sont de natures diverses comme la radio AM, la radio FM, la TV et les transducteurs BF tels que PU et le lecteur de bandes magnétiques peut être améliorée en remplaçant chaque canal stéréo (2 à n) ou l'unique canal monophonique, par deux ou plusieurs voies de tonalité.

Les mots *voie* et *canal* ont la même signification et nous utiliserons ici le terme canal pour la stéréo et voie pour la tonalité.

En ce qui concerne cette dernière, la gamme BF normale qui s'étend depuis une fréquence très basse, par exemple 20 Hz jusqu'à une fréquence élevée, par exemple 1 200 Hz peut être divisée en deux ou plusieurs sous-gammes, habituellement trois au maximum et rarement quatre (voir Fig. 1).

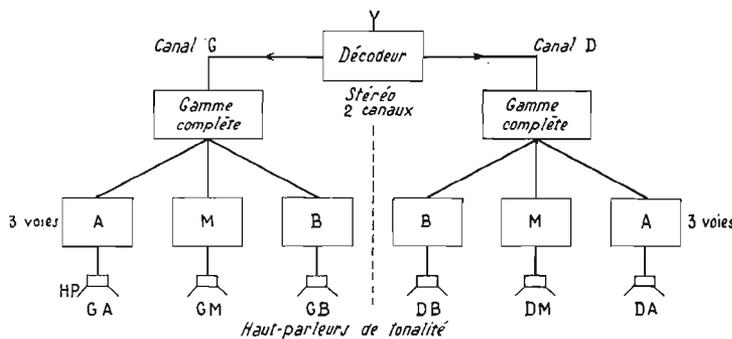


Fig. 1

Lorsqu'il s'agit d'une installation existante dont chaque canal stéréo est à une seule voie de tonalité, il est conseillé de conserver cette voie et de la spécialiser dans la tonalité que l'on juge la meilleure, par exemple la tonalité « médium » ou la tonalité « basses » (M et B sur la Fig. 1) la tonalité « aiguës » étant à réserver pour une voie nouvelle spéciale.

Soit par exemple, le cas des deux sorties de décodeur stéréo comme celui de la figure 1. L'installation possède deux canaux BF. On désire lui adjoindre encore quatre voies pour réaliser celle à six voies comportant, en terminaison sonore, six haut-parleurs (ou groupes de HP) que nous désignerons par GA (gauche-aiguës) GM (gauche médium) GB (gauche basses) et DB, DM et DA pour les trois voies de droite D.

Sur cette figure on a indiqué également, une manière correcte de disposer ces six haut-parleurs en vue de la meilleure reproduction stéréophonique.

En effet, la stéréo se manifeste peu aux notes basses et mieux au médium et aux aiguës.

Dans ces conditions, on a disposé les HP pour aiguës (dits aussi les Tweeters) aux emplacements extrêmes permis par le local et ensuite, vers l'axe médium du local, les HP « médium » et les HP « basses ». Cette disposition est recommandable lorsque le local est de faible largeur, ou si la place disponible est réduite, comme on le voit sur la figure 2A dont l'ordre des HP est comme celui de la figure 1. En figure 2B on a à faire à un local large de plus de 2,5 m. Le plus souvent, les pièces ont une largeur de 3,5 à 4,5 m. Dans ce cas on pourra adopter soit la disposition (A), soit la disposition B dans laquelle les trois HP sont disposés très près l'un de l'autre, soit dans une même enceinte, soit dans des coffrets ou enceintes séparés mais montés l'un sur l'autre. De cette façon, l'auditeur aura l'impression que les voies du canal G

minance de son médium et le troisième groupe, des instruments à son aigu.

En réalité, ces effets seront peu conformes à la réalité mais comme ils ne sont nullement désagréables, il n'y a aucune raison de ne pas essayer cette disposition qui n'engage à rien. Il y a aussi le montage en profondeur qui est représenté également en (B) figure 2 ou les HP sont réellement les uns derrière les autres.

Cette disposition donnerait aux auditeurs l'impression d'un orchestre dans lequel les instruments à tonalité basse seraient placés au fond de l'estrade et ceux à tonalité aiguë vers l'avant ce qui n'est pas toujours le cas en réalité. Remarquons toutefois qu'actuellement on prend toutes les libertés dans les spectacles artistiques, chacun fait ce qui lui plaît ou qu'il juge intéressant ou nouveau. Les concerts symphoniques conservent toutefois la tradition classique.

CHOIX DE LA VOIE NORMALE

Soit un appareil existant dans l'installation de l'utilisateur muni d'un amplificateur BF par canal connu représenté à la figure 3 dans laquelle S₁, S₂, S₃ sont les sources de signaux par exemple ceux de FM, PU, magnétophone, PR G et PR D, les préamplificateurs universels à plusieurs entrées de sources et adaptables par commutation à chacune, Amp les amplificateurs dits « de puissance » suivis de leurs haut-parleurs respectifs HP G et HP D.

La séparation des canaux en voies de tonalité se fera généralement aux points de séparation PS G et PS D indiqués sur la figure 3 donc entre les sorties des préamplificateurs et les entrées des amplificateurs de puissance.

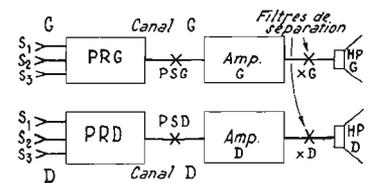


Fig. 3

proviennent d'un même point et ceux du canal D d'un autre point symétrique du précédent par rapport à l'axe médian du local. L'effet stéréo se reconstituera normalement. La disposition (A) convient aussi pour renforcer l'effet stéréo de la diversité des tonalités. En effet, l'auditeur aura l'impression qu'il y a séparation de chaque côté de l'axe médium, de l'orchestre en trois groupes, l'un étant composé des instruments à prédominance de basses, le deuxième, des instruments à prédo-

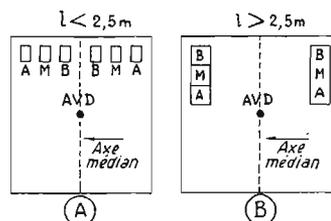


Fig. 2

Dans des installations plus économiques mais parfaitement valables, la séparation se fera aux sorties des amplificateurs de puissance (points X G et X D) donc, dans ce cas, chaque voie de tonalité se réduira au haut-parleur et au filtre qui lui convient. La voie existante de l'installation a été étudiée par le constructeur pour transmettre l'intégralité de la gamme BF, par exemple de 20 à 8 000 Hz ou 50 à 10 000 ou 20 à 12 000, etc.

En réalité, le raisonnement logique nous montre que si la bande transmise, et bien repro-

duite, est très large, la subdivision en voies de tonalité est inutile, donc, il faut supposer que les amplificateurs de puissance de chaque canal ne donnent pas entière satisfaction ce qui justifiera l'introduction de canaux de tonalité.

En général, le médium est bien transmis et bien reproduit même dans une installation de niveau moyen et ce sont les aiguës et les basses qui peuvent manquer quelque peu.

Noter, toutefois qu'il se peut que le manque de basses et d'aiguës soit dû au haut-parleur et non à l'amplificateur. Il convient, par conséquent de s'assurer, avant de modifier l'installation comment l'amplificateur transmet les signaux à l'aide d'un montage de mesures comme celui mentionné plus loin. Si l'amplificateur doit être destiné au médium, on devra, alors, réduire la bande qu'il transmet pour qu'elle ait l'étendue qui lui est assignée dans la nouvelle installation. Considérons la courbe C_1 de la figure 4 qui représente une réponse pas trop mauvaise d'une installation à un

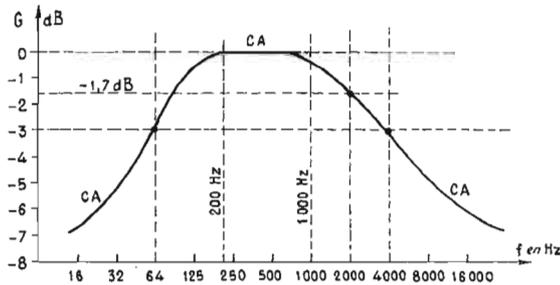


Fig. 4

canal mono ou un canal stéréo. On voit que la reproduction est « linéaire » à -3 dB près depuis $f = 64$ Hz jusqu'à $f = 4000$ Hz, ce qui est très honorable ! Une courbe de ce genre n'est, en effet pas mauvaise dans toutes les applications. Bien au contraire, soit le cas où la source de signaux est la radio AM, donc réception monophonique ce qui se réalise en appliquant le même signal BF aux deux canaux stéréo s'il y en a (voir Fig. 5).

En radio AM, il y a des parasites de deux sortes : en premier lieu les ronflements à prédominance de notes graves au-dessous de 100 Hz. Il y a donc intérêt à ne pas exagérer la puissance de reproduction à ces fréquences ce qui a été fait en diminuant le gain à mesure que la fréquence diminue.

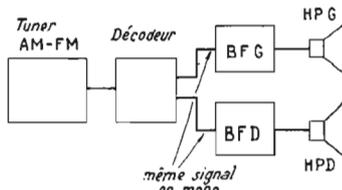


Fig. 5

D'autre part, du côté des aiguës, il y a peu de notes musicales fondamentales au-dessus de 4000 Hz mais, par contre tous les parasites sont prédominants vers 4000 Hz et au-dessus. Il y a donc intérêt à atténuer, en réception radio AM, les reproductions des sons aigus.

Aux points de vue exposés ci-dessus, il est même intéressant à produire des atténuations plus rapides au-dessous de 100 Hz et au-dessus

de 4000 Hz pour éliminer, mieux encore, les signaux indésirables ce qui se fait à l'aide de filtres comme on le verra plus loin.

Pour le moment, on verra ce qu'il faudra faire pour que l'amplificateur dont la courbe normale est CA figure 4, soit utilisé comme voie médium donc être modifié préalablement.

Choisissons les fréquences limites des voies. Il y a liberté entière dans ce choix. Adoptons comme voies les suivantes :

Voie basse : au-dessous de 200 Hz.

Voie médium : de 200 à 2000 Hz.

Voie aiguë : au-dessus de 2000 Hz.

La figure 6 donne des courbes universelles, pour les parties voisines des fréquences charnières f hautes n basses. Si f est la fréquence charnière du côté des basses, par exemple $f = 200$ Hz on a alors : $f/2 = 100$, $f/4 = 50$, $f/8 = 25$, $f/16 = 12,5$ Hz puis $2f = 400$, $4f = 800$, $8f = 1600$, $16f = 3200$ Hz, etc. La courbe de la voie

médium sera la courbe X du côté de la limite médium-basses.

Comparons cette courbe avec celle de la figure 4. On voit qu'à 500 Hz, les niveaux

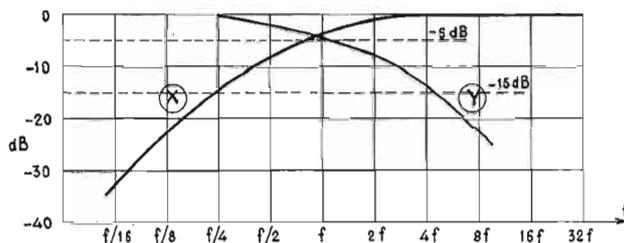


Fig. 6

sont à peu près les mêmes mais vers 64 Hz le niveau de la courbe CA est -3 dB tandis que celui de la courbe X est -15 dB environ.

Pratiquement, on devra disposer dans l'amplificateur, des composants ayant pour effet d'accélérer la « chute » du gain aux basses. Voici à la figure 7, un schéma général de montage des premiers étages d'un amplificateur à liaison par résistances et capacités.

Sur ce schéma simplifié, ce qui nous intéresse ce sont les capacités de liaison C_1 , C_3 , C_5 , celles de découplage des émetteurs, C_2 , C_4 , les résistances de collecteurs R_3 , R_6 et celles de bases R_1 , R_4 , R_7 .

Comment procéder pour réduire le gain aux fréquences basses ? La transmission des signaux à ces fréquences dépend du produit RC dans lequel R est une résistance de base comme R_4 et C un condensateur de liaison comme C_3 .

Pour réaliser une courbe comme celle de la figure 6 (courbe X), on déterminera d'abord la fréquence correspondant à une forte atténuation, par exemple 15 dB à 50 Hz. Sur la courbe X, la fréquence correspondant à 10 dB est désignée par $f/4$ donc $f/4 = 50$ Hz et $f = 200$ Hz qui est bien la fréquence charnière. On voit aussi qu'à cette fréquence, l'atténuation est de 5 dB (ou « gain » de -5 dB). Il ne reste plus qu'à déterminer la valeur de RC permettant d'obtenir cette atténuation de 15 dB par rapport au gain maximum.

Une table de décibels indique que 15 dB correspondant à un rapport de $\rho = 5,6$ fois autrement dit, le gain à $f = 50$ Hz doit être 5,6 fois plus faible que le gain maximum.

La formule donnant RC dans le cas des fréquences basses est

$$\rho^2 = 1 + x^2 \quad (1)$$

qui se déduit aisément des formules classiques en faisant $x = 1/(2\pi RC f_0)$, f_0 étant la fréquence à laquelle doit correspondre l'atténuation de ρ fois. Il est clair que si f_0 diminue, x augmente et ρ aussi, ce qui était demandé.

Exemple numérique :

Rost $f_0 = 50$ Hz et $\rho = 5,6$. De (1) on tire $x^2 = \rho^2 - 1$ ce qui donne $x^2 = 30,36$. La racine carrée de 30,36 est 5,4 environ donc $x = 5,4$.

Comme $x = 1/(2\pi RC f_0)$ et $f_0 = 50$ Hz, il vient

$$RC = 1/(2\pi f_0 x) \\ \text{ou } RC = 1/(6,28 \cdot 50 \cdot 5,4) \text{ secondes}$$

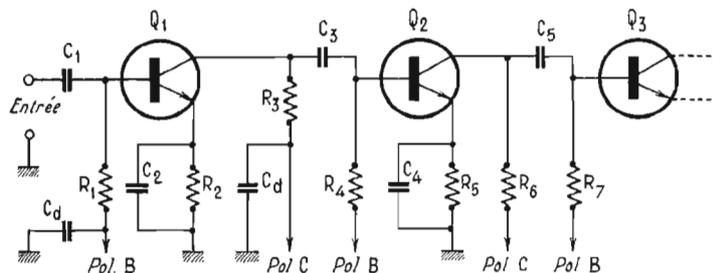


Fig. 7

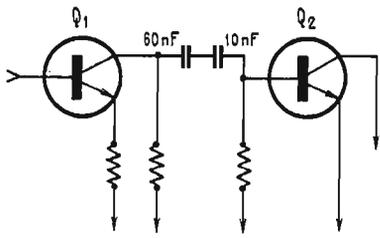


Fig. 8

Ce qui donne finalement :
 $RC = 0,59$ ms ou $0,6$ ms en arrondissant.

Il ne reste plus qu'à déterminer C en fonction de R . Dans le cas d'un montage comme celui de la figure 7. à transistor R (par exemple R_4) est faible, et, par conséquent C de valeur élevée.

Soit $R_4 = 10\,000 \Omega$. La valeur qui devra avoir $C = C_3$ sera :

$$C = \frac{RC}{R} = \frac{0,6 \cdot 10^{-3}}{104} \text{ farads}$$

ce qui donne $C = 60$ nF

Généralement, on peut trouver sur l'amplificateur dans son montage primitif, une capacité C_3 de quelques microfarads afin de bien transmettre les signaux aux fréquences basses. On remplacera, par conséquent, cette capacité élevée par une capacité réduite comme celle que l'on a calculé. On pourra aussi mettre celle de 60 nF en série avec la capacité élevée (Fig. 8). En pratique, il n'est pas indispensable d'effectuer le calcul si l'on peut faire une mesure à l'aide d'un générateur BF et d'un indicateur de sortie BF.

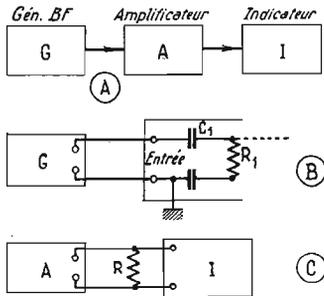


Fig. 9

MISE AU POINT EXPERIMENTALE

Le montage est celui de la figure 9 A. En B, on montre le détail du branchement du générateur à l'entrée de l'amplificateur. En général, un amplificateur BF qui suit un pré-amplificateur est prévu pour recevoir une tension BF de l'ordre du volt efficace mais dans le cas de notre mesure de mise au point, la tension appliquée pourra être beaucoup plus faible, par exemple de $0,1$ V efficace, fournie par le générateur G.

En C, figure 9, on montre le branchement de l'indicateur de tension alternative BF obtenue à la sortie. Cette sortie sera shuntée par une résistance R remplaçant le HP et ayant la même impédance, par exemple 5Ω .

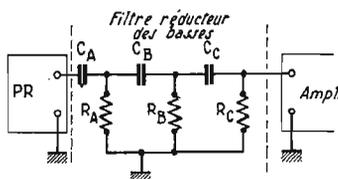


Fig. 10

Un autre procédé est de laisser le HP en place et de ne pas mettre de résistance. Il faut que l'indicateur de sortie soit correct aux BF de la gamme de 16 à $20\,000$ Hz. Un millivoltmètre BF conviendra très bien.

La mesure se fera dans l'ordre suivant des opérations :

1° Régler le générateur sur $8 F = 8.200 = 1\,600$ Hz pour obtenir le maximum de transmission. La tension sera de $0,1$ V. Mesurer la tension de sortie e_s volts avec l'indicateur.

2° Régler le générateur sur 50 Hz et toujours $0,1$ V. La tension de sortie devra être atténuée de $5,6$ fois. Remplacer ensuite C_3 par des condensateurs de valeurs de plus en plus faibles jusqu'à obtention de $(e_s/5,6)$ volts à la sortie.

Remarque qu'au lieu de réduire la valeur de C_3 seulement, on pourra agir en même temps sur les trois condensateurs de liaison C_1, C_3 , et C_5 du montage de la figure 6.

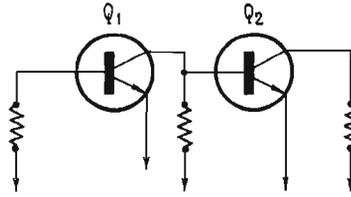


Fig. 11

FILTRE D'ENTREE

Un autre procédé est de monter entre la sortie du préamplificateur et l'entrée de l'amplificateur, **non modifié**, un circuit RC comme celui de la figure 10.

On donnera aux résistances R_A, R_B, R_C des valeurs proches de celles des résistances de base des étages amplificateurs. Ensuite, on déterminera par les mesures ou par le calcul les valeurs des capacités. Remarquons que plus il y a de cellules RC dans le circuit filtre, plus la chute de gain aux basses sera rapide. La formule donnée plus haut :

$\rho^2 = 1 + x^2$ avec $x = 1/(2\pi RCf_0)$
est valable pour une réduction effectuée en agissant sur une seule liaison, par exemple C_1, R_1 ou C_3, R_4 ou C_5, R_7 (Fig. 7).

Si l'on agit sur deux liaisons à la fois et si ρ est la réduction de gain à la fréquence choisie, la réduction par cellule est r égale à la racine d'ordre n de ρ , n étant le nombre des cellules ou des liaisons.

Soit par exemple $n = 3$ donc $\rho^2 = r^6$. On aura alors

$$\rho^2 = (1 + x^2)^3 = r^6$$

Si $n = 2$, on aura $\rho^2 = r^4$ ou $\rho = 1 + x^2 = r^2$

Exemple. On désire que la réduction de gain à $f_0 = 50$ Hz, soit de 45 dB par rapport au gain maximum. Les tables de décibels indiquent qu'une atténuation de 45 dB correspond à une réduction de tension ρ de 175 fois environ. Supposons qu'il y ait 3 cellules RC de réduction de gain aux basses. On aura, si les cellules sont identiques :

$$\rho^2 = 175^2 = (1 + x^2)^3 = 30\,625$$

d'où l'on tire $1 + x^2 = 31,5$ et $x^2 = 30,5$ donc $x = 5,52$ approximativement.

Comme $x = 1/2\pi RCf_0$, il vient,

$$2\pi RCf_0 = \frac{1}{5,52}$$

$$\text{et } C = \frac{1}{6,28 \cdot 10^4 \cdot 50 \cdot 5,52}$$

ce qui donne finalement, avec $R = 10\,000 \Omega$:
 $C = 57$ nF

En réalité, la valeur trouvée doit être identique à celle de C du premier exemple car dans cet exemple, on a prévu une atténuation de 16 dB pour un seul étage donc, si l'on prévoit 45 dB pour trois étages identiques, cela donne bien $45/3 = 15$ dB par étage. Les petites différences des valeurs de C sont dues aux approximations faites dans les calculs.

CAS DE LIAISONS DIRECTES

Les liaisons entre étages amplificateurs BF peuvent être directes comme dans le montage de la figure 11 que l'on trouvera dans de nombreuses réalisations modernes. Il faudra alors adopter le procédé qui consiste à monter devant l'amplificateur un filtre comme celui de la figure 10 dont les éléments se calculent également comme on vient de l'indiquer, RC étant la valeur des produits égaux $C_A R_A, C_B R_B, C_C R_C$, ou en évaluant les valeurs des C à l'aide de mesures effectuées avec le montage de la figure 9.

LIAISONS AVEC DEUX CONDENSATEURS EN SERIE

Remarquons que si l'on monte un condensateur de liaison en série avec un autre, cas du montage de la figure 8, il y a possibilité de revenir au montage primitif en court-circuitant le condensateur de plus faible valeur. Il va de soi que la mise en série de deux capacités, l'une de 60 nF et l'autre de $10 \mu F$ donne une résultante très peu différente de la capacité de 60 nF.

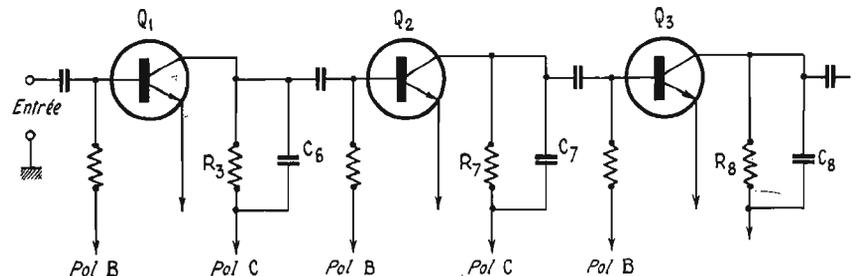


Fig. 12

ATTENUATION AUX FREQUENCES ELEVEES

On pourra utiliser la courbe Y de la figure 6. Le gain maximum correspond encore à zéro décibel. La fréquence frontière sera cette fois 2 000 Hz, donc $f_0 = 2\ 000$ Hz et l'atténuation désirée est celle d'un signal géométriquement symétrique de $f_0/4$, c'est donc $4 f_0 = 8\ 000$ Hz. L'atténuation sera alors de 15 dB également ce qui correspondra à un rapport $\rho = 5,6$ fois.

La formule à appliquer est la suivante :
 $\rho^2 = 1 + x^2$ (2)
 avec $x = 2 \pi RC f_0$ et non l'inverse comme dans le cas des fréquences basses.

Dans l'expression de x , R est la résistance de collecteur par exemple (voir Fig. 7) R_3 , R_6 ou R_7 et C est une capacité montée en shunt sur une de ces résistances. La formule (2) est approximative et permettra simplement d'évaluer l'ordre de grandeur de la capacité à monter en parallèle sur R_3 par exemple (voir Fig. 12, C_6 , C_7 , C_8). Calculons la capacité shunt C.

De la relation (2), on tire comme précédemment

$x = 5,4$
 donc $2 \pi RC f_0 = 5,4$
 comme $R f_0 = 8\ 000$ Hz et $R = 1\ 000 \Omega$ par exemple, il vient

$$C = \frac{5,4}{6,28 \cdot 1\ 000 \cdot 8\ 000} \text{ farads}$$

et, en effectuant le calcul on trouve :
 $C = 86 \text{ nF}$ environ.

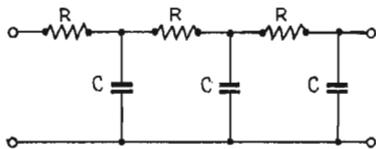


Fig. 13

On peut se demander, ayant choisi ces valeurs, quelle sera l'atténuation à la fréquence frontière $f = 2\ 000$ Hz ?

La réponse est donnée par la formule (2), $\rho^2 = 1 + x^2$ dans laquelle $C = 86 \text{ nF}$, $R = 1\ 000 \Omega$ mais $f = 2\ 000$ Hz. La valeur de x est alors quatre fois inférieure à celle obtenue pour 8 000 Hz, donc $x = 5,4/4 = 1,35$, ensuite :

$x^2 = 1,82$, $\rho^2 = 2,82$ et $\rho = 1,68$ environ. L'atténuation à $f = 2\ 000$ Hz est donc de 1,68 fois ce qui correspond à 4,5 dB environ.

Remarquons d'ailleurs que sur la courbe Y de la figure 6, 2 000 Hz correspond à f ce qui donne en ordonnées, - 5 dB donc à peu près ce qu'a donné le calcul approximatif.

Un autre procédé de réduire le gain aux fréquences supérieures à la limite supérieure est de monter devant l'amplificateur, un filtre comme celui indiqué sur le schéma de la figure 13.

Il y a intérêt à donner de faibles valeurs aux résistances R afin de ne pas trop réduire le gain de l'amplificateur. Le montage est celui d'un filtre passe-bas à résistances capacités de schéma aussi simple que possible.

Avec une seule cellule RC, la relation à utiliser est :

$$f = \frac{1}{2 \pi RC}$$

et elle est valable pour une atténuation de 3 dB (ou rapport 1,44 de perte de gain).

Soit par exemple $f = 2\ 000$ Hz, $R = 1\ 000 \Omega$
 La valeur de C est :

$$C = \frac{1}{2 \pi f R} \text{ farads}$$

ce qui donne $C = 80 \text{ nF}$ environ.

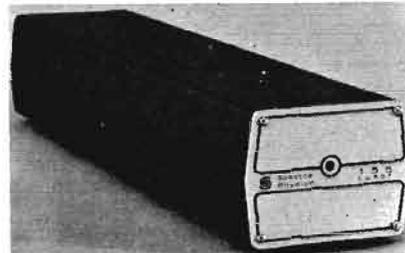
Pour l'amplificateur d'aiguës et celui des basses le mode de calcul est basé sur les mêmes considérations. Nous le montrerons dans la suite et fin de cet article.

F. JUSTER.

kit light

FERME EN AOÛT
Réouverture le 1er Septembre 1972

ATTENTION ! KIT LIGHT DISTRIBUE
UNIQUEMENT DU MATERIEL PROFES-
SIONNEL INCOMPARABLE EN RAPPORT
QUALITE / PRIX



LASER

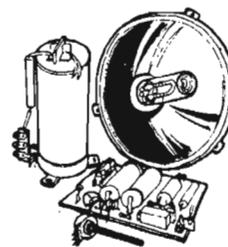
Unique sur le marché, ce laser helium néon à rubis, non seulement va étonner vos amis, mais va vous permettre ● de projeter une trace modulée par la musique (lissajoux, etc...) ● de construire un oscilloscope géant ● de faire de la photographie en relief (holographie). Ce laser est également utilisable sur les chantiers pour effectuer des alignements.
 Prix public sans précédent 1912 F
 Port 20 F
 Contre-remboursement 1942 F
 Garantie : 18 mois. Vie du tube Laser : plus de 10.000 heures.

ANIMATION LUMINEUSE

(voir les numéros 1363 pages 50 et 51, et 1364 page 203).

MC 1	Modulateur monocanal	78 F
MC 2	Modulateur 3 canaux	189 F
CC 1	Clignoteur électronique	100 F
CC 2	Clignoteur 2 battements	140 F
CC 4	Clignoteur 4 voies s'allumant successivement	246 F
GC 1	Gradateur 1200 W	71 F

Ces ensembles sont livrés câblés et réglés. Montant du Port : 5 F - Pour envoi contre-remboursement, ajouter 10 F.



STROBOSCOPE ELECTRONIQUE

SC 1	Stroboscope électronique, matériel professionnel. Cet appareil permet d'obtenir des effets surprenants, mouvements saccadés et ralentis - Puissance de l'éclair : 30.000 W instantané en 1/20.000e de seconde - Vitesse de battements réglable - Livré câblé et réglé.	
	Prix sans coffret	380 F
	Port	5 F
	Contre-remboursement	390 F
	Coffret gainé bois	50 F

Les timbres ne sont acceptés que jusqu'à 20 F. Les mandats ne sont pas acceptés.

kit light

14, rue de Douai
Paris 8e
Tél. : 744.73.21

Métro Pigalle

Voir publicité COMEL pages 20 et 29

AUDITORIUM 2 OUVERT EN AOÛT

1 AMPLI VOXSON 2 x 35 W RMS
 2 ENCEINTES « Michigan » à 2 voies
 1 PLATINE Lenco B55 complète avec tête magnétique

DÉMONSTRATION
DU
MATÉRIEL

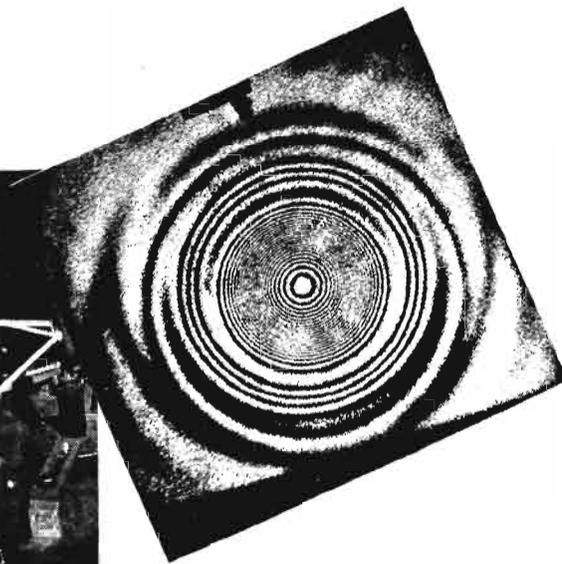
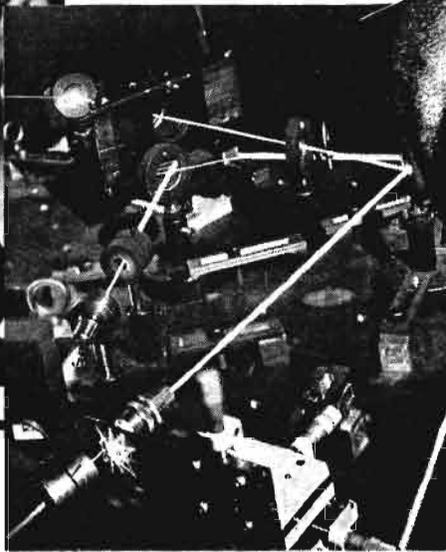
SCOTT

PRIX PROMOTION VACANCES 1995 F

MAGNETIC-FRANCE

175, rue du Temple
PARIS-3^e

Téléphone : 272-99-92



LES

LASERS

B.A. BA EN LASERS

QU'EST-CE QUE LA LUMIERE

LES physiciens grecs croyaient que la lumière était émise par l'œil et que les objets étaient « scrutés » à l'aide de ces rayons lumineux, de la même manière que le bâton d'un aveuglé scrute les obstacles : cette conception a prévalu jusqu'à la fin du Moyen Age.

On sait aujourd'hui que la lumière est un transfert d'énergie, d'une source vers les objets. Sur la nature du transfert, deux théories totalement différentes, furent développées presque simultanément : la théorie corpusculaire de Newton, et la théorie ondulatoire de Huygens.

ONDES CONTRE PARTICULES

Isaac Newton, en 1704, décrivait la lumière comme un faisceau de particules microscopiques : l'une des raisons qui justifiaient son argument est le fait que la lumière se propage en ligne droite. Néanmoins, il reconnaissait alors, pour expliquer certains phénomènes optiques, la nécessité d'associer à ces caractéristiques matérielles des caractéristiques appartenant aux ondes.

La théorie de Newton exigeait que la vitesse de la lumière soit plus forte dans les substances solides et liquides que dans l'air, ce qui s'est avéré faux, environ 150 ans plus tard, lorsqu'on sut mesurer directement ces vitesses. Cependant, l'autorité de Newton était telle que personne ne put, alors, mettre en doute ses écrits.

La nature électromagnétique de la lumière a, depuis, été confirmée de différentes façons : nous ne mentionnerons que le déplacement des roues spectrales par effet Zeemann, ou effet Stark, la rotation du plan de polarisation par effet Faraday, et la double réfraction électrique connue sous le nom de phénomène de Kerr.

A la même époque, Christiaan Huygens publiait son « Traité de la lumière » : la lumière ne doit pas être regardée comme un mouvement de petites particules, mais comme une propagation d'ondes, analogue à la propagation des ondes sonores dans les gaz et les liquides. Or, la lumière se propage dans le vide, alors que les sons ne peuvent pas y être propagés : Huygens fut obligé de postuler l'existence d'un support spécial pour ses ondes : l'éther, qui devait être présent partout, dans le vide aussi bien qu'entre les particules de matière.

Aussi bien dans l'esprit d'Huygens que dans celui de Fresnel qui, au XIX^e siècle entraîna, par ses brillantes expériences, l'adhésion générale des scientifiques à la théorie ondulatoire de la lumière telle qu'elle avait été décrite par Huygens, la propagation de la lumière était une propagation d'énergie mécanique.

Une idée complètement différente fut développée par James Clerk Maxwell : celui-ci émit en 1867 l'hypothèse que la lumière était une onde électromagnétique. C'est de l'énergie électromagnétique et non mécanique que propage la lumière.

La lumière est maintenant considérée comme la propagation d'un vecteur électrique, associé à un vecteur magnétique.

DES PARTICULES, QUAND MEME...

La théorie particulaire de la lumière allait cependant reprendre de l'intérêt avec l'apparition de la théorie quantique.

Chaque gaz, liquide et solide est constitué de mailles microscopiques, plus ou moins ordonnées. Cette architecture microscopique est à base de molécules, reliées les unes aux autres par des forces intermoléculaires. Les molécules sont elles-mêmes constituées d'atomes, comprenant un noyau autour duquel gravitent les électrons. Chaque élément chimique (hélium, hydrogène, azote, plomb, etc.) ne contient qu'une seule espèce d'atome, et un élément diffère d'un autre élément par l'architecture de son atome « caractéristique ».

Par exemple, l'atome d'hydrogène possède un seul électron, et celui d'hélium en possède deux ; le carbone dispose de 6 électrons autour de son noyau, le fer en a 10, l'aluminium 13 et l'uranium... 92 !

La masse au repos d'un électron est égale à $9,1083 \times 10^{-31}$ kg ; sa charge électrique est égale à $1,6021 \times 10^{-19}$ Coulomb.

Le physicien Niels Henrik David Bohr émit, voici environ 60 ans, une hypothèse révolutionnaire en physique : les électrons qui tournent autour du noyau comme les

planètes autour du soleil, forment une architecture pour laquelle les lois de la physique classique ne peuvent pas être appliquées. En effet, si l'analogie avec le système solaire était justifiée et si, donc, les particules de l'atome décrivaient des orbites comme les planètes, en tenant compte de l'accélération qui résulte de ce mouvement influencé par les forces électrostatiques, il devrait y avoir émission de rayonnement électromagnétique ; l'énergie cinétique des électrons décroîtrait donc constamment, et ceux-ci tomberaient sur le noyau : l'atome serait instable, et il émettrait sans cesse un rayonnement, dont la fréquence devrait changer constamment, selon la seconde loi de Kepler.

Tout ceci est absolument faux : l'atome est très stable dans les conditions normales et ses dimensions sont constantes.

Bohr émit donc l'hypothèse qu'un système atomique possède une série discrète d'états énergétiques : les états stationnaires. Chacun de ces états est, selon Bohr, extrêmement stable. Le passage de l'un de ses états à un autre état stationnaire s'accompagne d'émission ou d'absorption de rayonnement électromagnétique : absorption d'énergie électromagnétique si le second état est plus énergétique que le premier ; émission d'énergie électromagnétique si ce second état est moins énergétique que le premier.

La fréquence F de ce rayonnement est liée au saut d'énergie

$E_2 - E_1$ entre les deux états par une relation simple :

$$E_2 - E_1 = h \cdot f$$

La constante de proportionnalité entre fréquence et saut d'énergie est une constante universelle dite constante de Planck. Elle a pour valeur :

$$h = 6,6252 \times 10^{-34} \text{ joule/seconde}$$

Bohr précise en outre que le saut $E_2 - E_1$ ne peut prendre que certaines valeurs parfaitement définies : une seule suite discrète de fréquences peut être émise ou absorbée par un système atomique donné.

FRANCK ET HERTZ VERIFIENT LE POSTULAT DE BOHR

Le postulat des états stationnaires fut vérifié expérimentalement par Hertz et Franck qui utilisèrent un montage analogue à celui de la figure 1. Une enceinte contient de la vapeur de mercure à très faible pression ; une cathode K émet, dans cette enceinte, des électrons, qui se dirigent vers une anode A. L'anode a la forme d'une boîte cylindrique percée d'un trou sur une face, et dont la surface est grillagée ; elle est entourée d'un anneau cylindrique B.

L'application d'une différence de potentiel V entre A et K oblige les électrons à pénétrer dans l'électrode A. Si V est inférieur à 4,66 V, les collisions entre électrons et atomes de mercure sont élastiques ; comme la masse de l'atome de mercure est beaucoup plus forte que celle d'un électron, tout se passe comme lorsqu'une balle de caoutchouc rebondit sur le sol : la collision entre un atome et un électron a donc pour conséquence de dévier simplement la trajectoire de l'électron, quasiment sans échange d'énergie. Les électrons, finalement, terminent leur trajectoire sur l'anode, ou traversent le grillage formé par la surface de l'anode pour tomber sur l'électrode annulaire B. Un galvanomètre G permet de mesurer le courant qui passe par B.

Si la tension V est supérieure à 4,66 V, l'énergie cinétique des électrons est suffisamment forte pour rendre les collisions inélastiques : c'est la balle de fusil qui vient s'écraser contre la cible, et la cible s'échauffe lors de l'impact. Ici, une partie de l'énergie des électrons est transférée aux atomes de mercure, en les excitant.

Dans la terminologie des états stationnaires, on dit qu'une tension V inférieure à 4,66 V laisse le mercure à son niveau énergétique le plus bas : c'est l'état fondamental. Si V est supérieur à 4,66 V, les atomes de mercure peuvent être portés à l'état stationnaire de niveau énergétique supérieur à l'état fondamental : c'est le premier état excité.

Un accroissement ultérieur de la tension fait apparaître de nouveaux

types de collisions. Pour le mercure, les nouveaux états excités se trouvent à 4,86 V, 5,45 V, puis 6,69 V...

Ces divers états excités sont représentés (Fig. 2) dans un diagramme « des niveaux d'énergie », par des lignes horizontales dont la distance verticale à la ligne de l'état fondamental est proportionnelle à l'énergie de chaque état. Cette énergie s'exprime en « électron-volt » (abrégé : eV) : 1 eV est l'énergie d'un électron traversant la barrière de potentiel correspondante. Son équivalence avec l'unité légale est :

$$1 \text{ électron-volt} = 1,6021 \times 10^{-19} \text{ J}$$

Chaque atome a un diagramme des niveaux d'énergie qui lui est propre.

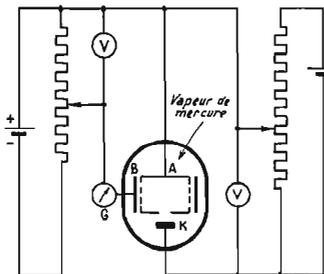


Fig. 1

Dans un diagramme d'énergie, la transition d'un état stationnaire à un autre état stationnaire est représentée au moyen de flèches. L'écart entre deux niveaux d'énergie est proportionnelle à la fréquence du signal électromagnétique absorbé et émis par l'atome : si par exemple le passage du niveau fondamental au premier état excité (4,66 eV) pouvait être obtenu par absorption d'une radiation de fréquence f, l'écart d'énergie entre les deux niveaux :

$$4,66 \times 1,6021 \times 10^{-19} \text{ (Joule)}$$

serait égal au produit de cette fréquence f par la constante de Planck :

$$h = 6,6252 \times 10^{-34} \text{ (Joule/seconde)}$$

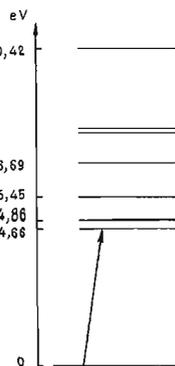


Fig. 2

D'où l'expression de la fréquence :

$$f = \frac{4,66 \times 1,6021 \times 10^{-19}}{6,6252 \times 10^{-34}}$$

ce qui donne finalement :

$$f = 1,125 \times 10^{15} \text{ Hz}$$

Cette radiation aurait une longueur d'onde égale à 0,2660 microns environ. On se trouve ici dans l'ultraviolet.

Signalons immédiatement que l'exemple précédent est fictif et ne sert que d'application numérique : en effet, si, dans l'émission, les transitions peuvent se produire entre les états excités et l'état fondamental (mais aussi entre deux états excités), dans l'absorption, les transitions entre l'état fondamental et les états excités n'existent pas, en général : en effet, dans les conditions normales, la plupart des atomes sont dans leur état fondamental. Il existe certaines règles de sélection qui éliminent certaines transitions.

LES PHOTONS : DES QUANTA DE LUMIERE

Tout ceci nous autorise cependant à retirer énergie et fréquence de rayonnement : certains rayonnements seront capables de porter un atome d'un élément chimique d'un état stationnaire « bas » à un état stationnaire « haut » ; si $E_2 - E_1$ représente l'écart énergétique entre ces deux niveaux, on appliquera un rayonnement de fréquence $f = (E_2 - E_1)/h$ où h est la constante de Planck. La longueur d'onde de ce rayonnement sera alors donnée par des formules classiques.

$$\text{Longueur d'onde} = 3 \times 10^8 / f$$

Si par contre l'atome descend d'un niveau « haut » E_2 à un niveau « bas » E_1 , il émettra un rayonnement de fréquence f telle que $f = (E_2 - E_1)/h$; sa longueur d'onde sera exprimée par la formule classique précédente.

Comme les niveaux d'énergie sont discrets, les fréquences de rayonnement associées à chaque transition seront en nombre fini ; il en va de même des « quanta » d'énergie hf. Ces quanta seront appelés : des photons.

Il y a donc, dans la lumière, deux aspects complémentaires : un aspect corpusculaire, qui se manifeste par les photons, particules sans masse, se déplaçant à 300 000 km/s, et que l'on introduit pour véhiculer de l'énergie ; d'autre part, il y a aussi un aspect ondulatoire qui joue un rôle essentiel dès que l'on s'intéresse à la propagation de la lumière.

Ces deux aspects de la lumière sont indissociables pour le physicien désireux décrire complètement les phénomènes lumineux.

Le double caractère des rayonnements électromagnétiques se retrouve dans les propriétés de la matière. Louis de Broglie fut le premier à proposer une hypothèse analogue pour les électrons et les autres particules, en associant un phénomène ondulatoire au mouvement des particules. L'hypothèse de De Broglie s'est trouvée confirmée par les expériences.

Le double aspect corpusculaire et ondulatoire a obligé le physicien à abandonner ses habitudes classiques : la présence d'ondes lui donne seulement le moyen d'estimer la probabilité de trouver en un point de l'espace un quantum de lumière, mais ne lui permet pas de connaître la position exacte, en un instant donné, de ce quantum. Le physicien ne dispose pas de moyen d'observation du quantum, ce qui nécessite de parler de probabilité de présence de quantum.

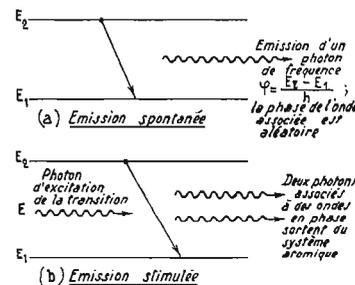


Fig. 3

En d'autres termes, le quantum transporte l'énergie dans le milieu microscopique ; l'onde associée signale, au milieu macroscopique, la présence d'un quantum de lumière.

L'EMISSION DES PHOTONS PEUT ETRE STIMULEE

En 1917, Albert Einstein, alors professeur à l'université de Berlin introduisit une idée nouvelle : l'émission stimulée.

Considérons N atomes possédant deux états stationnaires, dont les niveaux d'énergie sont E_1 et E_2 . Supposons que ces atomes soient placés dans un récipient, contenant également des photons, d'énergie $E_2 - E_1$; ce quantum d'énergie est associé à une onde de fréquence :

$$f = \frac{E_2 - E_1}{h}$$

où h est la constante de Planck.

La présence des photons permet la transition des atomes entre les deux états stationnaires :

- L'absorption de photons augmentera le nombre d'atomes placés dans l'état stationnaire d'énergie supérieure : on dit que la « population » de cet état augmente.

- Si la population de l'état stationnaire d'énergie supérieure décroît, donc s'il y a des transitions de l'état supérieur à l'état inférieur, on aura alors affaire à une émission d'une onde de fréquence $f = \frac{E_2 - E_1}{h}$

Deux cas peuvent se présenter pour l'émission :

● L'atome se trouve en un instant donné, au niveau supérieur : il redescend automatiquement au niveau inférieur, sans qu'aucune action extérieure vienne le « pousser » à descendre. C'est, en somme, l'équivalent d'une bascule monostable. L'émission de photons pendant la transition est dite spontanée.

● L'atome est au niveau supérieur d'énergie, il ne redescend pas automatiquement. Il faut le « pousser » à descendre, en lui envoyant un quantum d'énergie, un photon.

Le physicien français A. Kastler a imaginé un procédé de « pompage optique » qui est universellement utilisé actuellement par les constructeurs de lasers. Le pompage optique peut avoir lieu par décharge électrique sous basse pression dans un gaz : tel est le cas du laser à mélange d'hélium et de néon ; une décharge HF sur 27 MHz sert au pompage. Les électrons, accélérés par la décharge excitent les atomes d'hélium et les portent dans un état stationnaire situé à 19,81 électron-volts au-dessus de l'état fondamental.

Or, le niveau supérieur du néon est situé à 0,04 électron-volt du

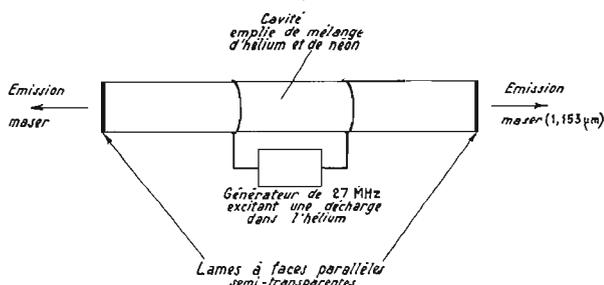


Fig. 4

Frappé par un photon, l'atome chute au niveau inférieur en émettant un autre photon. C'est, ici, l'équivalent de la bascule bistable, qui ne passe d'un état à l'autre que si on lui envoie un signal d'excitation. L'émission est stimulée.

Dans ce dernier cas, le photon exciteur a permis la libération d'un photon par transition de l'état supérieur vers l'état inférieur. Il y a eu « multiplication » de photons, donc « amplification par émission stimulée de radiation » : en anglais, cette expression se traduira par :

« Amplification by Stimulated Emission of Radiation ».

C'est le phénomène A.S.E.R.

Si le rayonnement est visible, on aura réalisé un Laser (L pour : Light, soit lumière). Sinon, ce sera un Maser (M pour microwave, soit micro-ondes).

IL FAUT POMPER LE NIVEAU BAS

Un problème se pose immédiatement : l'émission stimulée va favoriser les transitions du niveau haut au niveau bas ; le niveau haut va donc se dépeupler au profit du niveau bas, et si l'on ne modifie rien dans le système atomique, le Laser ne pourra pas fonctionner.

Il faut donc « pomper » des atomes situés dans le niveau énergétique bas pour les amener dans le niveau énergétique haut.

niveau excité de l'hélium : il y a alors transfert d'énergie au cours des chocs entre les atomes d'hélium et de néon ; l'atome d'hélium redescend à l'état fondamental, tandis que le néon monte à son niveau excité (19,77 électron-volts).

On peuple de la sorte les niveaux supérieurs du néon par l'intermédiaire d'un autre atome.

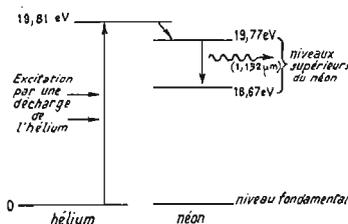


Fig. 5

Dès que ces niveaux sont suffisamment peuplés, l'effet laser se manifeste par transition de l'atome de néon entre le niveau 19,77 électron-volts et les niveaux intermédiaires entre le niveau supérieur et le niveau fondamental. Par exemple, la transition avec le niveau 19,02 électron-volts donne une émission maser dont la longueur d'onde est 1,153 micron.

En utilisant d'autres niveaux de l'hélium pour le pompage, on excite d'autres niveaux du néon, donnant lieu à des émissions dans le rouge (longueur d'onde : 0,6328 micron) et dans l'infrarouge lointain (3,39 microns).

Marc Ferretti.

LISEZ

SYSTEME D
LA REVUE DES BRICOLEURS

Le plus fort tirage
de la presse spécialisée

DANS LE NUMÉRO D'AOUT :

- AGENCEMENT D'UNE SALLE DE SÉJOUR.
- TROIS SOLUTIONS POUR UN PARAVENT.
- LE PLAN D'UN BUREAU D'ENFANT.
- COMMENT AMÉLIORER LA SUSPENSION DE VOTRE 2 CV.
- LA DÉTECTION ET LA DESTRUCTION DES TERMITES.

... Et 40 autres articles sur tous les sujets.



2,50 F

Mensuel - En vente partout



Le numéro d'août est en vente chez votre marchand de journaux

Si vous ne pouvez vous le procurer, envoyez-nous le bon ci-dessous accompagné de 2,50 F en timbres.

Je joins **2,50 F** en timbres à :

SYSTÈME « D » (AH-SAP)
43, rue de Dunkerque - PARIS (10^e)
Pour recevoir SYSTÈME « D » d'août

NOM PRÉNOM

ADRESSE

RÉALISATION D'UN INTERPHONE EN KIT

L'INTERPHONE, cet objet de la vie courante que chacun connaît, devenu parfois indispensable, est très largement diffusé sur le marché de l'électronique. Il en existe de très perfectionnés, de très simples, de beaux, de chers, d'économiques. Bref, il semble que tout existe déjà dans ce domaine, et nous ne prétendons pas révolutionner la technique de l'interphone avec la réalisation décrite ci-dessous.

Mais le problème proposé, présente des caractéristiques qui sont en même temps des avantages : tout d'abord, une économie record, puis, la possibilité d'étendre sans limite les dimensions de l'installation, enfin, une simplicité de montage telle que tous, même débutants seront assurés d'un succès.

Malgré sa grande simplicité, cet interphone est très correctement conçu, et fonctionnera à la perfection une fois terminé. Il remplira son rôle d'instrument de communication sans que l'utilisateur ne subisse les inconvénients souvent rencontrés sur les montages commerciaux très économiques, dus dans la plupart des cas à de trop grandes économies à la construction.

Le kit comprend un poste principal et un poste secondaire. Il est cependant possible de placer autant de postes secondaires qu'on le désire.

DESCRIPTION TECHNIQUE

L'ensemble complet se résume par le croquis de la figure 1 sur laquelle nous voyons, en A, l'ins-

tallation avec un poste principal, et un seul secondaire. En B, nous voyons l'installation avec plusieurs postes secondaires, dans laquelle il convient, en outre, d'ajouter un sélecteur.

L'essentiel du circuit électronique se trouve concentré dans le poste principal.

Nous voyons en figure 2 le schéma de principe de ce poste principal, alors que la figure 3 nous

de tension. La base de TR₁ est reliée à la ligne négative par l'intermédiaire d'un condensateur de 10 μF/12 V et à la ligne positive par une résistance de 1 MΩ. Le signal issu de la source est appliqué à l'émetteur tandis que la charge de collecteur est constituée par une 10 kΩ.

Les signaux issus de ce collecteur sont appliqués à la base du transistor TR₂, lequel est monté en émetteur commun, avec une 820 kΩ en polarisation de base, et une 100 Ω, en résistance de collecteur. Le transistor N.P.N. est directement relié au P.N.P. « TR₃ », et le haut-parleur « diffuseur », directement relié au collecteur de ce dernier transistor. La puissance sonore appliquée au haut-parleur est de 200 mW environ, ce qui est raisonnable pour

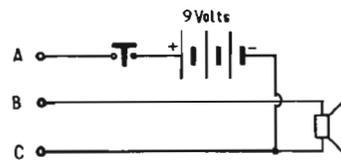


Fig. 3 : Schéma de principe du poste secondaire.

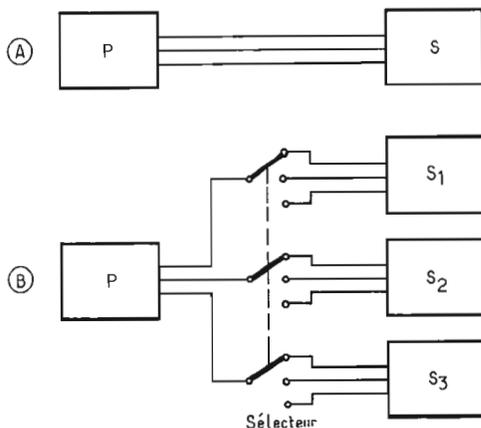


Fig. 1 : L'interphone en kit peut recevoir un ou plusieurs postes secondaires. Vue synoptique.

Fig. 2 : Schéma de principe du poste principal.

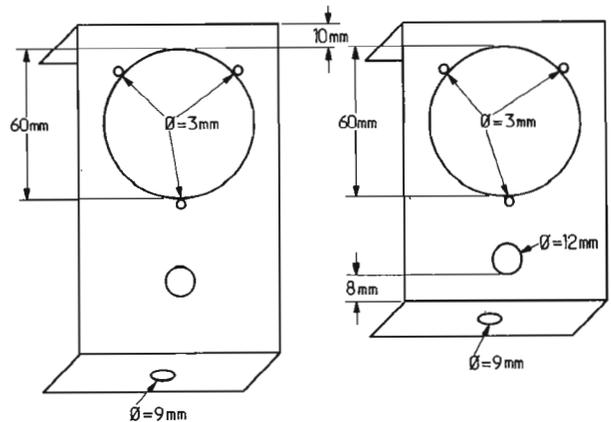
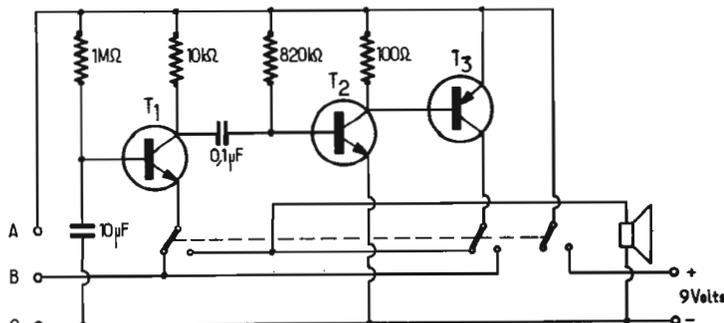


Fig. 4 : Plan de câblage de l'interphone.

montre le schéma du poste secondaire. La liaison entre ces deux postes sera effectuée avec un câble à trois conducteurs repérés.

une écoute confortable, et une usure modeste des piles, puisque tel est le moyen d'alimentation choisi.

FONCTIONNEMENT

Comme dans toutes les installations d'interphones, ce sont les haut-parleurs qui servent à la fois comme microphones et diffuseurs. Grâce au jeu des inverseurs, les deux haut-parleurs se trouvent tantôt à l'entrée, tantôt à la sortie d'un amplificateur à trois transistors.

Le premier transistor (TR₁) est monté en « base commune », dispositif dont les caractéristiques principales sont : une basse impédance d'entrée, une haute impédance de sortie, et un gain élevé

D'après les croquis, et compte tenu du principe général de fonctionnement ci-dessus exposé, on comprend aisément le rôle des inverseurs.

MATERIEL UTILISE

Les haut-parleurs, pour pouvoir répondre aux caractéristiques de l'amplificateur, ont une impédance relativement élevée (30 Ω environ). Ils sont de très petite taille : leur diamètre ne dépasse pas 6 cm. Les transistors sont de deux types : TR₁ et TR₂ sont des N.P.N. au silicium sous boîtiers plastiques, alors que TR₃ est un P.N.P. au

L'inverseur a trois positions : un dispositif à galette, (rotatif). On pourrait, bien entendu, le remplacer par un poussoir.

Dans le poste secondaire c'est un poussoir unipolaire qui est utilisé. Les piles sont de 9 V, type miniature, avec coupleur à pression.

CONSTRUCTION

Peu de problèmes se poseront aux constructeurs de ce kit. Tout d'abord, il faudra procéder à l'implantation des éléments dans le boîtier. Ce dernier devra être percé, puis décoré. Le circuit électronique se monte sur une minuscule plaquette de bakélite, placée sur la paroi verticale interne du boîtier de poste principal.

Le boîtier principal monté mesure 14 x 4 x 7 cm. Le poste secondaire est plus petit : 10 x 4 x 7 cm.

La mise en fonction se fera dès le montage terminé. Le fonctionnement doit être immédiat, si le circuit est correctement câblé. Les composants utilisés ne sont guère fragiles. On ne peut donc craindre de détérioration au cours du montage.

EXTENSION DE L'INSTALLATION

Nous avons montré déjà que plusieurs postes secondaires pouvaient être utilisés. Dans ce cas, il faut prévoir un petit tableau de commande, avec un sélecteur de poste. On pourra utiliser un contacteur rotatif à galette.

Il faudra dans tous les cas des galettes à trois circuits et le nombre de positions dépendant de l'installation.

UN VOLTAMPÈREMÈTRE/OHMMÈTRE DE POCHE

La dénomination même de cet appareil de mesure, dont nous faisons ci-dessous la description, nous indique déjà clairement à quel genre de travail il est destiné, et aussi à quel type d'utilisateur. Mais, cette dénomination nous amène aussi à quelques réflexions :

— Sur le plan des mesures électriques pures, (volts, ampères), un appareil de ce type doit avoir des caractéristiques plus intéressantes que celles d'un voltmètre inclus en contrôleur universel.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Nous allons voir quelles sont les mesures possibles, avec ces instruments, dans chacune des spécialités.

Voltmètre : Le « VAO » comporte deux gammes, l'une allant de 0 à 80 V, l'autre de 0 à 500 V, toutes les deux en continu et alternatif.

Ohmmètre : Une seule gamme est disponible dans cette catégorie.

diamètre (20/10) sont utilisés pour les liaisons, en raison des très grosses intensités pouvant être conduites dans le circuit. Ces intensités n'autorisent pas non plus de commutations, et tous les câbles sont donc isolés les uns des autres, les branchements se trouvant ainsi instantanés. La figure 2 nous montre ces prises pour fiches de mesure.

AUTRES CARACTERISTIQUES

L'appareil est inclus dans un boîtier en matière injectée grise

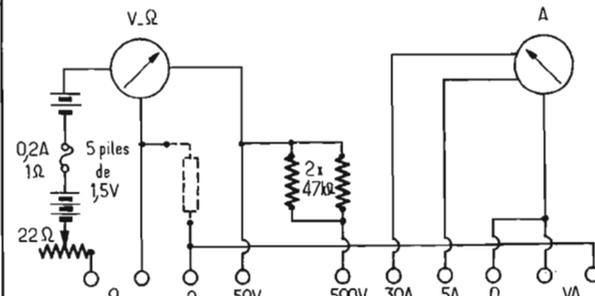


Fig. 1. - Schéma de principe du VAO

— Pour ce qui est du reste des autres mesures, se limiter aux résistances suppose une autre utilisation que celle d'un contrôleur pour radio.

Par conséquent, les caractéristiques des deux parties de cet appareil doivent être telles qu'il lui faut une conception particulière, et c'est bien le cas. On découvre en effet dans le coffret du « VAO » (puisque telle est sa référence) deux appareils du type ferromagnétique ; ils fonctionnent tous deux sur du continu ou de l'alternatif, en mesures instantanées.

rie, s'étendant de 0 à 500 Ω. Cela est d'ailleurs suffisant, puisqu'en électricité, il sera plus courant d'avoir à mesurer de petites valeurs ohmiques.

Ampèremètre : Deux calibres sont encore ici disponibles :

1° De 0 à 5 A ; 2° De 0 à 30 A. Dans les mesures d'intensités, les opérations peuvent aussi se faire en continu ou en alternatif.

Ceci étant dit pour les mesures directes, il faut encore ajouter qu'avec une pince transformateur, (« PT5 ») des mesures en alternatif peuvent être faites jusqu'à 500 A !

C'est donc bien un appareil destiné aux mesures électriques que nous avons devant nous.

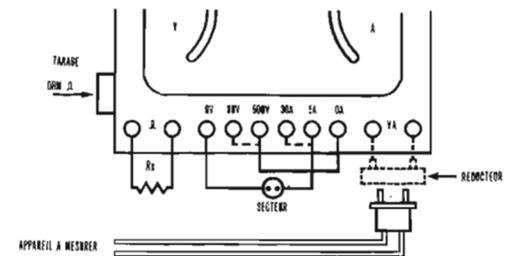


Fig. 2. - Le tableau de liaison du VAO.

incassable, de 161 x 115 x 52 mm. Il pèse 600 g. Les cadrans, avec échelles noires et rouges sur fond blanc, sont munis de miroirs anti-parallaxe.

Le « VAO » est livré complet avec :

— Un jeu de cordons de mesure utilisable dans les trois catégories, jusqu'à dix ampères maximum.

— Un jeu de cordons prévu pour les mesures jusqu'à 30 A et équipés de pinces « Muller » à un bout (grosses pinces crocodiles), et de fiches bananes à l'autre bout.

— Un jeu de cordons pour la « mesure automatique » (voir ci-dessous).

CONCEPTION TECHNIQUE

Le schéma de la figure 1 nous montre un ensemble assez simple. Deux galvanomètres sont utilisés, l'un en ampèremètre, l'autre en voltmètre. Peu de commentaires peuvent être faits sur un schéma aussi simple. Le potentiomètre de 22 Ω sert à l'ohmmètre, de même que les piles. On remarquera néanmoins la précaution prise par le constructeur de placer un fusible de protection dans ce circuit. Le potentiomètre de tarage est accessible à l'extérieur du boîtier.

La conception pratique sur le plan du câblage s'avère aussi simple que la conception théorique. Des conducteurs de très gros

UN PERFECTIONNEMENT SUPPLEMENTAIRE :

En effet, un perfectionnement supplémentaire permet de mesurer directement la consommation de n'importe quel appareil ménager de la façon suivante : on branche le « VAO » dans le secteur, et l'appareil à contrôler dans le « VAO ». La mesure se lit alors automatiquement.

Conclusion : Voici donc un appareil plus simple que ceux que nous décrivons habituellement, mais dont l'utilité n'est pas à démontrer, et c'est pourquoi nous l'avons présenté.

RADIO-CONTROLE

Voltampèremètre-Ohmmètre V.A.O.

type E.D.F.

Complet avec
cordons et pinces 117,00
FRANCO 122,00

MAGENTA ELECTRONIC

8-10, rue Lucien-Sampaix
PARIS-10°

Tél. : 607-74-02 et 206-56-13
Métro : J. Bonsergent
Ouvert du lundi au vendredi, de
9 h à 13 h et de 14 h à 20 h,
samedi de 9 h à 19 h
sans interruption
C.C.P. PARIS 19.668.41

INTERPHONE

en kit

ultra-économique

1 principal et autant de secondaires que l'on veut.

PRIX 100 F
(Port 9,50)

MAGENTA ELECTRONIC

8-10, rue Lucien-Sampaix
PARIS-10°

Tél. : 607-74-02 et 206-56-13
Métro : J. Bonsergent
Ouvert du lundi au vendredi, de
9 h à 13 h et de 14 h à 20 h,
samedi de 9 h à 19 h
sans interruption
C.C.P. PARIS 19.668.41

« LE COMPTE EST BON » AU NÉON

par G.J. NAAIJER

(suite, voir n° 1 364)

VERSION ÉCONOMIQUE DU « COMPTE EST BON » AVEC MINUTERIE

CEST le « compte est bon » à bon compte : 15 cellules élémentaires suffisent au lieu de 114. Seul inconvénient : un unique compteur sert plusieurs fois de suite et il faut donc noter les différents « jets » sur un papier. La figure 9 montre le schéma complet. Ici les néons ont été numérotés dans le désordre. La procédure du jeu : d'abord mettre l'inverseur S_M (« Mode ») dans la position « opérandes » et appuyer 6 fois de suite sur l'interrupteur S_{ro} en notant après chaque opération le nombre obtenu (1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 25, 50, 75 ou 100); ensuite, dans le mode « résultat » appuyer 3 fois de suite sur S_{ro} en notant de nouveau après chaque opération, le nombre obtenu (0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, ou 9). Enfin démarrer la minuterie avec l'interrupteur S_i .

Si l'on n'admet pas un résultat en dessous de 100 et si les centaines donnent un 0, on peut relancer le dé, jusqu'à obtention d'un chiffre différent de 0 (la probabilité de tomber sur un 0 est seulement de 1 sur 10). Il est à noter cependant qu'un résultat inférieur à 100 est, en général, aussi difficile (ou facile) à obtenir qu'un résultat supérieur à 99. Comme « preuve », un jeu récemment joué à la télévision :

« Résultat » : 744 ; « opérandes » : 25, 75, 6, 10, 9 et 7 ; une solution : $744 = 10 \times 75 - 6$. Si l'on avait demandé comme résultat : 044, une solution aurait été : $044 = 25 + 10 + 9$, et dans le cas extrême de 000 au lieu de 744, une solution aurait été : $000 = 6 \times 25/75 + 7 - 9$.

Cet exemple nous amène même à proposer une version un peu différente du jeu qui en simplifie le côté matériel sans pour autant affecter d'une manière sensible l'effort intellectuel demandé aux joueurs. Dans cette nouvelle formule seules les opérandes varient d'un jeu à l'autre, le résultat à trouver demeurant toujours 000. Le compteur possède donc 14 néons et il n'y a plus de commutation à faire. Le gain matériel dans le schéma de la figure 9 n'est que d'un inverseur et d'une cellule élémentaire mais dans la figure 7 devient appréciable : 3 interrupteurs et 30 (ou 29) cellules élémentaires. Bien sûr, au bout d'un certain laps de temps on peut éventuellement convenir d'un autre résultat à obtenir à nouveau pendant plusieurs jeux. Mais ceci n'était qu'une parenthèse ; revenons à notre sujet.

Comment ce simple inverseur S_{ro} réalise-t-il la conversion de compteur entre les modes « opé-

randes » et « résultat » ? En examinant la figure 9 on voit que dans le mode « résultat » le tube N_0 est branché, le tube N_{100} par contre hors-circuit ; après N_9 et N_1 , c'est donc N_0 qui s'allume et ensuite N_7 , etc. On remarquera que R_7 est commun à N_7 et N_{75} , mais puisque dans le mode « résultat » N_{75} ne peut pas s'allumer par l'action du comptage ceci n'est pas un inconvénient (les anodes de N_7 et N_{75} sont reliées comme un « OU câblé »). Lors de la mise sous tension du système, cependant, il se peut qu'un des néons N_{25} , N_{50} , N_{10} ou N_{75} s'allume ; dans ce cas dès le premier comptage, l'extinction de N_{75} allumera N_7 et le cycle normal se rétablira automatiquement.

De la même façon, dans le mode « opérandes » c'est N_{100} qui est en circuit et N_0 hors circuit. L'extinction de N_1 provoquera donc maintenant l'amorçage de N_{100} et l'extinction de N_{75} entraînera l'amorçage de N_7 . La séquence désirée est ainsi obtenue et même à la mise sous tension on ne peut pas, ici, tomber en dehors de cette séquence.

Enfin, la puissance dissipée de ce dispositif est de 1 à 3 W selon le type de néon employé en ce qui

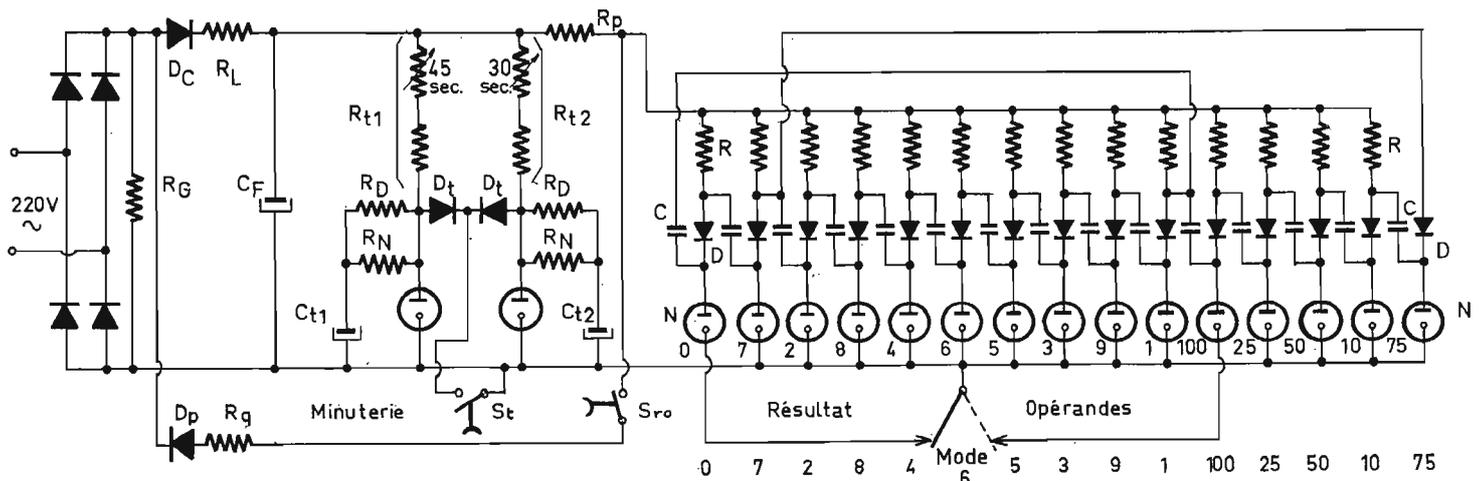
concerne le compteur, et de 2 à 6 W pour R_G .

L'aspect optique

Il convient de confectionner une grille avec quelques lames opaques de 10 à 20 mm de haut entrecroisées perpendiculairement formant des cases dans lesquelles viennent se loger les néons. Si ces lames sont métalliques il est à conseiller de les réunir électriquement entre elles et de relier électriquement le tout au point commun des cathodes des néons ; ceci évite des couplages capacitifs non désirés qui, autrement, bien qu'étant très faibles, pourraient provoquer des ennuis à cause des impédances très élevées rencontrées aux anodes des néons. Afin qu'une telle grille métallique ne risque pas de causer des courts-circuits, il est à recommander de couvrir le côté qui est le plus proche des composants de Scotch noir isolant. Il faut cependant prévoir le plus de surface réfléchissante possible.

Sur le grillage, on pose d'abord un papier calque afin d'obtenir une lumière diffuse qui illumine les cases rectangulaires d'une façon plus homogène. Une feuille mince de Plexiglas transparent, finale-

Fig. 9. — « Le compte est bon », en version économique avec minuterie. Les néons sont ici numérotés dans le désordre.



ment, couvrira l'ensemble et servira de protection mécanique et électrique.

Deux façons d'affichage sont à considérer : les chiffres en noir sur un fond lumineux ou un fond noir dans lequel sont découpés les chiffres qui laissent apparaître la lumière.

L'alimentation et les impulsions de comptage

Dans ce qui précède nous avons indiqué seulement une façon d'obtenir le 300 V = et les impulsions négatives de comptage. Un éventail de possibilités est cependant à considérer comme le montre la figure 10 ; nous en donnerons les principaux avantages et désavantages sur le plan de la fréquence et la forme des impulsions, du nombre des diodes, du $V_{inv-max}$ des diodes et de la nécessité d'un transformateur secteur ou non.

Pour tous ces montages les observations suivantes sont valables. Les « selfs » représentées sont en réalité les secondaires de transformateurs secteurs et chaque enroulement donne 220 V, 50 Hz. Les redresseurs en noir doivent avoir un $V_{inv-max} \geq 600$ V, les diodes de sortie (D_p) un $V_{inv-max} \geq 200$ V et les autres diodes un $V_{inv-max} \geq 300$ V. La sortie de gauche fournit le 300 V filtré, celle de droite les impulsions négatives de comptage. Les formes d'ondes indiquent la tension momentanée la plus positive de V_p en fonction du temps quand on effectue l'action de comptage R_G étant supposé très faible devant R_p .

Les montages A, B et C (redressement simple alternance) finalement font appel à des ponts redresseurs (Graetz) et aucune diode avec un $V_{inv-max} \geq 600$ V est nécessaire. Branchement direct sur le secteur sans transformateur, ont le désavantage, d'une part, de générer des impulsions de comptage de 50 Hz seulement et d'autre part, de nécessiter des capacités de filtrage deux fois plus fortes que dans les autres cas. En outre, des diodes avec un $V_{inv-max} \geq 600$ V sont nécessaires dans les montages A et B.

Les montages D, E et F (redressement double alternance) fournissent des impulsions de comptage de 100 Hz, mais il ne peuvent pas être branchés directement sur le secteur puisque nécessitant 2×220 V en opposition de phase, ce qui est obtenu avec un transformateur à deux enroulements secondaires. En outre, des diodes avec un $V_{inv-max} \geq 600$ V sont nécessaires dans les montages D et E. Par ailleurs, le montage D ne fournit 100 Hz qu'avec le circuit indiqué en pointillés et dans ce cas ces impulsions ont un niveau constamment négatif, ce qui donne un fonctionnement en

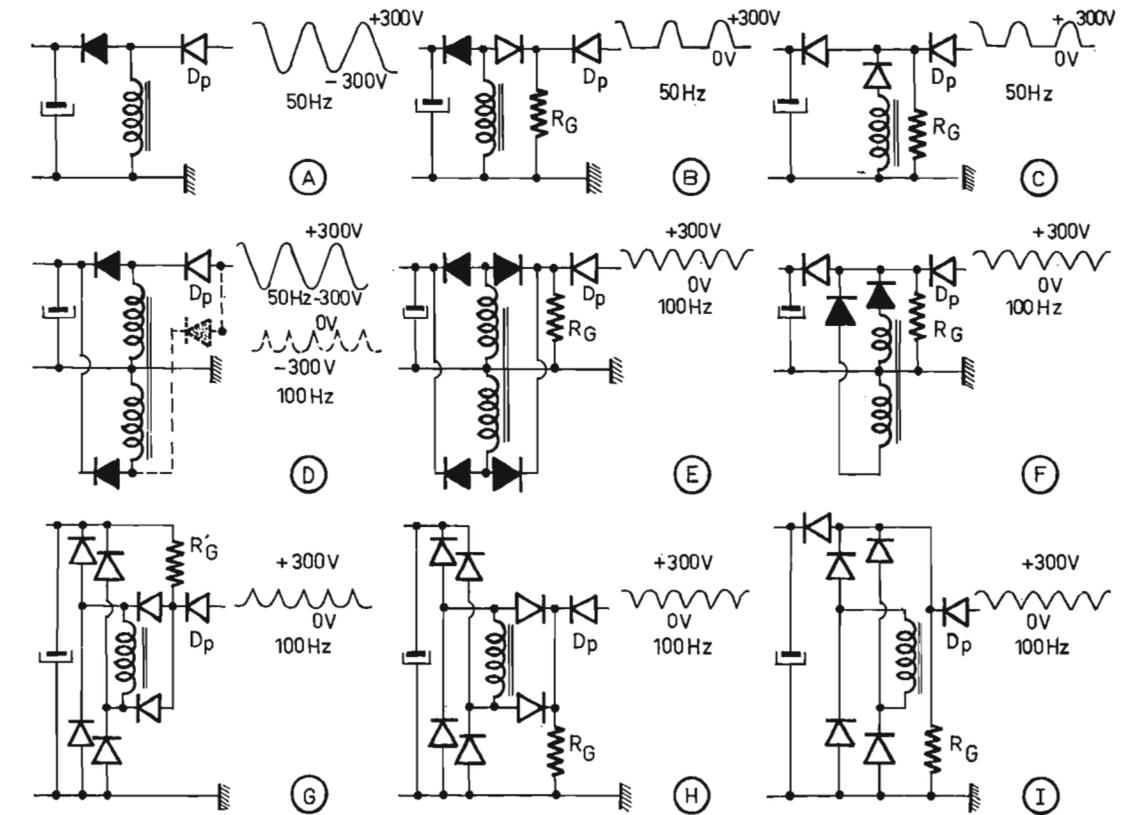


Fig. 10. — Comparaison de quelques circuits fournissant d'une part le 300 V filtré (sortie de gauche) et d'autre part les impulsions de comptage (sortie de droite). La source de 220 V, 50 Hz est figurée par une « self » (secondaire d'un transformateur secteur), mais dans 6 des 9 cas, le circuit peut être branché directement sur le secteur sans transformateur. Les diodes entièrement en noir doivent avoir un $V_{inv-max} \geq 600$ V, les diodes D_p un $V_{inv-max} \geq 200$ V et les autres redresseurs un $V_{inv-max} \geq 300$ V.

comptage moins sûr, même quand on proportionne bien les valeurs des résistances ; de plus, il faut 4 diodes avec un $V_{inv-max} \geq 600$ V au lieu de 2.

Les montages G, H et I (redressement double alternance) finalement font appel à des ponts redresseurs (Graetz) et aucune diode avec un $V_{inv-max} \geq 600$ V est nécessaire. Branchement direct sur le secteur sans transformateur est possible. G ne nécessite pas de résistance de rappel R_G à la masse, ce qui est **avantageux en ce qui concerne la consommation** (ceci est valable aussi pour A et D) ; mais il faut une résistance de rappel vers le + 300 V et les impulsions de comptage sont très larges vers le bas et très courtes vers le haut, ce qui peut provoquer d'éventuels ennuis avec des néons qui ont un temps d'ionisation relativement long. Dans H deux des diodes à 300 $V_{inv-max}$ peuvent être petites car elles ne fournissent pas de courant de pointe. Dans I les 5 diodes à 300 $V_{inv-max}$ sont du même type ; on gagne 1 diode par rapport à H.

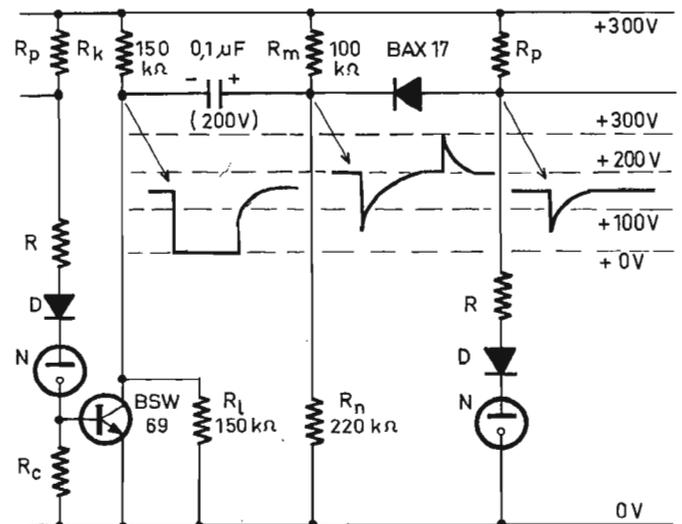
Il paraît donc que les montages qui conviennent le mieux sont H et I. Le nombre de diodes semble élevé mais heureusement les quatre diodes en pont sont généralement logées dans un seul boîtier.

Autres applications

Pour clore cet exposé sur les avantages d'un emploi rationnel des diodes au néon, nous indiquons très brièvement encore quelques applications.

La variante du jeu « Le compte est bon », que nous avons proposé plus haut, mérite d'être prise en considération. Dans cette formule la combinaison de tout ou partie des opérands doit aboutir à un nombre le plus proche du résultat

Fig. 11. — Exemple typique d'un circuit transistorisé permettant de connecter deux compteurs en cascade.



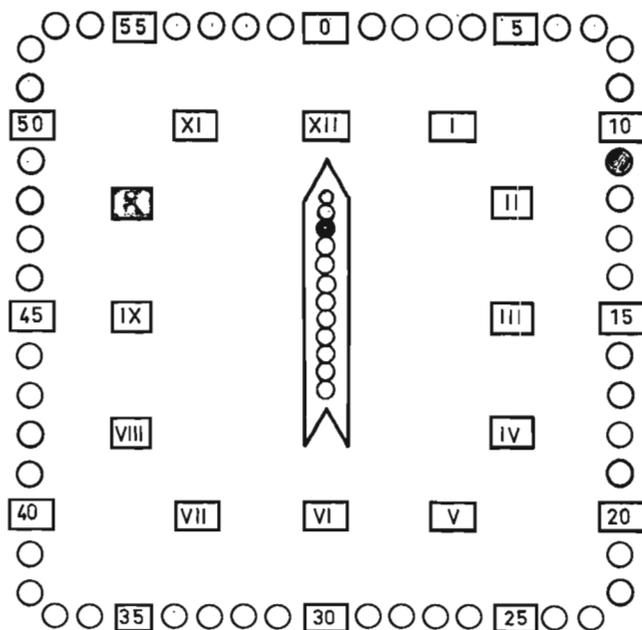


Fig. 12. — Exemple d'un tableau d'affichage pour une horloge électronique : à l'extérieur les minutes, ensuite les heures et au milieu les unités de 5 secondes. L'heure indiquée est donc : 10^h 11' 45''.

signification qui lui convient le mieux, comme au jeu de « Scrabble ». Evidemment, le prix de telles sophistications représente une augmentation du nombre de cellules élémentaires au néon.

Cet ensemble est bien sûr, complété par la minuterie déjà décrite. Pour jouer on procède de la même façon que pour « Le compte est bon ».

que l'on s'est fixé. Ou bien ce résultat sera toujours 000, ou bien à tour de rôle chaque joueur proposera un résultat de son choix qui sera maintenu pendant plusieurs jeux consécutifs. Seules les opérands varient d'un jeu à l'autre et nécessitent donc 1 ou 6 compteurs.

Un montage qui vient ensuite à l'esprit est évidemment celui pour « Le mot le plus long », faisant partie de la même rubrique télévisée. Le circuit le plus élaboré, suivant la même conception que celle de la figure 7 comporterait $8 \times 26 = 208$ cellules élémentaires pour un jeu avec 8 lettres. Il est donc préférable d'adopter la version économique, c'est-à-dire de prévoir 26 cellules élémentaires seulement : 6 pour les voyelles et 20 pour les consonnes formant deux compteurs chacun avec son interrupteur de comptage.

Eventuellement, si on le désire, on peut sophistiquer ce dispositif compte tenu de la fréquence d'utilisation des lettres. Ainsi on peut par exemple attribuer une seule cellule élémentaire au « Y » et deux aux autres voyelles ; de même on attribuera une seule cellule élémentaire, par exemple aux « K » et « W » et davantage aux autres consonnes (2 ou même 3 pour certaines lettres). On peut même introduire un « Blanc » auquel chaque joueur donnera la

Une roulette est obtenue en étendant le montage figure 3 de 6 à 37 cellules élémentaires. Avec 37 positions et une fréquence de 100 Hz on aura un peu moins de 3 révolutions par seconde. Il est alors à conseiller de numérotter les néons dans le même ordre que dans le jeu conventionnel. Un peu plus loin on trouvera des indications comment générer une fréquence de comptage supérieure à 100 Hz.

L'animation lumineuse dans la publicité constitue un autre domaine d'application : capteurs d'attention par « lumières sautantes ». Ci-après on trouvera un circuit transistorisé permettant de mettre en cascade plusieurs compteurs afin d'obtenir avec peu de tubes une très longue séquence : 3 compteurs à 10 néons chacun peuvent donner une séquence de 1 000 états différents.

La dernière application intéressante que nous allons décrire est l'horloge électronique. Celle-ci est constituée d'une série de registres à décalage couplés entre eux par de simples circuits dont chacun comporte 1 transistor suivant la figure 11. Si l'on utilisait dans les montages précédents de préférence une fréquence d'horloge élevée (100 Hz), ici par contre l'emploi d'un train d'impulsions à 50 Hz seulement est avantageux

car les divisions seront moins nombreuses.

Une version est la suivante : le premier diviseur par 10 (registre à décalage comportant 10 cellules élémentaires) reçoit les impulsions de 50 Hz dérivées du secteur (voir Fig. 10). A chaque passage de « 9 » à « 0 » une impulsion de transfert est générée parce qu'en série avec le tube « 0 » se trouve une résistance de faible valeur (R_c), telle que $I_{N}R_c \approx 2 V$.

Le transistor conduit donc pendant tout cet état « 0 » et son V_{CE} est d'environ 0,2 V, tandis que pour le reste du temps ce transistor est bloqué et son V_{CE} est d'environ 150 V (obtenu par le pont diviseur branché sur son collecteur. La chute brutale de V_{CE} pendant le passage de « 9 » à « 0 » est donc de 150 V et le front négatif est intégralement transmis par le condensateur au pont diviseur suivant dont la tension est normalement de 200 V, mais qui descend donc momentanément à 50 V. A travers la diode une partie de cette impulsion négative de 150 V d'amplitude est transmise à l'entrée du pont diviseur suivant : une partie seulement car la diode est normalement bloquée, sa cathode étant à 200 V et son anode à 150 V (en reprenant les exemples numériques du début de cet article). 50 V sont donc tronqués de cette impulsion négative de 150 V, ce qui laisse 100 V et la tension à l'entrée du diviseur tombe momentanément de 150 V à 50 V. A ce moment la lampe auparavant allumée est éteinte.

Le condensateur se charge positivement avec une constante de temps déterminée par $C \times (R_v/R_m/R_p)$. Quand la tension d'entrée V_p atteint 160 V, le tube suivant s'allume maintenant et v_p retombe brusquement à 100 V. A la fin de l'état « 0 » du premier diviseur le transistor se bloque et son V_{CE} monte d'abord brusquement à environ 75 V et poursuit sa remontée jusqu'à 150 V avec une constante de temps déterminée par $C \times (R_v/R_1 + R_m/R_p)$. La pointe positive (après différentiation) ne peut se transmettre à travers la diode car celle-ci est polarisée en sens inverse et le diviseur suivant (V_p) n'est donc pas affecté. Le pont diviseur R_v/R_1 permet d'utiliser un transistor avec un $V_{CER,max}$ d'environ 150 V au lieu de 300 V.

Le deuxième diviseur est à 5 étages et sa sortie délivre une impulsion par seconde. Comme précédemment, cette impulsion est couplée vers un troisième compteur qui divise par 5 (sortie : 1 imp./5 sec.). De la même manière, un quatrième compteur divise par 12 (sortie : 1 imp./min.), un cinquième compteur divise par 5 (sortie : 1 imp./5 min.), un sixième compteur divise par 12 (sortie :

Le son incomparable de l'ORGUE électronique

Dr. Böhm

a enchanté tous nos clients

Ne rêvez plus à votre grand orgue à 3 claviers avec pédalier d'église ou à votre instrument portable.

Réalisez-le vous-même à un prix intéressant avec notre matériel de qualité et nos notices de montage accessibles à tous.

Huit modèles au choix et nombreux compléments : percussion, sustain, vibrato, effet Hawaï, ouah-ouah, Leslie, boîte de rythmes, accompagnement automatique, etc.

Dr. Böhm-France - B.P. 11 c - 78-Noisy-le-Roi
Tél. : 460-84-76

Démonstration le samedi matin et sur rendez-vous à notre studio
7, Orée de Marly - 78-Noisy-le-Roi



Bon pour un catalogue gratuit 60 pages des orgues Dr. Böhm
(Pour l'étranger joindre 5 F pour frais d'envoi avion)
BON A DÉCOUPER OU A RECOPIER ET A RETOURNER A :
Dr. BOHM-France - B.P. 11 C - 78-Noisy-le-Roi

NOM
Adresse.....
Je désire recevoir votre disque de démonstration (30 cm, 33 L) classiques-variétés et vous joins 35 F pour envoi franco.

1 imp./heure) et finalement, un septième compteur divisé par 12 (une avance par heure et une révolution par 12 heures).

Nombre total des cellules élémentaires : $5 + 10 + 5 + 12 + 5 + 12 + 12 = 61$.

Nombre total des amplificateurs de liaison : 6.

Une autre version plus élégante, mais nécessitant davantage de néons est de remplacer le cinquième et le sixième compteur (5 + 12 cellules élémentaires) par un seul compteur divisant par 60 (1 avance par minute), qui comporte donc 60 cellules élémentaires.

Nombre total des cellules élémentaires : $5 + 10 + 5 + 12 + 60 + 12 = 104$.

Nombre total des amplificateurs de liaison : 5.

Les néons des 2 premiers compteurs (et éventuellement du troisième compteur) n'ont pas besoin d'être visibles. Les néons des autres compteurs peuvent être disposés en 5 ou 4 cercles : les heures à gauche, ensuite les minutes (1 grand cercle à 60 néons ou 2 cercles de resp. 12 et 5 néons) et enfin les unités de 5 sec. et de 1 sec.

La figure 12 montre une autre disposition, plutôt concentrique, où la colonne lumineuse donne les unités de 5 sec. ; l'heure indiquée est là : $10^{\circ} 11' 45''$.

Pour la remise à l'heure on peut utiliser par exemple la sortie qui donne une impulsion par seconde et la brancher successivement, pendant le temps qu'il faut, sur les entrées des diviseurs suivants, à commencer par les compteurs les plus rapides pour terminer l'opération avec le compteur des heures. On peut facilement prévoir des interrupteurs à cet effet.

Nota : Le circuit transistorisé décrit peut également servir pour amplifier les impulsions d'un relaxateur à néon utilisé comme horloge rapide.

Ce relaxateur a la même configuration que celle de la minuterie ; R_i doit être de l'ordre de quelques mégohms afin d'assurer l'auto-extinction du néon après chaque décharge. Une résistance R_c de faible valeur entre la cathode du

LES COMPOSANTS

La liste suivante des composants conseillés, valable pour les schémas 3, 7 et 9, prévoit deux cas afin de laisser au lecteur le choix du type de néon. Les valeurs données conviennent pour des tubes ayant respectivement les caractéristiques des catégories A et B ; elles sont donc automatiquement valables dans un cas pour le ZA1002, dans l'autre pour le NPS120-150.

	V_A max.	V_A min.	V_M max.	V_M min.	I_N nom.	I_N max. en pointe
Catégorie A ZA1002	180 V 178 V	160 V 163 V	115 V 112 V	100 V 104 V	2,35 mA 2,2 à 4,5 mA	50 mA 50 mA
Catégorie B NPS120-150	150 V 150 V	120 V 120 V	80 V 80 V	60 V 65 V	0,9 mA env. 0,85 mA	50 mA X

Les composants qui constituent les registres, avec R_G , sont :

	R ¹⁾	R	R_p ¹⁾	D	C R_G ²⁾
Catégorie A	68 k (1/2 W)	15 k	220 pF	1N914	22 k (2 1/2 W)
Catégorie B	220 k	39 k	220 pF	1N914	33 k (2 W)

Les autres composants qui peuvent être utilisés indifféremment dans les schémas 3, 7 et 9 sont :

	Pont redresseur	D_c	D_q	R_L	R_q
Catégorie A ou B	BY179 (Si) ou B250C100 (Se)	BA145	BA17	100 Ω	0 Ω

Les composants pour les minuterie sont :

	R_t partie fixe	R_t partie var.	C_{t1}	C_{t2}	R_N	R_D	D_t
Version monocoup	Catégorie A 39 k Catégorie B 120 k	50 k 200 k	680 μ F, 200 V 330 μ F, 200 V	470 μ F, 200 V 220 μ F, 200 V	1 k Ω 1 k Ω	680 Ω 680 Ω	1N914 1N914
Version clignotant	Catégorie A 3,9 M Catégorie B 18 M	5 M 10 M	6,8 μ F, 200 V 3,3 μ F, 200 V	4,7 μ F, 200 V 2,2 μ F, 200 V	1 k Ω 1 k Ω	680 Ω 680 Ω	1N914 1N914

Le composant restant ³⁾ est :

	Figure 3, Catégorie A	Figure 3, Catégorie B	Figure 7, Catégorie A	Figure 7, Catégorie B	Figure 9, Catégorie A	Figure 9, Catégorie B	Figure 9, *Catégorie A	Figure 9, *Catégorie B
C_F	2,2 μ F, 350 V	1 μ F 350 V	22 μ F, 350 V	10 μ F, 350 V	6,8 μ F, 350 V	2,7 μ F, 350 V	2,2 μ F, 350 V	1 μ F, 350 V

1) Si l'on utilise des composants aux caractéristiques ou aux valeurs légèrement hors spécification, deux cas peuvent se produire. La tendance est que 2 néons d'un même compteur s'allument simultanément : il faut augmenter un peu la valeur de R_p . La tendance est qu'il y a des « ratés » dans l'amorçage : il faut diminuer un peu la valeur de R_p .

2) Les valeurs des R_G indiquées donnent une grande marge de sécurité quant au bon fonctionnement du comptage. Il sera souvent possible de les augmenter sensiblement sans affecter le bon fonctionnement, ce qui a l'avantage de diminuer la dissipation. Dans le schéma de la figure 3 d'ailleurs elle peut être très élevée car la réalisation pratique de ce circuit utilisera S_C pour effectuer le comptage et non pas S_p et D_q ; on choisira donc $R_G = 220$ k.

3) Les valeurs des C_F indiquées ne sont pas du tout critiques : des valeurs voisines conviendront tout aussi bien (dans la pratique ces valeurs peuvent même être, beaucoup plus faibles, comme notre maquette l'a démontré) ; cependant les condensateurs doivent pouvoir supporter au moins 300 V. L'utilisation d'une minuterie du genre clignotant au lieu de monocoup diminue la consommation surtout dans le schéma de la figure 9 d'une façon remarquable : les deux valeurs marquées par un astérisque présentent ce cas.

néon et la masse fournit de nouveau l'impulsion pour le circuit transistorisé. Ainsi on peut appliquer des impulsions d'amplitude suffisante à V_p qui ont une fréquence de quelques centaines de Hz dans le cas d'un dé comportant un nombre important de cellules élémentaires (roulette par exemple).

L'amplificateur peut aussi assurer l'adaptation (interface) entre un montage à circuits intégrés (DTL, TTL, etc.) et des compteurs à néon.

LE DÉVELOPPEMENT DU CINÉMA D'AMATEURS

A l'occasion de l'inauguration de nouveaux locaux installés par la Société **Robert Bosch** représentant les appareils Bauer, le directeur de cette firme a donné d'intéressantes précisions sur le développement des matériels de cinéma réduit en France.

La production totale de caméras d'amateurs a été en 1970, d'après les dernières statistiques connues, de 1 850 000. La production mondiale de caméras de cinéma réduit est assurée pour environ 97 % par six pays : le Japon, les U.S.A., la R.F.A., l'Autriche, la Suisse et la France. Le chiffre d'affaires total s'est élevé en 1970 à 1 177 000 000 de francs, dont 580 000 000 pour les caméras, 500 000 000 pour les projecteurs, et 90 000 000 pour les accessoires.

70 % des foyers allemands, 63 % des foyers français, sont équipés d'un ou plusieurs appareils photographiques ; 18 % des foyers américains, 6 % des foyers allemands, 5 à 6 % des foyers français seulement possèdent une ou plusieurs caméras de cinéma, ce qui montre bien l'importance du marché potentiel possible.

Quelle est l'évolution du cinéma réduit en France ? De 90 000 caméras par an en 1968, le nombre est passé à 145 000 en 1969, et 180 000 en 1971. Pourra-t-on atteindre en 1972 le chiffre de 200 000 encore modeste sans doute, relativement, mais déjà important ? Les premiers résultats connus semblent le confirmer.

La libération en 1970 des importations de caméras de fabrication japonaise a sans doute contribué à l'expansion du cinéma d'amateur en France, avec le commencement d'activité d'un grand nombre de firmes. Mais les fabricants allemands, en particulier, ont relevé le défi japonais en prenant les mesures propres à maintenir leur place sur le marché français.

On peut regretter, sans doute, la place relativement faible des matériels français, tout au moins dans le domaine des caméras elles-mêmes, car les objectifs français, en particulier, sont très appréciés.

UTILISATION ET PROGRES DES FLASHES ELECTRONIQUES

Le flash électronique prend une importance de plus en plus grande, malgré les perfectionnements très originaux également des flashes magnétiques et, en particulier, la réalisation des ampoules à déclenchement électromécanique à cristal piézo-électrique n'exigeant plus l'emploi de piles.

Le progrès le plus important a consisté, sans doute, dans l'**automatisation**, évitant à l'utilisateur d'avoir à retoucher l'ouverture du diaphragme de l'appareil en fonction de la distance. Les **flashes électroniques à computers**, c'est-à-dire littéralement à calculateurs électroniques, comportent un élément photosensible, on le sait, constitué par une cellule au sulfure de cadmium située sur la face avant du flash, qui est mise en circuit au moment du déclenchement ; elle intègre la lumière provenant du flash et réfléchiée par le sujet (Fig. 1).

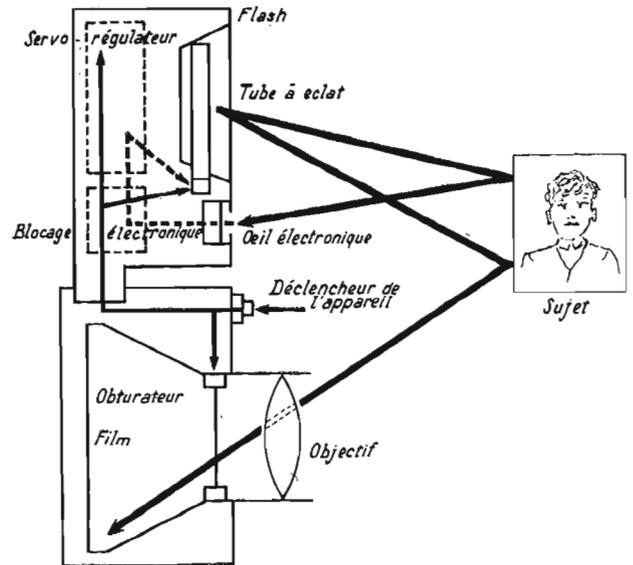


Fig. 2. — Variation de la durée de l'éclair en fonction de la distance du sujet.

Quand le sujet a reçu une quantité de lumière suffisante contrôlée par la cellule, le computer interrompt automatiquement l'éclair du flash, avec une rapidité extraordinaire. La vitesse normale d'un éclair électronique, de l'ordre de 1/800 seconde, peut ainsi être réduite à 1/30 000 seconde et même davantage, quand le sujet n'est plus qu'à 50 cm du flash (Fig. 2).

Pour utiliser un tel flash, il suffit ainsi de régler le diaphragme selon la rapidité du film

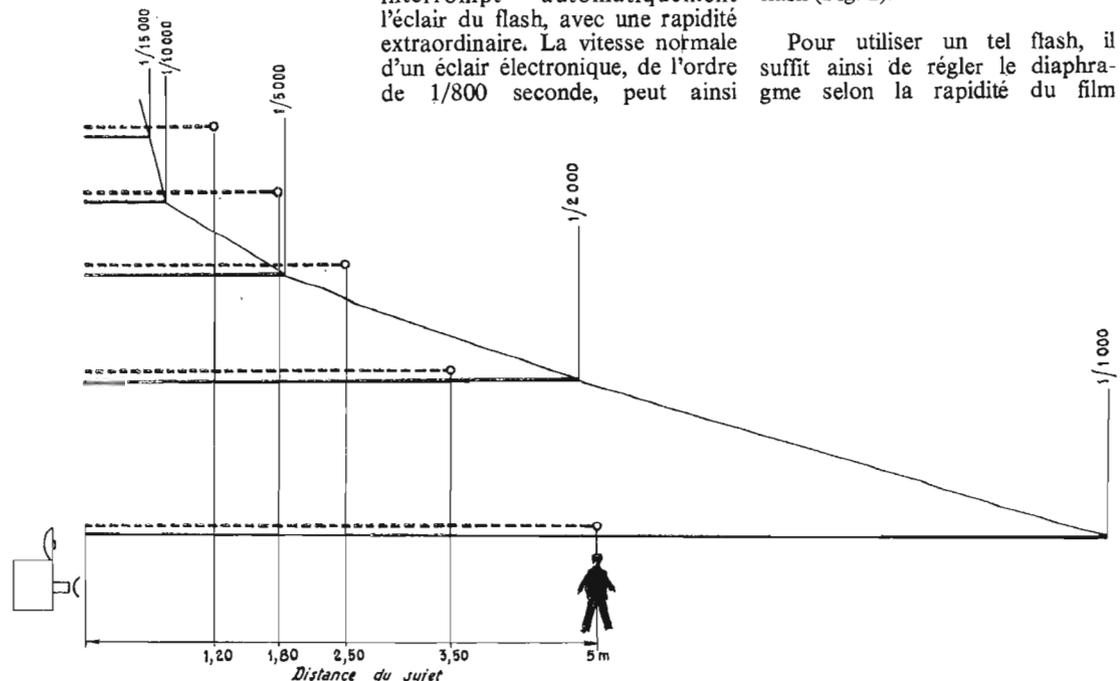


Fig. 1. — Principe du flash électronique automatique.

choisi, et l'ouverture reste invariable, en principe, pour toutes les distances de prise de vues, au moins entre certaines limites. Le procédé ne permet pas seulement une simplification du réglage, mais de meilleurs résultats qui rendent également possible très facilement la prise de vues ultra-rapide, comme nous le verrons plus loin.

Les premiers essais dans ce domaine remontent à 1965, avec l'apparition de l'appareil Stroboblar d'Honeywell, qui a été bientôt suivi d'autres modèles, basés sur le même principe.

Tous fonctionnent ainsi d'une manière similaire, et sont basés sur la mesure par la photo-résistance de la quantité de lumière réfléchie, qui détermine indirectement la durée de l'éclair électronique.

La vitesse de l'obturateur peut ainsi être quelconque ; on la choisit normalement de 1/125 seconde pour les obturateurs à lamelles centrales, et, pour les obturateurs à rideau, il faut se contenter normalement de 1/60 seconde, en raison du fait que la surface sensible est découverte progressivement et non en une seule opération.

posée en regard de la cellule photo-électrique au sulfure de cadmium LDR et servant à la polariser.

La fenêtre de la photorésistance utilisée pour mesurer la quantité de lumière réfléchie par le sujet est constituée par une lentille d'angle d'ouverture relativement étroit, de l'ordre de 12°, et l'ensemble est disposé derrière le réflecteur de la lampe flash principale FT₁, sur laquelle on peut brancher, en parallèle, une lampe flash secondaire FT₂.

Lorsque la lampe flash principale est excitée, une certaine quantité de lumière est renvoyée sur la cellule photo-électrique LDR, et la variation de résistance produit une modification de la tension aux bornes du condensateur d'intégration C₁. Une impulsion positive est transmise à la base du transistor Q₃ qui devient conducteur. Il en est de même de Q₄ et sur le collecteur de ce dernier, on recueille un « top » qui est utilisé pour déclencher le thyristor SCR et, par suite, le tube flash secondaire FT₂.

Dans ces conditions, le tube flash principal FT₁ est court-circuité par FT₂, l'éclair est inter-

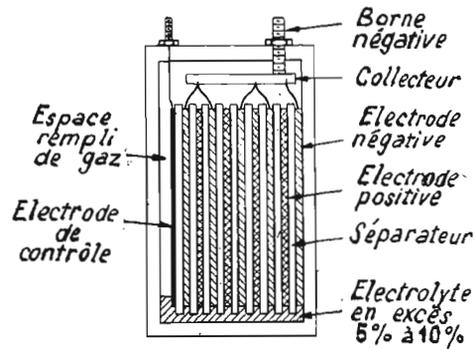


Fig. 4. — Coupe d'un accumulateur alcalin à charge rapide.

contacteur disposé sur la caméra. Le câble de synchronisation initial a souvent été remplacé par la griffe de flash à contact central, il suffit ainsi de placer directement le flash sur la griffe de la caméra, sans se soucier de la liaison du contacteur qui est réalisée automatiquement par une petite vis centrale à ressort disposée au centre de la griffe et qui est isolée de la masse.

Dans les appareils Minolta-Himatic signalés récemment dans la revue et présentés par Photo-3 M le flash électronique peut être monté en permanence sur l'appareil, même pour les prises de vues en plein jour. L'éclair ne se produit que si le temps de pose déterminé par les systèmes automatiques commandant l'obturateur électronique est inférieur à 1/50 seconde.

Les flashes électroniques ne sont pas seulement utilisables pour l'éclairage direct, mais peuvent aussi servir pour les éclairages indirects de haute qualité, pour les prises de vues artistiques. Il en est ainsi spécialement pour les flashes électroniques Philips qui comportent des réflecteurs orientables destinés à cet usage. Les computers disposés sur le bloc fixe du flash corrigent automatiquement la réduction de luminosité provenant du trajet indirect de la lumière.

Tous ces perfectionnements n'ont pas empêché, sans doute, l'amélioration des petits appareils très simplifiés et très bon marché alimentés par des piles. Les perfectionnements du condensateur permettent de réaliser des appareils de ce genre très réduits et très peu coûteux, donnant cependant des résultats corrects.

Mais, d'une manière générale, un progrès également très important sur les flashes de qualité assez puissante alimentés par des batteries d'accumulateurs étanches nickel-cadmium, a consisté dans les possibilités de la charge ultra-rapide de la batterie, ce qui permet de remettre l'appareil en état de fonctionnement, au bout de 1, 2 ou 3 heures, au lieu de 12 ou 15 heures, comme auparavant.

Dans ce domaine, il faut signaler déjà l'apparition d'une nouvelle batterie nickel-cadmium à charge rapide n'exigeant aucun entretien et qui est réalisée par la Société américaine General Electric (Fig. 4).

La durée de recharge de ces nouvelles batteries est si réduite qu'elles peuvent être employées

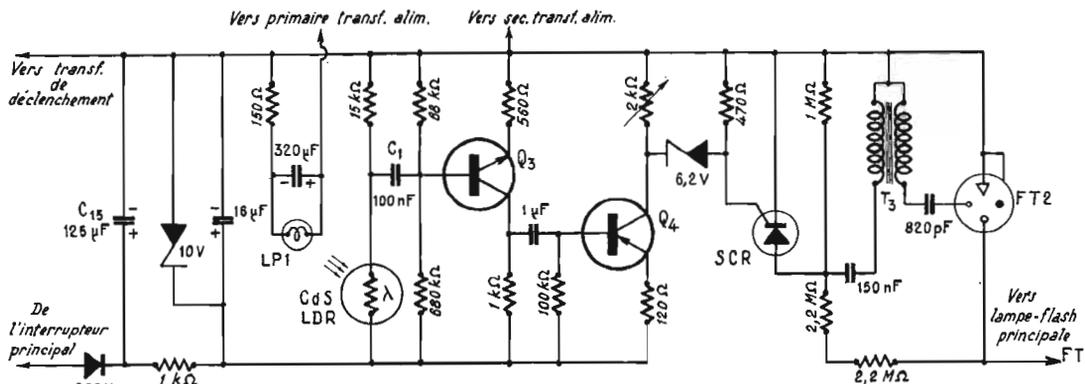


Fig. 3. — Exemple de circuit de commande d'un flash électronique automatique à computer.

L'ouverture est limitée, en fait, par la puissance du flash, et correspond habituellement à celle qu'on doit utiliser à la distance maximale d'emploi, en général, de 5 à 6 m pour un modèle d'amateur avec un flash ordinaire ; elle correspond à une durée d'éclair de l'ordre de 1/1 000 seconde.

Au fur et à mesure de la réduction de la distance entre le flash et le sujet, la durée de l'éclair produit diminue évidemment et, comme nous l'avons noté, elle est de l'ordre de 1/50 000 seconde à une distance de l'ordre de 50 cm. Le schéma de principe d'un flash de ce genre correspondant, par exemple, à un appareil Mecablitz est donné sur la figure 3. Le computer, ou « cerveau électronique » est une petite boîte à lumière, dans laquelle est placée une lampe miniature à filament incandescent, LP1, dis-

rompu et d'autant plus rapidement que la quantité de lumière réfléchie est importante.

Un nouveau perfectionnement récent de ce système permet de choisir entre deux ou trois ouvertures de diaphragmes différentes pour un même film, selon que l'on photographie des sujets proches ou lointains. Cela permet d'utiliser au maximum la puissance du flash et de réaliser des prises de vues à des distances encore plus rapprochées de quelques dizaines de centimètres pour la macrophotographie. Ce dispositif détermine une réduction de la durée de l'éclair, c'est pourquoi, il est normalement appliqué surtout sur des modèles d'une puissance suffisante et non pas sur des appareils très réduits.

La facilité d'emploi des flashes a encore été augmentée par les perfectionnements des systèmes de liaisons entre le flash et le

Cette liaison directe entre le flash et l'appareil permet de réaliser des couplages électriques ou mécaniques très divers ; par exemple, sur les appareils Canon on peut placer rapidement n'importe quel flash électronique ou magnétique et on obtient un couplage automatique entre la distance et le diaphragme, lorsque le flash ne comporte pas de computer.

Avec un flash particulier de cette marque, l'ouverture de diaphragme déterminée par le posemètre et le flash électronique est observée dans le viseur et l'exposition est réglée pratiquement, soit par le flash seul, soit par l'effet produit, à la fois, par le flash et la lumière ambiante.

Dans le cas d'un portrait en contre-jour, par exemple, l'éclairage général du sujet peut être assuré par la lumière du contre-jour, mais le flash peut servir à compenser les ombres du visage.

d'une manière presque continue avec seulement quelques brefs intervalles.

La base de ce perfectionnement consiste dans l'emploi d'une électrode auxiliaire ou de contrôle qui agit comme un détecteur, signale la fin de la charge, et permet la recharge rapide de la batterie étanche complète.

Le signal de fin de charge est produit aussi par la recombinaison électrochimique de l'oxygène produit durant la charge avec le matériau formant l'électrode. Utilisé pour contrôler le courant de charge, il assure la charge jusqu'au moment où une quantité excessive d'oxygène est produite, ce qui évite le risque de pressions excessives constatées avec les charges rapides dans les systèmes de batteries précédents.

La pression interne plus faible évite aussi la nécessité d'emploi de boîtiers plus robustes et permet l'utilisation de dispositifs simplifiés pour les bornes des batteries. L'étanchéité des boîtiers évite toute possibilité de perte d'électrolyte.

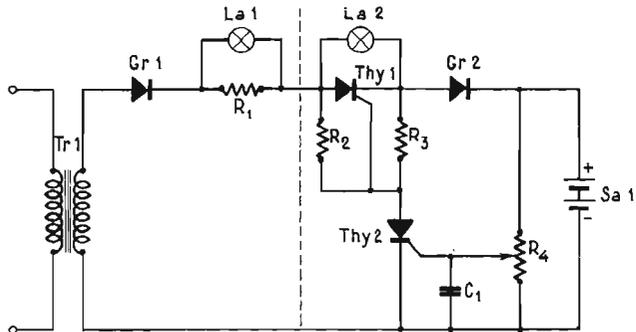


Fig. 5. — Montage électronique pour charge rapide d'une batterie de flash (Braun).

L'électrode auxiliaire est établie essentiellement pour réagir avec l'oxygène ; elle assure une recombinaison plus rapide de l'oxygène que celle qui est possible avec les batteries cadmium-nickel habituelles étanches.

Le système à électrode de contrôle est applicable, d'ailleurs à toutes les batteries comportant un électrolyte alcalin, à l'argent-cadmium, à l'argent-zinc, aussi bien qu'aux batteries nickel-cadmium ; la batterie à chargeur rapide peut avoir des capacités variables, de 3, 6, 12, 20, 40 A/heure, par exemple.

La batterie anhydre comporte de même une troisième électrode placée dans le boîtier hermétiquement scellé, qui sans augmenter les dimensions de la batterie, augmente la rapidité de recharge. Le dispositif peut être utilisé également pour fournir un signal de contrôle d'un circuit de charge extérieur. Bien entendu, l'importance de ce dispositif est évidente, puisque le procédé peut également être adopté pour toutes les bat-

teries utilisées sur les appareils portatifs et, en particulier, sur les magnétophones et les magnétoscopes.

Une autre solution destinée également à obtenir le même résultat, mais sans employer de batteries d'accumulateurs spéciales, a été présentée par les Ets Braun-3 M, France, sur un flash Obly F245LSR. Cet appareil est chargé au bout d'une heure seulement, au lieu de 12 à 15 heures, antérieurement ; pratiquement, il charge donc un éclair par minute, et met ainsi à la disposition de l'utilisateur, au bout de 20 minutes, suffisamment d'éclairs pour un film de 20 poses.

Le système est de plus, complètement automatique, l'appareil effectue automatiquement après la charge ultra-rapide une commutation en courant de charge permanente suffisante pour maintenir la charge.

Ce processus est accompagné d'un signal optique : pendant la charge extrarapide, une lampe témoin située dans la fiche de charge extra-rapide, une lampe

témoin située dans la fiche de charge s'allume. Dès que se produit la commutation automatique en charge permanente, cette lampe s'éteint, en premier lieu, toutefois, ce montage élimine le risque de surcharge de l'accumulateur spécial, permettant ainsi de maintenir l'appareil branché au secteur pendant un temps pratiquement illimité sans qu'il en subisse de dommage.

Le principe du montage est représenté sur la figure 5. La tension engendrée dans le secondaire du transformateur de réseau Tr1 est redressée dans le redresseur en pont Gr1 et amenée, en passant par la résistance R1, au dispositif de commande automatique de la charge rapide. La tension qui se produit en résistance R1 alimente en même temps la lampe témoin La1.

La grille du thyristor Thy1 est polarisée positivement, par l'intermédiaire des deux résistances R2 et R3, dans chaque demi-onde du courant de charge. Par conséquent, le thyristor devient conduc-

teur ; il en résulte le courant dit de charge rapide, qui charge l'accumulateur Sa, par l'intermédiaire de la diode Gr2. En raison de la faible chute de tension au thyristor Thy1, la lampe La2, ne brûle pas à ce moment.

Dès que la tension prescrite est atteinte par l'accumulateur, l'intervalle cathode-grille du thyristor Thy2 est conducteur en fonction de la tension de polarisation positive préalablement réglée au diviseur de tension R4. Il en résulte sur la résistance R3, une chute de tension de polarité inversée, ce qui rend négative la tension de grille du thyristor Thy1, lequel bloque ainsi au passage par zéro suivant du courant de charge.

Le condensateur C2, monté en parallèle sur l'intervalle cathode-grille du thyristor Thy2 fait en sorte que, pendant C1 du passage par zéro suivant du courant de charge, le thyristor Thy2 reste conducteur ; par conséquent, lors de l'accroissement de la demi-onde du courant de charge à la résistance R3, il se produit de nouveau une tension négative sur la grille du thyristor Thy1. De ce fait, le thyristor Thy1 reste bloqué.

La lampe La2, montée en parallèle au thyristor Thy1, et, par conséquent, l'accumulateur, sont à présent parcourus par le courant dit de charge permanente signalé par le fait que la lampe est allumée. En présence du courant de charge permanente, considérablement plus faible que celui de charge rapide, la lampe La1, incorporée dans le dispositif de charge rapide s'éteint.

Cet état des choses est maintenu jusqu'à ce que la fiche soit retirée de la prise de courant. Lorsque l'appareil est branché de nouveau, le thyristor Thy1 devient conducteur tout d'abord, ce qui déclenche la charge rapide et la répétition des processus décrits ci-dessus.

LA PRISE DE VUES ULTRA-RAPIDES

Notre œil décèle facilement les phénomènes lumineux, mais ne permet pas l'observation directe des mouvements très lents et très rapides ; nous ne pouvons pas plus suivre le déplacement lent des aiguilles d'une montre que la rotation du volant d'un moteur ou d'une hélice. Cette déficience est comblée depuis le début du XX^e siècle par la photographie et la cinématographie, qui assurent la reproduction des phénomènes très lents ou très rapides à l'échelle humaine d'observation.

Le principe des procédés n'est pas récent. Dès qu'on a pu photographier directement les éclairs d'orage, la photographie ultra-rapide était née, c'est Lucien Bull

qui a, en fait, pour la première fois, supprimé pour l'homme l'hypothèque du temps et en 1894 Marey avait déjà enregistré sur un film non perforé 120 images par seconde, mais il s'intéressait surtout à l'analyse qualitative image par image.

Il s'agissait là de films cinématographiques spéciaux et à très courtes séquences, étant donné la longueur du film nécessaire pour une durée très brève. Si l'on considère la photographie proprement dite, c'est-à-dire la prise de vues d'images toutes plus ou moins distinctes et non en séquences, l'usage d'étincelles électriques, puis de lampes à décharge spéciales, a été préconisé de bonne heure et la photographie de projectiles par la méthode des ombres a été réalisée dès 1892 à 1900 par plusieurs chercheurs.

Un des premiers matériels d'emploi pratique pour la photographie instantanée de mouvements rapides a été mis au point en 1925-26 grâce à l'avènement du Stroboscrama des frères Séguin ; depuis lors, ces appareils ont été constamment améliorés, d'autres ont été réalisés grâce aux progrès des techniques optiques et électroniques. Des techniques nouvelles de photographie ultra-rapide et de cinématographie à haute fréquence ont été imaginées, elles mettent à la disposition des techniciens, des chercheurs, et des industriels, des moyens d'observation féconds, en particulier, dans les domaines d'étude des projectiles, des explosifs, des fusées, des avions supersoniques, des engins spatiaux, des phénomènes cinétiques, de la carburation dans les moteurs, etc.

La photographie ultra-rapide permet ainsi l'enregistrement photographique des phénomènes rapides, et cette technique comprend aussi bien la photographie à temps de pose très court de l'ordre de 10⁻⁷ seconde à 10⁻⁸ seconde, c'est-à-dire de l'ordre de la nanoseconde au minimum, que la cinématographie avec des fréquences de prises de vues élevées, qui peuvent désormais atteindre 10⁸ images/seconde.

L'utilité de ces méthodes n'a plus besoin d'être démontrée ; elles sont déjà très répandues et ont fait leurs preuves, aussi bien pour l'étude des mouvements rapides que pour la visualisation de phénomènes se propageant à très grande vitesse, ce qui permet ainsi une véritable analyse microscopique du temps.

Parmi les exemples classiques, on peut citer ainsi l'étude du déroulement des fils sur les métiers à tisser, l'éclatement d'un pare-brise de voiture dans l'industrie du verre, le contrôle des engrenages, des systèmes d'entraînements et des courroies, la propagation de projectiles, les phénomènes aérodynamiques, les phénomènes de résistance et de contrainte dans les matériaux, etc.

LES PROBLEMES ESSENTIELS DE LA PHOTOGRAPHIE ULTRARAPIDE

Le premier élément de base est connu de tous les amateurs photographes : plus le temps de pose est court, plus la lumière doit être importante. Le deuxième principe est également connu : plus le mouvement est rapide, plus le temps de pose doit être court.

Si l'on veut obtenir une observation au ralenti par projection qui fait apparaître les mouvements plus lents qu'ils ne le sont en réalité, la prise de vues initiale doit être **accélérée** ; plus le mouvement est rapide, plus la cadence des prises de vues doit être élevée.

La prise de vues ultra-rapide pose donc **trois problèmes fondamentaux** : temps de pose très court, éclairage suffisant et, dans le cas d'une séquence de prises de vues, fréquence de prises de vues élevée. On peut ainsi considérer, d'une part, les prises de vues qui ont pour but d'obtenir une seule image d'un objet en mouvement rapide dans certaines positions présentant un intérêt particulier, et, d'autre part, les prises de vues destinées à observer une séquence des phénomènes très rapides de façon à étudier les relations qui existent entre eux. Une série de photographies est ainsi nécessaire pour obtenir les informations désirées.

Avec les caméras classiques, c'est-à-dire avec déroulement saccadé du film, il est possible d'obtenir des fréquences de prises de vues jusqu'à 600 images/seconde ; une augmentation sensible de cette fréquence de prises de vues n'est pas possible, en raison de la résistance physique limitée du film, qui risquerait de se déchirer lors du défilement et, pour de telles fréquences, d'ailleurs, les sources d'éclairage classiques sont encore suffisantes de même que les optiques habituelles.

Les caméras à prismes rotatifs permettent d'obtenir des fréquences de prises de vues de 8 000 à 20 000 images/seconde ; dans ces caméras, le déroulement du film est réalisé d'une façon continue et la séparation des images s'effectue sur le film à l'aide d'un prisme rotatif, de sorte que pendant les temps d'exposition l'image paraît fixe. Par contre, en raison de ce système de compensation optique, on ne peut utiliser qu'un nombre limité d'objectifs.

Ces caméras présentent de nombreux avantages : leur utilisation est facile et elles sont utilisées dans de nombreux domaines, spécialement dans l'industrie.

PRINCIPES DE L'ECLAIRAGE A ECLAIRS

La photographie ultra-rapide à images distinctes consiste à déclencher un éclair unique au moment même où la machine se trouve dans la position voulue. L'effet désiré est réalisé grâce à un **synchroniseur** actionné par l'organe en mouvement ; l'éclair permet d'enregistrer l'image directe de l'objet ou son ombre.

Avec un éclairage continu, l'objet est éclairé d'une façon continue et, par suite, échauffé ; la lumière par contre, n'est utilisée que pendant un temps très bref correspondant à la durée de la pose photographique. Cet échauffement, ainsi que l'énergie électrique nécessaire, ne permettent pas d'augmenter au-delà d'une certaine limite la puissance d'un éclairage continu, malgré les perfectionnements des sources d'éclairage.

Pour obtenir pendant un temps très court une lumière suffisante pour la prise de vues, il est nécessaire de combiner, la plupart du temps, l'utilisation d'objectifs très lumineux ayant une bonne définition et d'une source lumineuse rapprochée de l'objet puisque l'éclairage est fonction de la distance. Cette source d'éclairage doit également émettre une lumière avec un minimum d'infrarouges, qui déterminent un échauffement de l'objet à étudier. Ainsi, pour filmer le choc d'un boulon sur un pare-brise, lorsqu'on veut étudier les phénomènes primaires de brisure, la durée du phénomène est de l'ordre de 40 microsecondes et 8 images peuvent être considérées comme suffisantes.

Le temps séparant les images serait donc de 40 : 8 soit 5 microsecondes ; la cadence de prises de vues est de 200 000 images par seconde ; si l'on peut tolérer un intervalle de 1/100 d'écart entre deux prises de vues, le temps de réponse doit être de 5/100 microsecondes, soit 50 nanosecondes, ou milliardièmes de seconde.

Il est très souvent nécessaire de filmer des phénomènes beaucoup plus courts, mais parfois aussi la durée de la séquence filmée peut être assez longue, même si le phénomène lui-même se déroule très rapidement car le moment auquel la partie intéressante du phénomène se produit est imprévisible, comme par exemple, la rupture d'un fil ou l'explosion d'une ampoule. Il est souvent nécessaire de travailler avec une cadence de prises de vues jusqu'à 1 MHz avec des temps de pose de 10 secondes.

Le phénomène lui-même peut être lumineux par lui-même, et doit être cependant illuminé par un éclair lumineux encore plus intense, par exemple, pour l'observation de la formation de gouttelettes dans un arc électrique. Le

phénomène ne peut pas toujours être étudié directement par la lumière visible, quand il s'agit, par exemple, d'enregistrer les mouvements d'une machine contenue dans un boîtier et dans ce cas, la prise de vues doit être réalisée à l'aide d'éclairs à rayons X.

Les sources de rayonnements instantanés doivent fournir un rayonnement intense et de très courte durée ; elles présentent la caractéristique commune d'être parcourues pendant la durée de l'émission par des courants instantanés très intenses pouvant atteindre plusieurs milliers d'ampères. Le moyen pratique d'obtenir ce résultat consiste généralement à emmagasiner l'énergie électrique **dans un condensateur**, dont on provoque la décharge au moment opportun à travers la source utilisée. Cet instant est déterminé par la réception d'un signal engendré généralement par le phénomène lui-même, et appelé **signal de synchronisation**.

Parmi ces sources, l'étincelle électrique a occupé initialement une place de choix en raison de ses caractéristiques : durée très réduite et intensité lumineuse importante. L'étude des propriétés électriques et optiques de l'étincelle a amené, d'ailleurs, à modifier profondément la forme même de l'éclateur.

NECESSITE DES ECLAIRS COURTS

Pour la photographie ultra-rapide avec éclairs lumineux le sujet est illuminé par un éclair ou une série d'éclairs pendant que l'obturateur de la caméra reste ouvert. Chaque éclair illumine le sujet la durée de l'éclair détermine le temps de pose, et la fréquence de récurrence des éclairs fixe la fréquence de prises de vues.

Pour l'étude photographique des processus rapides, le temps de pose de chaque image doit être assez court pour que, ni le mouvement du phénomène, ni celui du film, ne puisse produire un flou. L'éclairage doit être suffisant, sans que le phénomène soit influencé par un rayonnement calorifique ; la fréquence de prises de vues doit être adaptée à la fréquence du phénomène.

Ces problèmes peuvent être résolus efficacement par l'utilisation d'**impulsions lumineuses** produites, en particulier, par des tubes électroniques ; la lumière des éclairs en raison de sa densité lumineuse élevée, de 10^7 à 10^8 cd par cm^2 permet des temps de pose très courts de l'ordre de la micro ou même de la nanoseconde, sans nécessiter

d'obturateurs mécaniques ou électro-optiques compliqués.

Les fréquences de récurrence des éclairs et, par suite les fréquences de prises de vues, sont très élevées ; le rayonnement infra-rouge de la lumière des éclairs est très réduit ; pendant le temps très court de l'éclair, il n'y a donc pratiquement pas de rayonnements calorifiques.

Les éclairs ont des dimensions très réduites et une surface pratiquement ponctuelle ; ils sont donc particulièrement précieux pour des éclairages nécessitant un système optique de concentration et plus spécialement pour les prises de vues particulières par la méthode des ombres ou en **strioscopie**.

La durée nécessaire des éclairs varie suivant la sujet ; pour l'étude des explosions, elle est de l'ordre de 1/10 000 000 seconde soit 0,1 microseconde ; pour le contrôle des projectiles, elle atteint seulement 1/1 000 000 soit une microseconde. Pour étudier le mouvement d'une balle de golf en gros plan, il faut des éclairs de 1/100 000 seconde, soit 10 microsecondes. Les mouvements des ailes des oiseaux sont photographiés avec 1/10 000 seconde, soit 100 microsecondes et normalement la photographie rapide, sportive, par exemple, est effectuée au 1/1 000 seconde, soit 1 000 microsecondes.

La construction des flashes électroniques puissants avec une durée d'éclair très courte se heurte encore parfois à des difficultés, lorsqu'on veut dépasser 10 microsecondes.

Les lampes flashes au xénon peuvent difficilement produire des éclairs de lumière de durée inférieure à 1 μs sans réduction de la quantité de lumière. Un facteur influençant la durée consiste dans l'effet de luminescence du gaz, qui suit l'excitation produite par la décharge ; cette luminescence se produit habituellement pendant 10 μs environ, dans les conditions de lumière pulsée. D'autres gaz, moins efficaces cependant, présentent ce phénomène de rémanence lumineuse plus réduit : l'oxygène, l'azote, l'hydrogène, le chlore et des mélanges variés. On a également construit des tubes flashes à éclairs très courts utilisant une décharge d'étincelles dans l'air, et permettant d'obtenir une durée d'éclairs de l'ordre de 0,5 μs .

On peut aller plus loin et envisager des systèmes à éclairs encore plus courts de 10^{-7} à 10^{-8} seconde avec des condensateurs extrêmement réduits, et des tensions très élevées chargés à l'aide d'un condensateur de grande capacité, chargé à une tension plus faible. On peut ainsi étudier les projectiles et les explosions avec des temps d'exposition inférieurs à 10^{-7} seconde.

Avec des tubes flashes à gaz

de principes habituels, la durée de l'éclair peut être réduite en utilisant une lampe flash plus courte et un tube à grand diamètre ; son rendement est meilleur, et la concentration lumineuse est augmentée, en même temps que la pression du gaz à l'intérieur du tube est plus élevée, mais il faut utiliser des condensateurs spéciaux d'inductance et de résistance très faibles. Les condensateurs ordinaires ne sont pas capables de produire des éclairs, de durée inférieure à 1/60000 seconde.

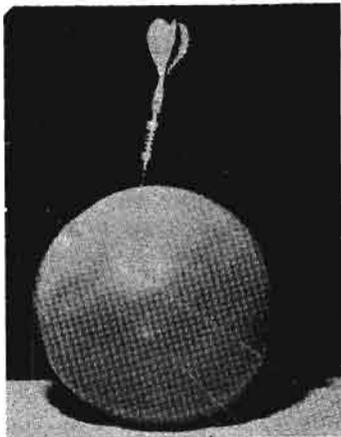


Fig. 6. — Prise de vue d'un ballon percé par une flèche.

COMMENT REALISER LA PHOTOGRAPHIE ULTRA-RAPIDE D'AMATEURS ?

Les obturateurs mécaniques ou même électro-mécaniques, dits électroniques, qui équipent les caméras photographiques du type à lamelles permettent d'atteindre le 1/500 seconde et les obturateurs à rideaux peuvent fonctionner jusqu'à 1/2000 seconde. Les grands instantanés exigent cependant par compensation des éclairages suffisamment intenses.

Depuis l'avènement des flashes électroniques d'amateurs, il est devenu possible de réaliser aisément des prises de vues ultra-rapides de l'ordre du millième de seconde, puisque la durée effective de l'éclair électronique est inférieure au millième de seconde c'est-à-dire plus courte, la plupart du temps, que la vitesse la plus rapide de l'obturateur.

Pour cette raison, il est plus facile de réaliser des images nettes d'objets en mouvement rapide

avec l'éclair électronique, plutôt qu'avec une autre source lumineuse : des balles qui rebondissent, de l'eau qui pétille, des exercices sportifs. L'éclair rapide évite les flous provoqués, d'une part, par les mouvements du sujet et d'autre part, par les mouvements de la caméra lors de la prise de vues. (Fig. 6).

Ainsi, avec des durées d'éclairs situées entre 1/500 seconde et 1/1300 seconde, les flashes électroniques ordinaires peuvent fixer les évolutions rapides des mouvements.

La réalisation des flashes électroniques à durée d'éclairs variable, dits à **computers** augmente encore les possibilités. Ce sont des appareils étudiés plus haut qui sont munis d'une cellule photo-électrique sur laquelle agit la lumière réfléchie par l'objet, et un petit intégrateur réduit la durée de l'éclair suivant l'intensité de la réflexion sur le sujet, c'est-à-dire essentiellement suivant la distance entre l'objet et le flash.

Le système permet à l'amateur d'utiliser une ouverture unique d'objectif déterminé à l'avance suivant la rapidité du film et le type de flash ; mais, en outre, pour les objets rapprochés, la durée de l'éclair peut être réduite à 1/30 000 et même à 1/50 000 seconde pour les gros plans, ce qui offre ainsi à l'amateur de véritables possibilités de photographie ultra-rapide. (Fig. 7).

Il s'agit, cependant, de déclencher l'éclair exactement au moment utile ; quand un événement se produit, il n'est jamais instantané en réalité, il existe toujours un court instant, pendant lequel l'intérêt est maximal. La synchronisation précise du flash est donc critique.

Les dispositifs de synchronisation directe sont souvent assez faciles à réaliser et sont obtenus, par exemple, en assurant le déclenchement du flash par deux contacts ou plutôt par un contact actionné par le mobile, et en laissant ouvert l'obturateur de la caméra (open flash).

La synchronisation indirecte exige des dispositifs plus complets acoustiques, optiques ou par capacité électrique.

Dans les procédés **acoustiques** et lorsqu'il s'agit d'un phénomène sonore le son produit agit sur un microphone ; dont le signal est transmis à un amplificateur actionnant un retardateur relié au circuit du flash. Le système exige un local exempt de bruit et ce dispositif très sensible manque de stabilité. (Fig. 6).

La commande **optique** est basée sur la coupure d'un pinceau lumineux par l'objet mobile à photographier ; une photo-diode

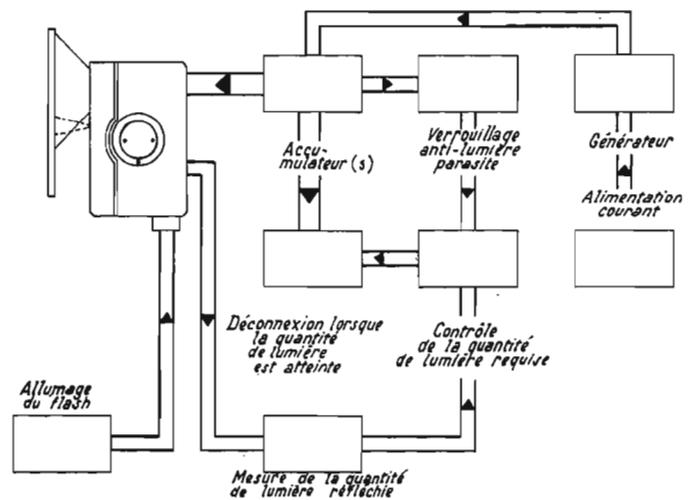


Fig. 7. — Plan de fonctionnement d'un flash électronique.

peut ainsi être actionnée au passage du mobile ; sa résistance augmente, et le système peut actionner également un relais électronique commandant un retardateur.

Ce procédé sensible exige un réglage exact de la position de la source de lumière par rapport à la photo-diode ; il est utilisé, par exemple, pour la photographie de la chute des corps, telle qu'une

commande un circuit qui déclenche l'éclair.

Le retard est proportionnel à la valeur de la résistance et du condensateur et inversement proportionnel à la tension utilisée. L'appareil est généralement étudié de façon à pouvoir être commandé par un dispositif de synchronisation direct ou plusieurs indirects, et peut-être réalisé par l'amateur lui-même. (Fig. 8).

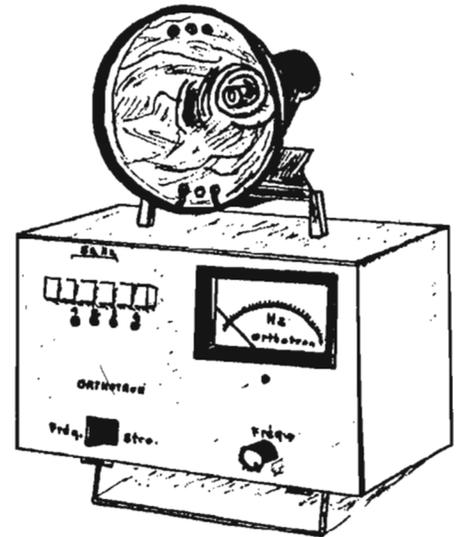


Fig. 8. — Aspect d'un stroboscope compact moderne.

goutte d'eau, ou la photographie de projectiles.

Les **retardateurs** sont des dispositifs électriques destinés à transmettre une impulsion avec un certain délai réglable depuis 10 μ s jusqu'à plusieurs secondes, en utilisant un circuit comportant une résistance et une capacité.

Le condensateur est chargé électriquement par l'intermédiaire de la résistance et, quand il atteint une tension critique, celle-ci

LES APPAREILS ET LES FILMS A UTILISER

La prise de vues ultra-rapide ne peut être effectuée qu'en chambre noire ou en lumière très atténuée. On ne peut normalement synchroniser l'ouverture de l'obturateur avec le retardateur électronique ; il faut utiliser comme indiqué plus haut, le procédé « open flash » avec pose B ou de l'obturateur. La qualité de l'appareil photographique et, bien entendu, de l'obturateur est

ainsi beaucoup moins critique ; il est possible d'utiliser sans inconvénient un appareil ancien à film ou même à plaque, bien que l'appareil moderne réflexe présente tous les avantages essentiels pour la facilité du cadrage et de la mise au point.

Malgré l'intérêt des prises de vues à courte distance avec les flashes à intégrateur, il peut être nécessaire d'écarter l'appareil photographique des objets susceptibles de se briser au moment du phénomène et d'endommager les objectifs, dans ce cas, il faut souvent employer des objectifs à longue distance focale.

Le film utilisé doit être aussi convenablement choisi. L'éclair produit par le flash électronique atteint rapidement l'intensité maximale, puis celle-ci diminue progressivement, jusqu'à l'extinction ; il y a ainsi une crête qui correspond à l'effet le plus actinique et, lorsqu'on emploie un film à grande latitude de pose, il peut en résulter une sorte de traînée, qui nuit à la netteté de l'image, du moins lorsqu'il s'agit d'objets en mouvement très rapides.

Il vaut donc mieux choisir des émulsions à faible latitude de pose, et qui généralement ont ainsi une sensibilité plus réduite, car les films de 400 à 500 ASA peuvent présenter des effets de surexposition.

Le faible éclaircissement obtenu avec des éclairs des appareils à computers d'amateurs utilisés à courte distance peut poser des problèmes, puisque, d'ailleurs, cette réduction a justement pour but normalement de diminuer l'intensité de l'éclaircissement pour les objets rapprochés, d'où l'intérêt des flashes de modèles suffisamment puissants et d'un compromis en ce qui concerne la sensibilité de l'émulsion employée. (Ektachrome X ou HS, par exemple).

PRATIQUE DE LA PHOTO ULTRA-RAPIDE D'AMATEURS

La photographie ultra-rapide est ainsi à la portée de l'amateur, elle peut être effectuée avec des moyens très simples. En étudiant des phénomènes très courants, tels que l'éclatement d'un ballon ou d'une bulle de savon, on peut utiliser le bruit de l'éclatement du ballon pour faire fonctionner le synchronisateur et, pour faire éclater le ballon, on le projette simplement sur une aiguille. Le flash électronique est disposé à environ 1 mètre, et orienté en plongée, le microphone est disposé à quelques centimètres du ballon, le retard de la transmission du

signal au microphone est de l'ordre de la milliseconde. Les prises de vues sont effectuées avec des retards de 3/10 000 à 1 millième de seconde.

Il est encore plus simple de photographier, par exemple, une goutte de liquide tombant dans l'air, puisqu'il suffit de photographier à courte distance un chapelet de gouttes avec une fréquence correspondant à la cadence de succession des gouttes. L'écart séparant deux gouttes doit être égal au maximum au champ de prise de vues de l'appareil.

Il est plus rationnel d'employer un synchronisateur optique ; lorsqu'une goutte de liquide traverse un rayon lumineux, elle modifie l'éclairage de la photodiode et le synchronisateur est actionné.

L'analyse du mouvement peut d'ailleurs, être réalisée avec un film fixe et même avec une caméra à plaque. Une fois la mise au point effectuée, l'obturateur est ouvert, et on déclenche un éclair unique ou un train d'éclairs au moment convenable.

A titre d'exemple on peut étudier le moment de la chute d'une gouttelette sur une distance de l'ordre de 10 cm. Pour déterminer la vitesse, la forme et la pulvérisation, une dizaine de prise de vues sont suffisantes. On utilise simplement un appareil photographique à plaques plus ou moins ancien, par exemple, 9 x 12, disposé de façon que le chemin parcouru par le phénomène corresponde à la longueur de la plaque.

En choisissant convenablement le nombre d'éclairs et la cadence, on peut, par exemple, obtenir 10 images du phénomène, qui se trouvent l'une au-dessus de l'autre sur la plaque photographique. En prenant une vitesse supposée du phénomène de 100 m/seconde, soit 1/100 seconde par mètre, on règle le système pour une durée de prise de vues de 1 milliseconde pour un trajet de 10 cm. Pour 10 images, l'écart entre les images est de 1/10 milliseconde, ce qui correspond à une fréquence de prise de vues de 10.000 images/seconde.

LA SCULPTURE LUMINEUSE PAR LA PHOTOGRAPHIE

Les peintures en pseudo-relief, en trompe l'œil, étaient très à la mode pour la décoration au XVIII^e siècle.

On peut aussi obtenir facilement des photographies qui donnent un effet de sculpture par la lumière et, d'ailleurs, le réalisme dans la photographie dépend très largement, surtout pour les images

en noir et blanc, de l'emploi des ombres qui créent une impression de profondeur et de réalité des objets.

L'effet de sculpture en photographie, est assuré, par la **superposition d'un négatif et d'un positif**. Il est bon d'utiliser, à cet effet, un châssis à ressorts, et même d'utiliser des plaques photographiques ou des films sensibles aux teintes bleues, dont les caractéristiques sont plus favorables que celles des papiers au bromure. On prépare, à cet effet, un

être observé au moyen de la lumière réfléchi par sa surface.

Dans certaines limites, des expositions courtes et des développements longs produisent des résultats contrastés. Une longue exposition et des développements courts produisent au contraire, des images plus douces. Et peut-être, ce qui est encore plus important, pour une durée de développement déterminée, l'augmentation de l'exposition augmente la densité sans modifier le contraste.

La fixation et le lavage n'offrent pas de difficulté.

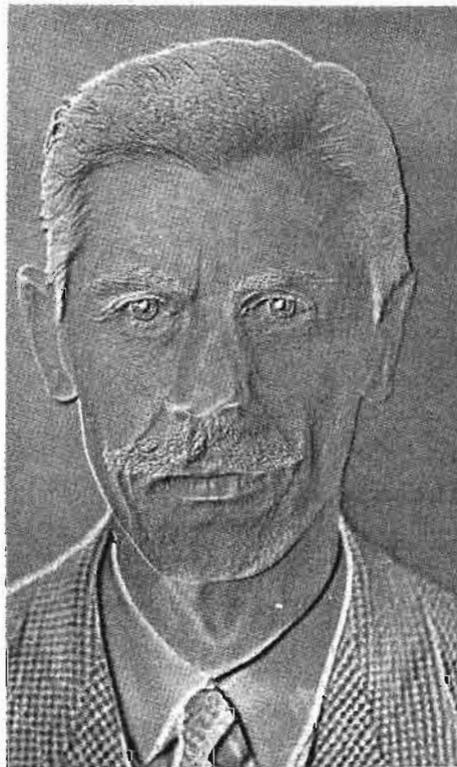


Fig. 9. — Effet de photographie en relief avec un positif et un négatif.

révélateur standard, un bain d'arrêt et un bain de fixation, de la manière habituelle. Le négatif choisi est placé émulsion contre émulsion, avec une plaque ordinaire vierge, dans le châssis de tirage, et disposé sur un agrandisseur. On peut indiquer d'une manière élémentaire que les plaques utilisées ont une sensibilité de l'ordre du double de celle des papiers au bromure.

Le développement de l'émulsion exposée est contrôlé directement avec les précautions habituelles, et, avec un peu de pratique, on peut facilement trouver le moment où il faut arrêter l'opération. Pour le débutant, cependant, il suffit de se rappeler que puisque une image positive doit finalement être observée à l'aide de la lumière transmise, elle doit être plus poussée qu'un tirage au bromure, qui est évidemment destiné à

La plaque positive est sèche, elle peut être examinée en même temps que le négatif. Lorsque les deux images correspondent exactement, elles peuvent être montées et utilisées. L'effet de relief, sous la forme négative, devient apparent, le degré et la direction du phénomène peuvent être contrôlés. Une pince-crocodile maintient dans la position convenable, le sandwich formé, jusqu'au moment où on peut le fixer avec une bande adhésive habituelle.

Il est évident que pour produire une épreuve comportant des plages noires et blanches intenses, la durée d'exposition doit être suffisante. Les résultats obtenus cependant justifient, le temps passé, et le travail effectué, et le procédé constitue une leçon excellente de technique photographique ! (Fig. 9).

P. HEMARDINQUER.

ÉTUDE DU TUNER FM REVOX A76

UNE CONCEPTION PEU COMMUNE DE LA RECEPTION EN MODULATION DE FREQUENCE

LA firme suisse Révox, très connue par son magnétophone A77 fabrique également pour le grand public un amplificateur 2 x 70 W «A78» et un tuner FM «A76» MK2. Avec ce dernier, Révox a rompu avec toutes les traditions en développant de nouveaux circuits qui font classer cet appareil dans la gamme des tuners de la troisième génération.

Le tuner A76 est sans compromis techniques. Il est doté en entrée HF de transistors à effet de champ du type «MOS Dual Gate» et d'un circuit d'accord quadruple. Sa section moyenne fréquence constituée de circuits intégrés a une largeur de bande de 5 MHz associée à un filtre de Gauss passif. Son démodulateur a également une largeur de bande de 5 MHz et est du type à ligne à retard. En stéréophonie la fréquence 76 kHz de l'oscillateur local est asservie en phase au signal pilote. Une série de circuits auxiliaires assure l'accord silencieux et la commutation automatique monophonie/stéréophonie. En outre, ils assurent l'affichage des réceptions parasites, de l'intensité du signal reçu et de la présence ou non du signal stéréophonique à l'émission.

GENERALITES

Sur la base de l'importance respective des critères qui conditionnent une réception impeccable de la modulation de fréquence, une

importance toute particulière a été accordée lors de l'étude du tuner A76 aux qualités suivantes :

- Important affaiblissement de l'intermodulation ;
- Grande sélectivité ;
- Faible distorsion des signaux transmis ;
- Large bande passante du démodulateur et du limiteur ;
- Décodage stéréophonique stable et exempt d'interférences ;
- Bonne réjection des impulsions parasites ;
- Grande sensibilité.

Le tuner FM A76 Révox complète la chaîne haute-fidélité Révox et s'y intègre harmonieusement par sa forme et la qualité de ses performances. Sur le panneau frontal, nous avons la disposition suivante des différentes commandes :

- Les galvanomètres situés à gauche du cadran déterminent l'accord exact ; l'instrument «center tuning» indique le centrage de l'accord alors que l'instrument «signal strength» renseigne sur l'intensité du signal reçu. L'un des indicateurs des voyants lumineux situés de part et d'autre des 2 galvanomètres s'illumine en vert lorsque l'émission captée est en stéréophonie ; l'autre clignote en rouge en cas de réception multiple ou tout simplement de surmodulation des émetteurs FM.

- De gauche à droite, 5 touches ont les fonctions suivantes :

- 1° Power on : mise sous tension ;
- 2° Stereo automatic : lorsque cette touche est enfoncée, la présence d'un signal pilote provoque la commutation en réception stéréophonique ;
- 3° Muting on : tous les émetteurs qui se trouvent en dessous

du seuil de commutation deviennent inaudibles et la recherche des stations puissantes se fait sans souffler entre ces stations ;

4° Trigger level var : cette touche étant enfoncée, la commutation mono-stéréo s'effectue en fonction de l'intensité du signal reçu. Le seuil de commutation est ajusté à l'aide du petit bouton placé à droite et marqué «trigger level» ;

5° Stereo filter : cette touche élimine les tensions résiduelles des sous-porteuses à 19 et 38 kHz.

Deux prises d'antenne : 60 Ω (75 Ω) asymétrique du type coaxial et 240 Ω (300 Ω) symétrique du type ruban bifilaire twin-lead. Les sorties BF par prises DIN ou Cinch ont un niveau réglable séparément par potentiomètre ajustable.

LES PERFORMANCES DU TUNER A76

- Gamme d'accord : de 87,5 à 108 MHz.

- Sensibilité : 1 μV, tension injectée à l'entrée 60 Ω pour obtenir un rapport signal/bruit de 30 dB, basé sur une excursion de fréquence de 15 kHz.

- Sélectivité statique : 60 dB pour 300 kHz d'écart.

- Sélectivité effective : 80 dB, entre deux signaux de 100 μV et 1 mV, excursion de 40 kHz et 300 kHz d'écart.

- Réjection image : 76 dB.

- Affaiblissement de l'intermodulation : 90 dB.

- Réjection de la fréquence intermédiaire : 100 dB.

- Bande passante filtre FI : 130 kHz.

- Bande passante amplificateur FI et démodulateur : 5 MHz.

- Rapport de capture : 1 dB, mesuré avec 1 mV de tension d'antenne et une excursion de 40 kHz.

- Réjection des impulsions parasites : 40 dB (rapport du signal utile aux crêtes de perturbations à la sortie BF avec une excursion de 75 kHz, une tension d'antenne de 100 μV pour le signal utile et de 1 mV par 100 kHz de largeur de bande pour le signal perturbateur).

- Distorsion : 0,2 % à 1 kHz et avec une excursion de 40 kHz (en mono ou en stéréo G = D).

- Rapport signal/bruit non pondéré : 70 dB, excursion 75 kHz.

- Diaphonie en stéréophonie : 40 dB à 1 kHz.

- Réjection du canal SCA (67 kHz) : 80 dB.

- Réjection du signal pilote (19 kHz) : 40 dB.

- Réjection de la sous-porteuse (38 kHz) : 50 dB.

- Tension de sortie BF (ajustable, à basse impédance) : 1 V pour une excursion de 75 kHz.

- Bande passante BF : de 30 Hz à 15 kHz à -1 dB, mesurée de l'antenne à la sortie BF.

- Désaccentuation : 50 μs (normes européennes).

- Equipement : 3 transistors à effet de champ, 40 transistors au silicium, 6 circuits intégrés, 26 diodes et 2 redresseurs au silicium.

- Alimentation : 110, 130, 150, 220, 240 et 250 V, 50 et 60 Hz, consommation 20 W.

- Poids : 7,8 kg.

- Exécution : boîtier en bois, noyer naturel ; panneau frontal en aluminium traité.

- Dimensions : 415 x 160 x 245 mm.

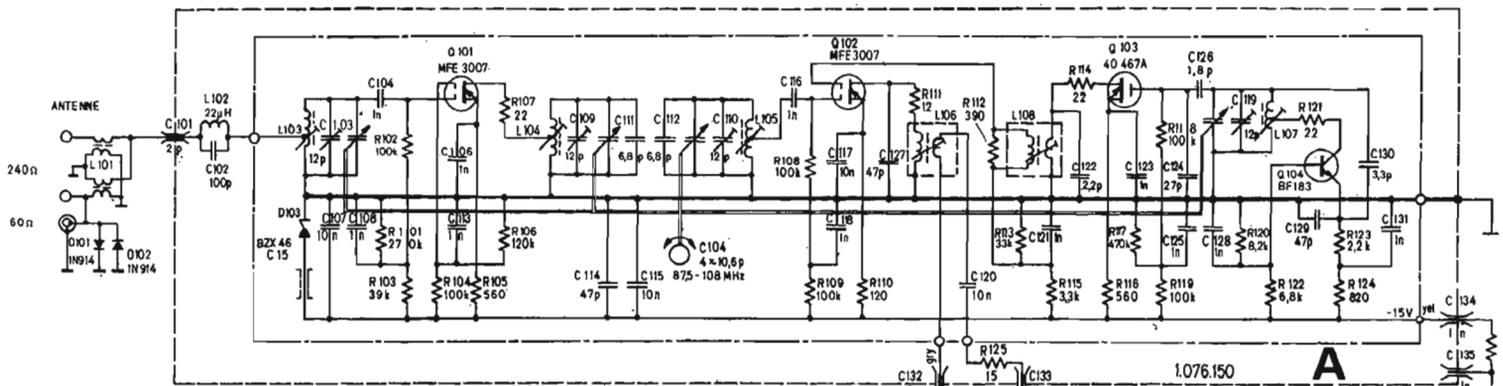


Fig. 1

ANALYSE TECHNIQUE DU SCHEMA

A) Etage haute fréquence :

Le signal HF, recueilli aux bornes de l'antenne 60 ou 240 Ω , parvient à l'étage préamplificateur accordé par l'intermédiaire d'un circuit balun symétriseur. Ce balun effectue une réjection efficace des perturbations asymétriques parvenant à l'entrée 240 Ω . L'étage préamplificateur et l'étage mélangeur sont équipés de transistors Most à double porte (dual gate). Les circuits d'entrée, le filtre de bande et l'oscillateur local sont accordés par un condensateur variable à 4 cages, ce qui permet d'obtenir une bonne sélectivité avant l'étage mélangeur. Il en

teur à une très faible valeur. Cette disposition est adoptée par un autre grand spécialiste de la réception FM, il s'agit du constructeur américain Marantz.

B) Etage fréquence intermédiaire

Le transistor FET mélangeur Q_{102} forme avec le transistor Q_{201} un étage cascode. Le couplage s'effectue par le primaire de L_{106} . Le circuit cascode permet d'obtenir une adaptation d'impédance à faible réaction du filtre FI. Afin d'obtenir une caractéristique de transmission pratiquement constante, les filtres et l'amplificateur FI sont complètement séparés. La sélectivité due au filtre passif situé avant l'amplificateur FI est totalement indépendante de l'intensité du signal et du seuil de limitation. Le

La largeur de bande particulièrement élevée de 5 MHz, démodulateur inclus, ainsi que la limitation obtenue, permettent d'obtenir un rapport de capture particulièrement bas. La caractéristique de limitation rend superflue toute régulation automatique du gain de l'ampli FI. Après le premier, le deuxième, et le troisième étage, des diodes D_{201} , D_{202} , D_{203} fournissent un courant continu proportionnel à l'amplitude du signal FI. Additionnés, ces courants donnent une indication pseudo-logarithmique, qui permet d'apprécier l'intensité du signal reçu, entre quelques micro-volts et une dizaine de millivolts.

Un signal issu du 4^e étage et appliqué à un démodulateur à

à retard, dont l'une est court-circuitée par un condensateur C_{308} et l'autre libre ont une impédance qui varie en fonction de la fréquence et transforment ainsi la modulation de fréquence en modulation d'amplitude, qui est ensuite détectée. Le démodulateur à ligne présente une excellente linéarité par une bande passante de 5 MHz ; en combinaison avec la bande passante importante de l'ampli FI, il en résulte un rapport de capture de 1 dB, ce qui permet de discriminer nettement 2 émetteurs de même fréquence, selon la différence d'intensité de leur signal.

Le fonctionnement du démodulateur à ligne n'est absolument pas critique et aucun alignement n'est nécessaire ; la réjection de la modulation d'amplitude est déterminée uniquement par la limitation qui se produit au niveau de l'amplificateur FI.

Le signal multiplex est extrait par le potentiomètre ajustable P_{301} , qui sert de balance à courant continu, et la fréquence intermédiaire est éliminée par un circuit RC. La tension de sortie du démodulateur est d'environ 15 mV par

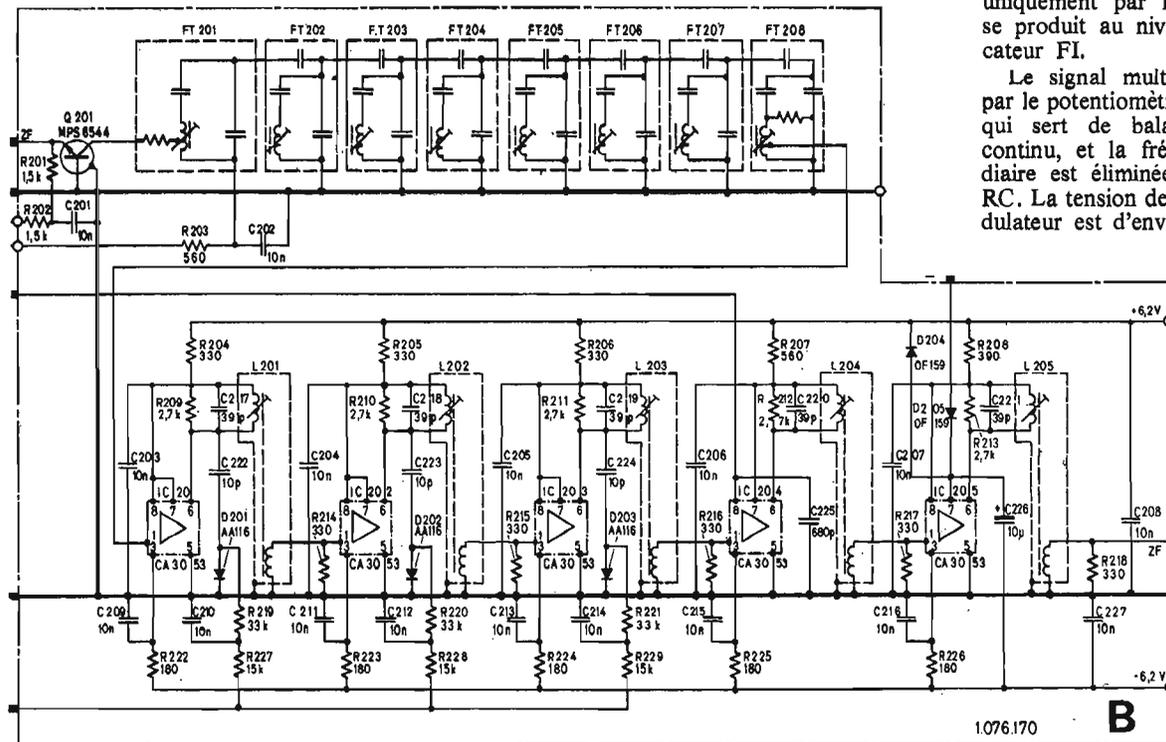


Fig 2

résulte, conjointement, avec l'emploi de transistors à effet de champ, dont le souffle est très faible et les caractéristiques intéressantes, un affaiblissement important de l'intermodulation et une grande sensibilité.

Une commande automatique de gain agit sur l'étage d'entrée dès que le signal incident dépasse 10 mV. La tension de CAG est fournie par une diode. L'élément actif de l'oscillateur local est un amplificateur différentiel comprenant les transistors.

Le contrôle automatique de fréquence CAF n'a pas été prévu car il présente le désavantage d'une certaine instabilité dans la correction lorsque la station reçue est faible et qu'un émetteur puissant se trouve sur un canal adjacent. Une stabilisation efficace permet de maintenir la dérive de l'oscilla-

filtre est constitué de huit circuits accordés et sa caractéristique d'amplitude coïncide sur ± 120 kHz avec la courbe des erreurs de Gauss. Le temps de propagation de groupe reste constant sur toute la plage de ± 120 kHz, de sorte que le filtre se caractérise par une très faible distorsion des signaux transmis.

L'amplificateur FI qui suit le filtre comporte 5 circuits intégrés RCA CA3028A constitués d'amplificateurs différentiels symétriques. Les principaux avantages de ce montage sont une large bande passante et une limitation très efficace. L'effet limiteur du dernier étage FI est déjà en action au niveau du souffle propre au tuner sans signal à l'entrée ; le signal de sortie BF reste donc constant à excursion égale à partir de 1 μ V de tension d'entrée.

bande étroite, sert à indiquer le centrage de l'accord. Le dernier étage FI peut être bloqué par un trigger à seuil variable en fonction du signal ; ce circuit de déclenchement se trouve dans l'étage de signalisation ; lorsque la touche « muting on » est enfoncée, il y a suppression du souffle et accord silencieux.

C) Le démodulateur

La démodulation est effectuée par un démodulateur à ligne. Celui-ci se compose d'un étage d'attaque Q_{301} et d'un amplificateur différentiel Q_{302} - Q_{303} , avec pour résistance de charge deux lignes coaxiales à retard, dont la longueur électrique est égale au huitième de la longueur d'onde de la fréquence intermédiaire ; un circuit détecteur D_{301} - D_{302} complète l'étage de démodulation. Les lignes

une excursion de fréquence de 75 kHz ; elle est amenée à 1 V environ par l'amplificateur multiplex constitué des 3 transistors Q_{304} , Q_{305} , Q_{306} .

D) Régénération de la sous-porteuse

La régénération de la sous-porteuse met en œuvre un nombre impressionnant d'éléments. La sous-porteuse à 38 kHz est fournie par un circuit volant genre « phase locked loop ». L'amplificateur différentiel formé par les 2 transistors Q_{405} - Q_{406} , constitue l'élément actif d'un circuit oscillant à 76 kHz ; après mise en forme, le signal obtenu est appliqué à un circuit diviseur de fréquence mettant en œuvre un circuit intégré IC_{401} qui divise dans le rapport 1 : 2 : 4. La fréquence de 38 kHz qui en résulte devient la sous-porteuse et com-

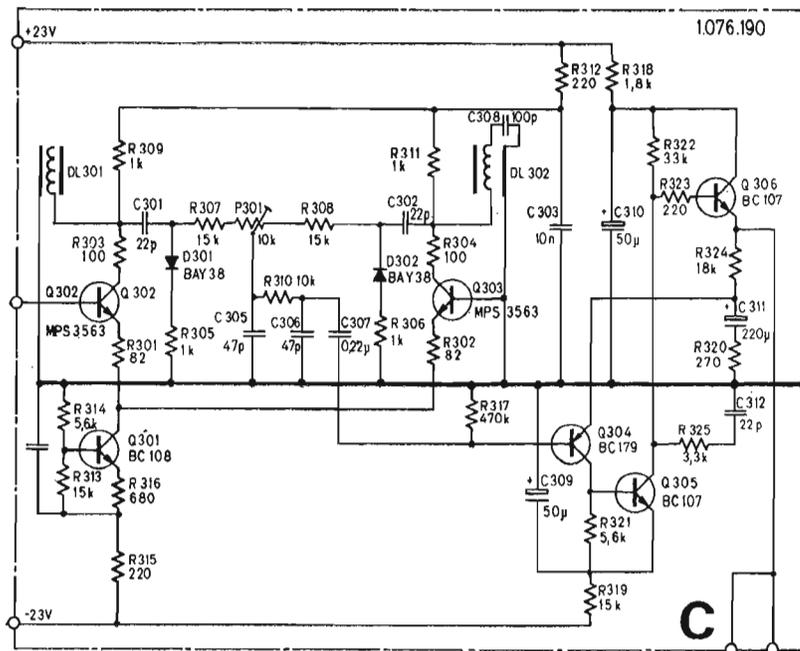


Fig. 3

mande le décodeur multiplex à commutation. L'excellente symétrie du signal de commutation permet d'avoir une réjection du canal SCA utilisé aux Etats-Unis, sans avoir besoin d'un filtre réjecteur spécial à 67 kHz.

La fréquence de 19 kHz, issue du diviseur est appliquée à un comparateur de phase (ampli différentiel Q₄₀₃-Q₄₀₄). Un filtre à large bande extrait du signal composite multiplex, le signal pilote qui parvient également au comparateur de phase, à travers l'ampli différentiel Q₄₀₁-Q₄₀₂.

Le filtre de bande provoque une rotation de phase de 90° du signal pilote, avec une stabilité satisfaisante. Les composantes parasites du signal pilote sont éliminées par un filtre passe-bas à 15 Hz (R₄₀₉-C₄₀₈-R₄₁₀) de la tension de correction de la fréquence de l'oscillateur à 76 kHz, qui agit sur une double diode à capacité variable D₄₀₂. Ce circuit se comporte comme un filtre de signal pilote à bande étroite de ± 15 Hz. La polarisation de la diode à capacité variable est obtenue par une diode zener D₄₀₁.

Lorsque la sous-porteuse est reconstituée selon ce principe, sa stabilité n'est aucunement influencée par les variations d'amplitude du signal pilote dues à des perturbations de réception multiple.

E) Le décodeur multiplex

Le décodage s'effectue par voies séparées. Du signal composite multiplex est extrait le signal somme G + D (canal principal) à travers le filtre passe-bas R₅₀₈, C₅₀₄, R₅₀₉ et le signal différence G - D (canal auxiliaire) à travers le filtre de bande 38 kHz constitué de L₅₀₁, C₅₀₁, R₅₀₂.

Le signal différence est amplifié par Q₅₀₁ et démodulé par commu-

tation des transistors Q₅₀₃ et Q₅₀₄. Ce genre de démodulation a été choisi parce que, contrairement à la démodulation de la courbe enveloppe, elle ne transpose dans la gamme audible que les fréquences parasites situées au voisinage des harmoniques impairs de

la sous-porteuse. La première plage critique se situe vers 114 kHz mais elle est déjà atténuée de plus de 30 dB grâce à la désaccentuation due au filtre de bande à 38 kHz.

La désaccentuation, séparée sur chaque canal avant la démodula-

tion, a pour avantage d'affaiblir fortement les perturbations causées par des interférences, qui se traduisent par des sifflements et des chuintements.

Le signal différence G - D et -(G - D) apparaît aux bornes des résistances R₅₁₈-R₅₁₉. Les tensions résiduelles du signal somme qui parviennent au démodulateur à commutation sont éliminées dans l'amplificateur différentiel Q₅₀₅-Q₅₀₆, car elles apparaissent en phase aux bornes des résistances R₅₁₈-R₅₁₉. L'amplificateur différentiel Q₅₀₅-Q₅₀₆ fonctionne également comme circuit de matrice et fournit les signaux G et D à partir du signal différence et du signal somme, ce dernier étant amplifié par Q₅₀₂.

Entre les sorties de la matrice et les étages abaisseurs d'impédance Q₅₀₇-Q₅₀₈ se trouvent des filtres passe-bas accordés en phase à 15 kHz qui éliminent les résidus du signal multiplex. Les sorties sont à basse impédance et délivrent un signal BF ajustable entre 50 mV et 1 V, par une excursion de fréquence de 75 kHz.

F) Etage de signalisation

L'étage de signalisation comprend les circuits auxiliaires permettant le centrage exact de l'accord et les diverses fonctions automatiques.

Le signal recueilli après le quatrième étage FI est amplifié par Q₆₀₁, appliqué à un détecteur à bande étroite qui indique par l'instrument « center tuning » le centrage précis de l'accord.

Comme indiqué plus haut, un courant dont la valeur est fonction du signal FI est recueilli après chacun des 3 premiers étages amplificateurs FI; ce courant est amplifié par Q₆₀₂ puis appliqué à l'instrument « signal strength ». La plage de mesure de cet instrument va de quelques μV à une dizaine de mV de tension d'antenne (70 dB) et permet d'apprécier aussi bien les signaux faibles que les signaux forts.

Le circuit trigger Q₆₀₄-Q₆₀₅ commande d'une part, la commutation mono-stéréo du décodeur, par la base de Q₅₁₀ et agit d'autre part sur le dernier étage amplificateur FI, par la suppression du souffle et l'accord silencieux. Lorsque la touche « trigger level var » est enfoncée, la résistance de collecteur de Q₆₀₂ (R₇₀₂ = 220 kΩ par la sensibilité maximale) est remplacée par le potentiomètre « trigger level ». Le seuil de déclenchement du circuit trigger peut ainsi être déplacé sur une vaste échelle; il est possible en enfonçant la touche « muting », d'étouffer même des stations puissantes. Lorsque la touche muting n'est pas enfoncée, le trigger agit seulement sur la commutation automatique mono-stéréo. Les circuits du décodeur multiplex comprenant Q₅₁₀, Q₅₁₁, Q₅₁₂, doivent établir si les condi-

12, rue de Reuilly
PARIS-XII^e
Tél. : 345-65-10

DÉMONSTRATION ET VENTE

TOUTE LA GAMME DES PRODUCTIONS REVOX

TUNER FM ●
Type A76 - MARK II
Un des meilleurs TUNERS FM au monde.
Décodeur à ligne de retard.
PRIX.....2 600 F

● AMPLIFICATEUR 2 x 70 WATTS ●
Type A78
Modèle à protection électronique - Filtrés brevetés -
Distorsion : inf. à 0,5 % - Bande passante de 20
à 35 000 Hz - Sorties pour 2 casques - MONI-
TORING - Réglage indépendant de chaque voie.
PRIX.....2 200 F

* MAGNÉTOPHONES *

AUTRES FABRICATIONS DE LA MARQUE

* MAGNÉTOPHONES *

● PLATINE MAGNÉTOPHONE STUDIO ●
Modèles à 2 ou 4 pistes - 3 nouvelles têtes
microniques - Réglage automatique de la tension
de la bande - 3 moteurs « REVOX »
Vitesses : 9,5 et 19 cm/s.
Toutes possibilités : son/son - Echo - Monitoring -
Réverbération, etc. - Bobines Ø 27,5 cm.

* PLATINE A77/1102 MARK III
Platine équipée de préamplis pour bran-
chement sur ampli-stéréo.
En coffret noyer 3 000 F

* PLATINE A77/1132 MARK III
avec système « Dolby » B 4 200 F

* MAGNÉTOPHONE A77/1122 MARK III
Magnétophone 6 watts.
En coffret noyer (sans H.P.) 3 300 F

* MAGNÉTOPHONE A77/1222 MARK III
Magnétophone en valise
avec haut-parleurs incorporés 3 500 F

OUVERT TOUTS LES JOURS
de 9 à 12 h 30 et de 14 à 19 h 30

MERCREDI et VENDREDI jusqu'à 22 h.

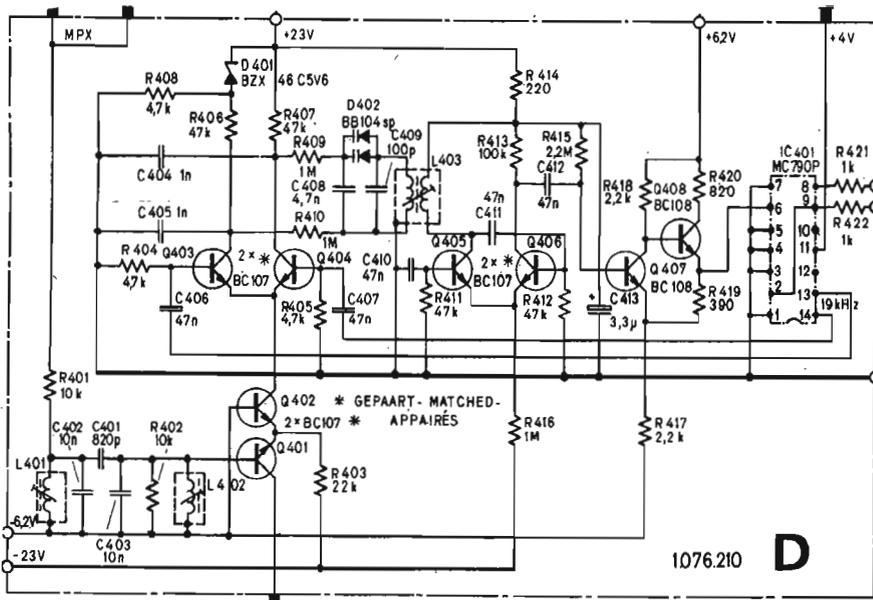


Fig. 4

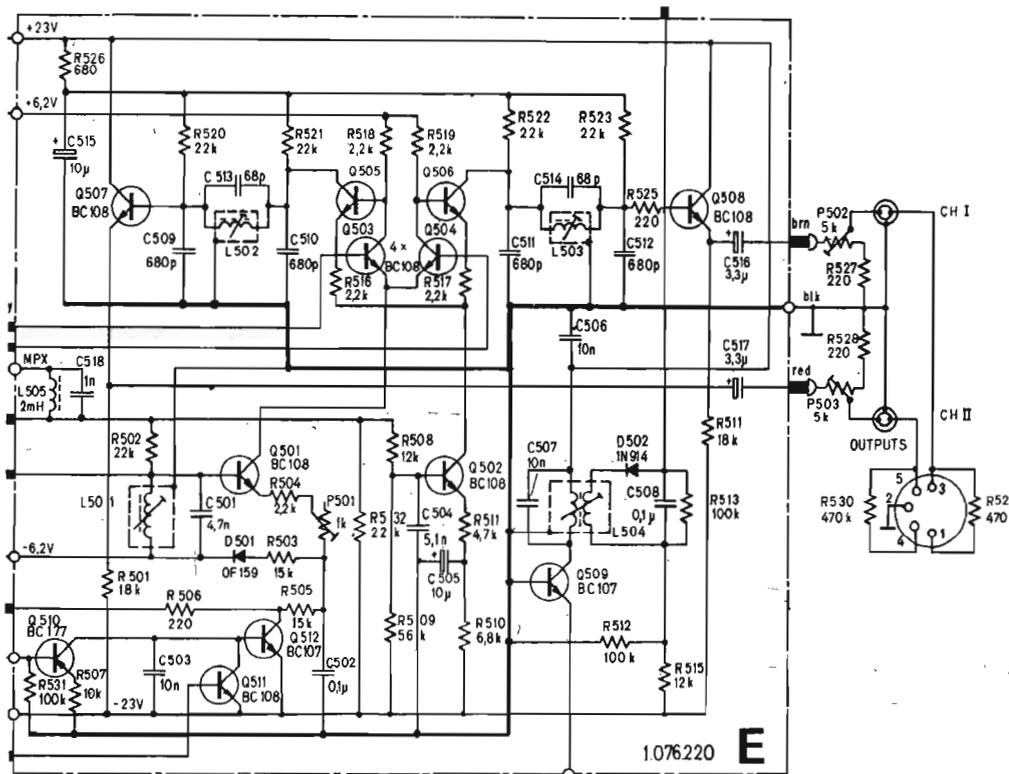


Fig. 5

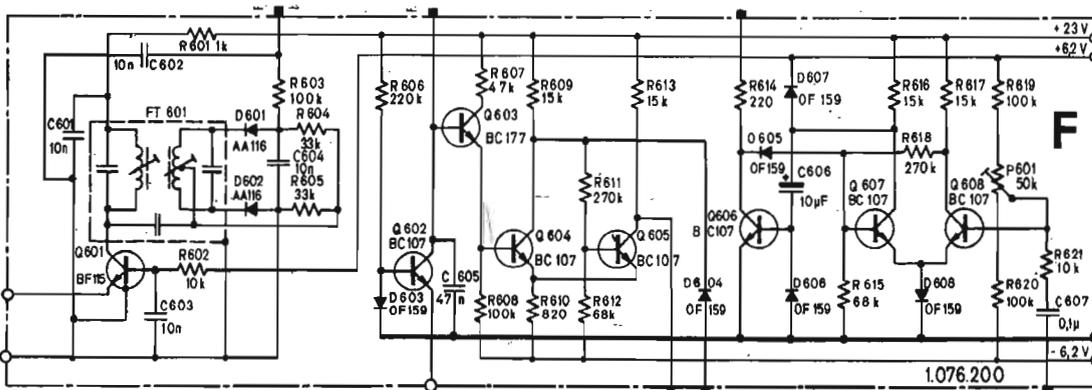


Fig. 6

tions suivantes sont remplies pour effectuer la commutation automatique en reproduction stéréophonique.

1° Le trigger fournit une tension à la base de Q₅₁₀.

2° L'émetteur fournit un signal pilote qui apparaît à la sortie du filtre de bande à 19 kHz de l'étage de régénération de la sous-porteuse ; ce signal est amplifié par Q₅₀₉ et redressé par la diode D₅₀₂.

3° La commutation « stereo automatic » est en position de commutation automatique monostéréo et une tension est appliquée à la base de Q₅₁₁.

L'indicateur lumineux « stereo » est commandé par le transistor Q₅₁₂. L'avertissement de réception multiple est fourni par un circuit trigger monostable composé de Q₆₀₈, Q₆₀₇, Q₆₀₆, auquel est appliqué le signal composite multiplex. La réception multiple due à des réflexions du signal HF, se traduit par des pointes d'excursion en fréquence qui déclenchent le circuit trigger et font ainsi s'illuminer l'indicateur « multipath ».

G) L'alimentation

L'alimentation se compose de 2 circuits redresseurs et stabilisateurs, qui fournissent les tensions de + 23 V et - 23 V. Les tensions intermédiaires de + 6,2 V et - 6,2 V alimentent les circuits intégrés et les circuits auxiliaires sont stabilisées par la diode zener.

Le primaire du transformateur d'alimentation peut être commuté sur les tensions suivantes : 110, 130, 150, 220, 240 et 250 V.

RESULTATS D'ECOUTE

Nous avons procédé à l'essai de ce tuner Révox en Seine-et-Marne à quelque quarante kilomètres de Paris. Le local de réception est un pavillon et l'antenne est du type intérieure constituée de 2 brins télescopiques orientables montés sur rotules.

La réception de toutes les émissions stéréophoniques se fait sans souffler (sauf celui des disques !), ceci avec une orientation d'antenne absolument pas critique. Il nous est arrivé en juillet, lors de l'essai de ce tuner, de capter assez confortablement des stations FM anglaises. S'agit-il de propagation exceptionnelle ?... nous ne le pensons pas !!

Sans vouloir attrister personne, nous pouvons affirmer que ce tuner est l'un des meilleurs, sinon le meilleur que nous ayons eu entre les mains. Sa conception et sa technologie exceptionnelles y sont pour beaucoup assurément.

B. de MAURAS.

Bibliographie :

- Documents Révox.
- Tuner Révox A76 : Eine ungewöhnliche Schaltungskonzeption (Marcel Siegenthaler, Ernst Mathys).

BANC D'ESSAI :

L'AUTORADIO PIONEER TPFA86E

L'AUTORADIO que nous essayons aujourd'hui est du type AM-FM à lecteur de cartouches 8 pistes stéréo à programme sans fin. Ce genre d'appareil a la faveur d'une large couche de jeunes auditeurs, grâce à la grande variété de cartouches enregistrées qui sont disponibles sur le marché, à la bande passante supérieure à celle des cassettes, et surtout à l'écoute en stéréophonie qu'elle permet en voiture.

CARACTERISTIQUES

La section radio couvre deux gammes : PO 525-1 605 kHz, FM 88-108 MHz. La sensibilité est de $30 \mu V$ en AM, $3 \mu V$ en FM. La puissance de sortie est de $2 \times 3,5 W$ eff. sur haut-parleurs de 4Ω ; le constructeur indique que l'on peut utiliser des haut-parleurs d'impédance comprise entre 2 et 8Ω . A cette puissance, le taux de distorsion harmonique est inférieur à 3 %, et la bande passante s'étend de 50 Hz à 10 kHz.

La section cartouche accepte toutes les cartouches 8 pistes stéréo, la vitesse est de 9,5 cm/s. Le pleurage et le scintillement sont inférieurs à 0,3 % eff. La sélection des programmes de la cartouche est manuelle ou automatique, le défilement de la bande est unidirectionnel, celle-ci étant installée pour un déroulement sans fin. La séparation des canaux est supérieure à 30 dB, et le rapport signal sur bruit supérieur à 45 dB. L'alimentation est prévue sous 12 V négatif à la masse, la consommation maximale étant de 1 A.

PRESENTATION

L'appareil est composé de deux parties : les circuits haute fréquence et lecteur de cartouche sont disposés dans un boîtier de la dimension standard autoradio, tandis que le bloc des amplificateurs de puissance est disposé dans un boîtier séparé. Cette solution de séparation en deux parties est obligatoire, car l'emplacement du lec-



teur de cartouche occupe 80 % du volume du boîtier radio, et grouper tous les circuits dans un même bloc donnerait à celui-ci des dimensions trop importantes. Pour le montage, deux barrettes permettent de fixer le bloc des amplificateurs de puissance au-dessus ou au-dessous de l'autoradio proprement dit.

Le logement de la cartouche est situé sous le cadran central. En poussant la cartouche à fond, le lecteur et les amplificateurs sont mis en route et fonctionnent indépendamment de la partie radio. Sur la gauche, deux boutons coaxiaux commandent la recherche des stations et la commutation AM-FM, puis en poussant sur le plus petit, la mise en route ou l'arrêt de l'autoradio. Sur la droite, deux boutons coaxiaux permettent d'agir sur quatre paramètres : le bouton de grand diamètre commande le correcteur de tonalité, le bouton de petit diamètre contrôle le volume, en le poussant, le changement de programme s'effectue en lecture de cartouche, en tirant ce bouton et en le tournant à gauche ou à droite, on met la balance en action. Les différents programmes AM-FM et les numéros des pistes lues sur la cartouche, sont signalés par une série de petits voyants lumineux situés immédiatement sous le cadran de repérage des stations. Pour passer d'un programme radio à la lecture de cartouche, il suffit d'enfoncer celle-ci à fond. La double antenne est située à l'extrémité d'un câble coaxial entrant sur le panneau arrière. Le raccordement au bloc amplificateur est réalisé à l'aide d'un câble terminé par une fiche à 9 contacts sortant sur le flanc droit et au-dessous de l'appareil. Le bloc amplificateurs possède un câble terminé également par une fiche 9 contacts ; le raccordement aux deux haut-parleurs s'effectue à l'aide de fiches deux contacts détrempés. Le fil d'alimentation est muni du porte-fusible classique assurant la protection.

Le récepteur nous l'avons dit, est occupé par le mécanisme du lecteur, bien dimensionné. Les circuits sont disposés sur quatre pla-

INSTITUT D'ENSEIGNEMENT COMMERCIAL

ÉTABLISSEMENT D'ENSEIGNEMENT PRIVÉ
144, BOULEVARD DE CHARONNE, PARIS-20^e
Tél. : 746-46-09 - Métro : Alexandre-Dumas
Renseignements à l'École de 15 à 19 heures

L'ÉLECTRONIQUE... ...VOTRE AVENIR



Sans connaissances
au départ

Stages pratiques
à l'École

Matériel chez soi

Un cadeau
à nos élèves

C.A.P. - B.P. - B.T.S. - Cours d'ingénieurs
B.E.P. - BACCALaurÉATS TECHNIQUES G-H-F

Les diplômes d'Etat forment les bons techniciens

V - ELECTRONIQUE - Automation industrielle

VI - RADIO - TV - Électricité

IV - INFORMATIQUE : Cobol, Fortran, PL/1, Algol, Assembleur, etc.

Programmation - Analyse

Autres cours : électromécanique, auto, électrobiologie, dessin industriel, géologie, agriculture, secrétariat, sténo-dactylo, comptabilité, gestion, commerce, marketing, vente, transport, etc.

ENSEIGNEMENT GÉNÉRAL : (C.E.P. au bac maths ingénieurs), préparation aux diplômes d'Etat, révisions.

BON GRATUIT - VEUILLEZ M'ENVOYER UNE DOCUMENTATION
POUR LE COURS DE :

NOM, Prénom.....

Adresse.....

Niveau d'études.....(Pas de démarchage) HP2

quettes imprimées remplissant les fonctions suivantes : Tête HF-AM, tête HF-FM, circuits FI de l'AM et de la FM, preamplificateurs de lecture. L'accord est assuré en AM et en FM à l'aide d'un condensateur variable à cinq cages, deux sont utilisées en FM, trois en AM. Le trimer d'accord antenne est très facilement accessible, en poussant l'obturateur du lecteur de cartou-

che. Le moteur est du type à régulation de vitesse mécanique, entraînant un volant largement dimensionné de 60 mm de diamètre à l'aide d'une courroie néoprène. Le mécanisme de l'électro-aimant commandant le déplacement de la tête de lecture est bien réalisé.

Le bloc amplificateurs est compact, bien qu'il comporte un trans-

formateur déphaseur pour l'attaque de l'étage de sortie sur chaque voie. Le cordon de liaison permet éventuellement de le disposer ailleurs que sur le récepteur, il peut être fixé à 30 cm de celui-ci. Les haut-parleurs livrés avec l'appareil sont du type TS10 à cône de 12,7 cm de diamètre, d'impédance 4 Ω et capables de supporter une puissance de 6 W.

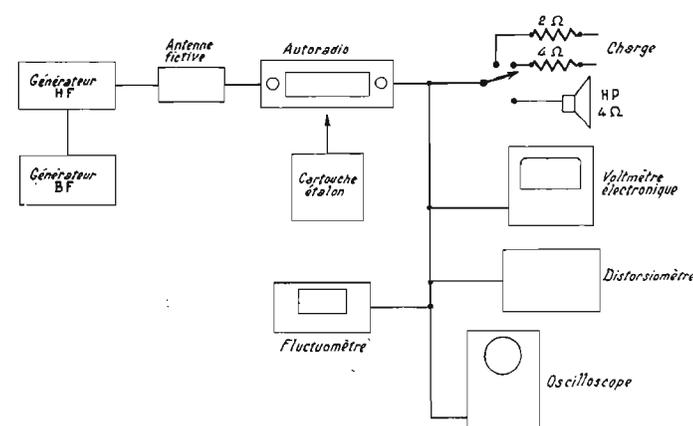
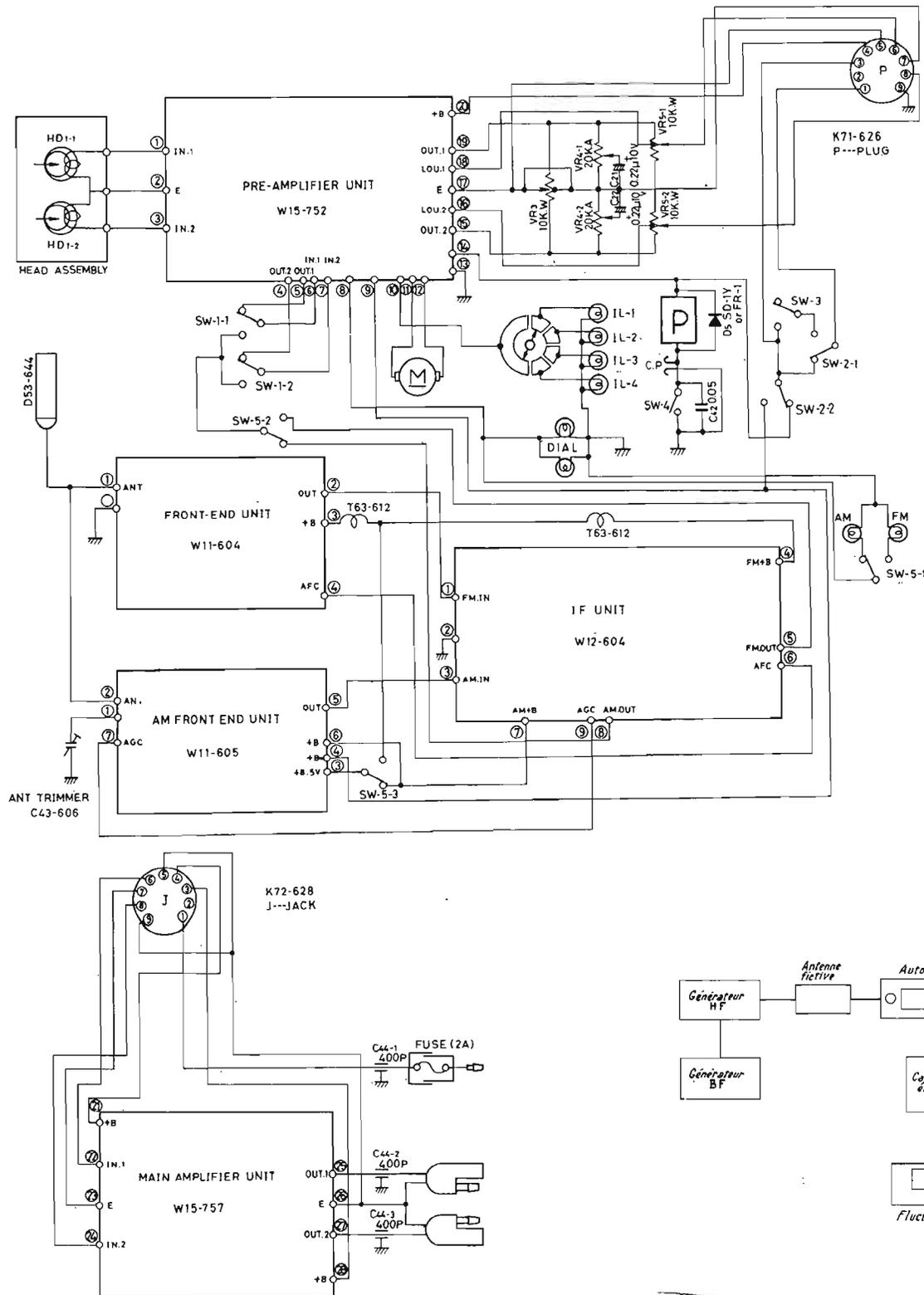
DESCRIPTION DES CIRCUITS ET FONCTIONNEMENT (voir schéma synoptique et figures)

Les circuits AM et FM étant complètement indépendants même en fréquence intermédiaire, nous détaillerons séparément chaque gamme jusqu'à la détection des signaux basse fréquence, puis les circuits de lecture, et les amplifica-

PARTIE MODULATION D'AMPLITUDE

La tête haute fréquence est bien conçue (Fig. 1). Elle comporte un étage haute fréquence accordé Q_{101} , un oscillateur local équipé du transistor Q_{103} , et un étage mélangeur Q_{102} . L'accord est réalisé à l'aide de trois condensateurs variables de l'élément commun AM/FM. En sortie du mixer Q_{102} , deux transformateurs accordés sur 455 kHz constituent la charge de cet étage. Un enroulement basse impédance attaque le premier étage FI. Un régulateur de tension équipé du transistor Q_{104} et de la diode zener D_{101} est installé sur le circuit imprimé, et il fournit la tension nécessaire au fonctionnement des têtes HF, AM ou FM.

Les signaux arrivent au point 3 de la platine FI (Fig. 2) et attaquent la base du transistor Q_{206} à travers le condensateur C_{220} . Les signaux traversent le transformateur accordé T_{203} , et son couplé directement sur la base du second étage FI Q_{207} à travers un enroulement basse impédance. Le fonctionnement de cet étage est identique à celui du précédent. La charge collecteur est constituée par le transformateur accordé T_{204} , dont le secondaire est bouclé sur la diode D_{203} assurant avec le circuit $R_{247} C_{228}$ la détection des signaux basse fréquence. Les signaux sortent sur la borne 8 de la plaquette. Les diodes D_{204} et D_{205} élaborent le signal d'AGC, transmis de la borne 9 à la base de Q_{101} amplificateur HF et à la base de Q_{102} , mélangeur (borne 7, plaquette figure 1).



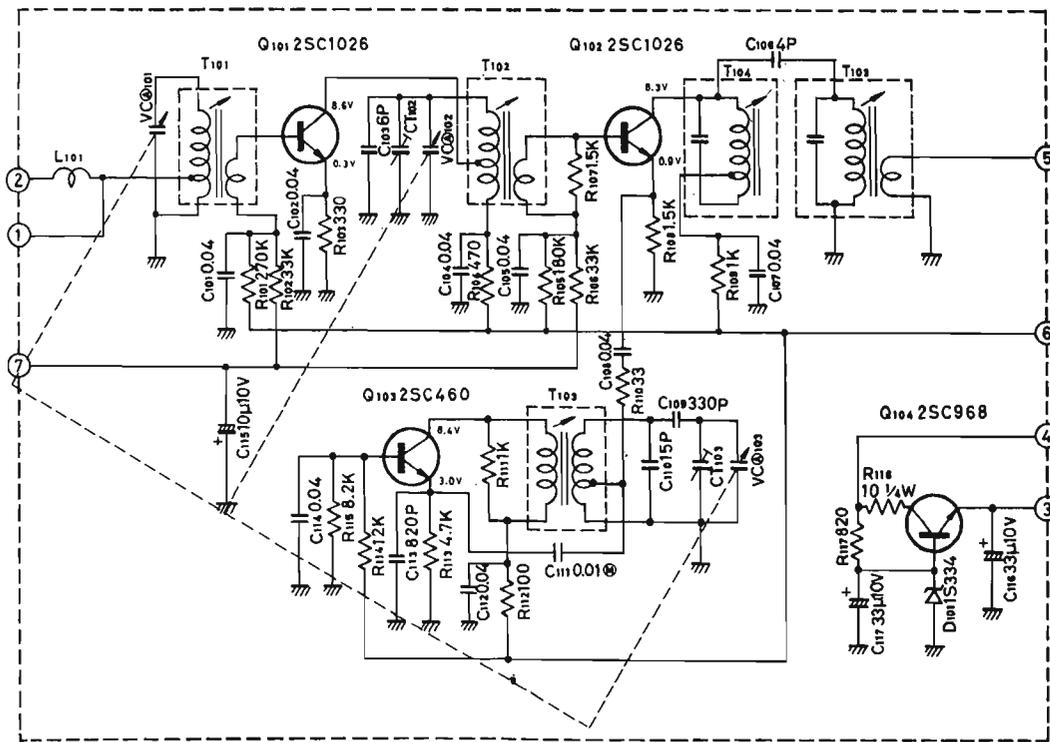


Fig. 1

nant en limiteurs. La charge du transistor Q_{205} est constituée par les transformateurs T_{201} et T_{202} assurant la liaison au discriminateur, du type détecteur de rapport équipé des diodes D_{201} et D_{202} .

Les signaux basse fréquence sont transmis par la borne 5 de la plaquette, le signal d'AFC par la borne 6.

CIRCUITS PREAMPLIFICATEURS DE LECTURE

Les signaux provenant des têtes de lecture sont appliqués aux préamplificateurs en passant par les bornes 1 et 3. Nous décrirons la voie du haut (Fig. 4). Les signaux traversent le condensateur C_5 , puis arrivent sur la base du premier étage Q_1 . Celui-ci attaque en liaison continue la base de l'étage suivant Q_2 . Un réseau de contre-réaction constitué par R_7 , C_{11} , R_{15} injecte un signal sur l'émetteur de Q_1 , et une seconde contre-réaction est appliquée de l'émetteur

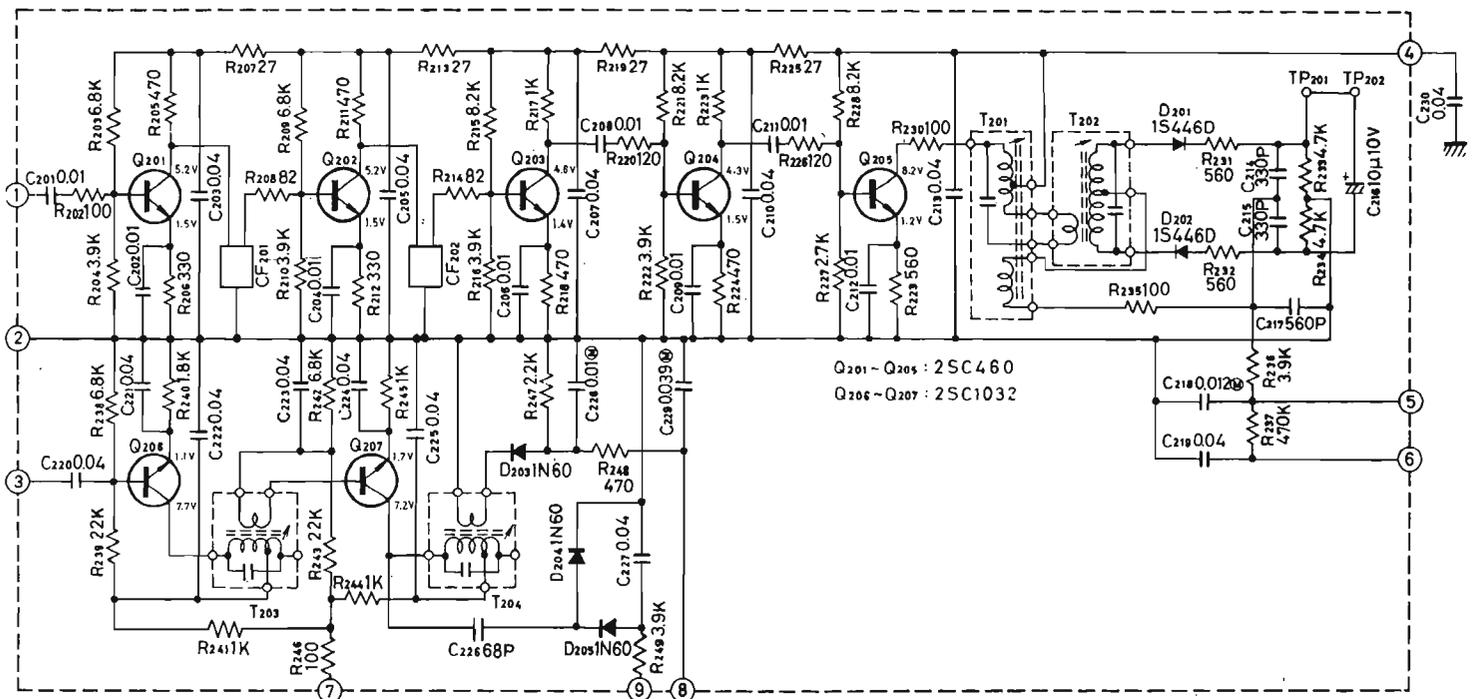


Fig. 2

PARTIE MODULATION DE FREQUENCE

La tête haute fréquence est constituée également d'un amplificateur haute fréquence Q_{101} , d'un oscillateur local Q_{103} , et d'un mixer Q_{102} (Fig. 3). Le transistor Q_{101} est monté en base commune, circuit assurant un faible bruit. L'accord est réalisé par

condensateurs variables. L'oscillateur local a sa fréquence asservie par un signal d'AFC, appliqué sur la diode varicap D_{101} et provenant de la borne 4 de la plaquette. Les signaux FI sont sélectionnés sur le collecteur de Q_{102} dans le transformateur accordé T_{101} . En sortie les signaux sont appliqués sur la base du transistor Q_{201} à travers C_{201} et R_{202} , pre-

mier étage FI à 10,7 MHz (point 1 plaquette FI figure 2). Un filtre céramique CF_{201} assure la liaison à l'étage suivant Q_{202} , un second filtre CF_{202} remplit une fonction identique à la sortie de cet étage. Ces filtres ont une sélectivité bien plus grande que les transformateurs accordés classiques. Nous attaquons ensuite les étages en cascade Q_{203} , Q_{204} et Q_{205} , fonction-

de Q_2 à travers la résistance R_5 sur la base de Q_1 étage d'entrée. La charge de Q_2 est constituée par le potentiomètre VRI, destiné à équilibrer le niveau de sortie préamplificateur sur cette voie. Le curseur du potentiomètre est relié à la base de l'étage de sortie du préamplificateur Q_5 en passant par la borne 5, le contact de mise en service lecture, et la borne 6.

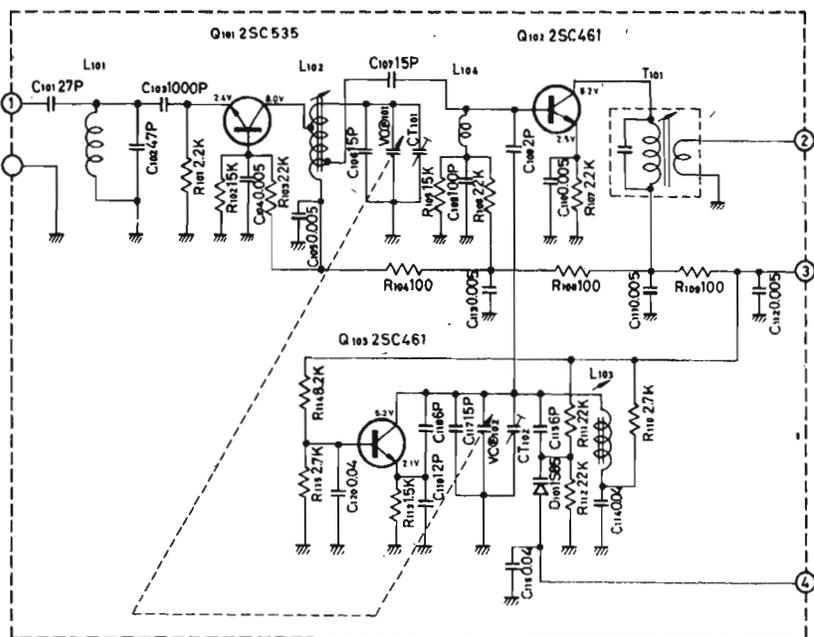


Fig. 3

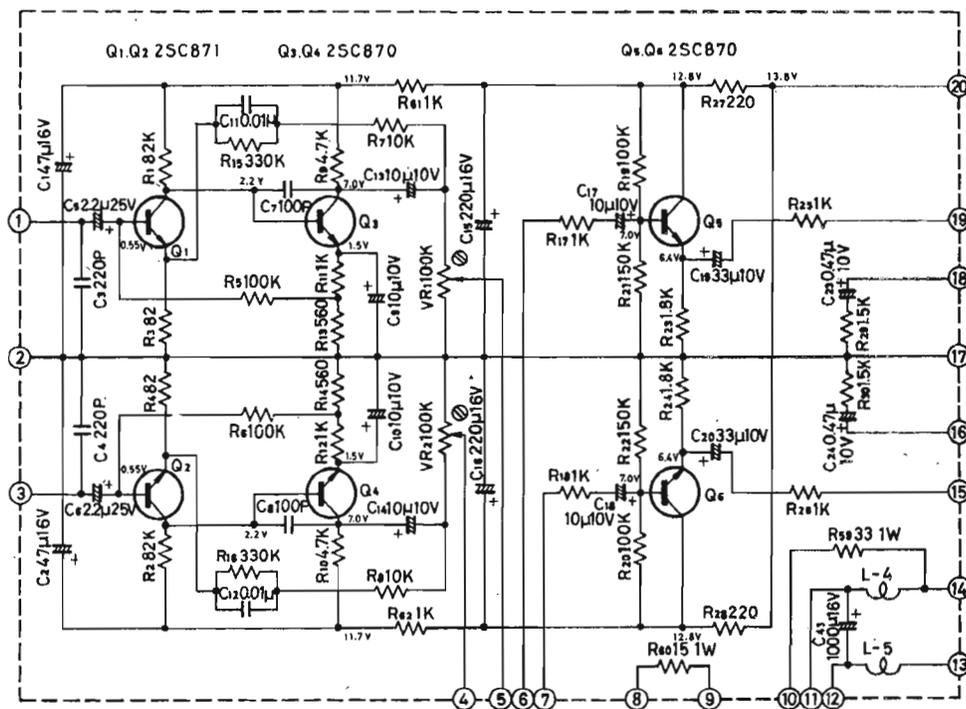


Fig. 4

Le transistor Q_5 est monté en émetteur follower et sort donc sous basse impédance. En sortie de la carte imprimée sont disposées les différentes commandes (voir schéma synoptique) le potentiomètre de balance VR_3 , les potentiomètres du correcteur de tonalité VR_{41} - VR_{42} , les potentiomètres de volume VR_{51} et VR_{52} . Les signaux traversent ensuite le cordon de liaison au bloc amplificateur.

AMPLIFICATEURS BASSE FREQUENCE (Fig. 5)

La liaison à l'étage d'entrée s'effectue à travers le condensateur C_{25} , puis les signaux sont appliqués sur la base du transistor Q_7 . Le condensateur C_{31} relie le collecteur de Q_7 à la base de Q_8 , transistor driver. L'attaque du push-pull série Q_{11} , Q_{12} s'effectue à travers le transformateur déphaseur T_1 . Le signal de

sortie traverse le condensateur C_{39} et la self L_1 avant d'être appliqué au haut-parleur. Une contre-réaction sélective est injectée sur l'émetteur de l'étage driver Q_8 à travers le réseau C_{37} - R_{47} .

MESURES

Nous avons mesuré dans les conditions définies dans nos précédents bancs d'essai la sensibilité de cet appareil.

La sensibilité en FM est de $2,5 \mu V$ pour un rapport signal+bruit de 26 dB. En AM, pour un rapport S + B/B constant de 10 dB nous avons obtenu $35 \mu V$ à 600 kHz et $28 \mu V$ à 1 500 kHz. En basse fréquence, nos résultats sont les suivants :

- Puissance de sortie : $2 \times 3,7 W$ eff. à 1 000 Hz sur charge de 4Ω ; $2 \times 6 W$ eff. à 1 000 Hz sur charge de 2Ω .

- Distorsion harmonique : sur 4Ω et $2 \times 3,7 W$ eff. 1,3 % ; sur 2Ω et $2 \times 6 W$ eff. 1,9 %.

- Bande passante à la puissance maximale de $2 \times 3,7 W$ eff. 50 Hz - 11 kHz ± 2 dB (voir tableau).

Sur le lecteur de cartouche, nous avons procédé à la lecture d'une bande étalon, et nous avons obtenu les chiffres suivants :

- Pleurage + scintillement : $\pm 0,35$ % pondéré.

- Bande passante : 60 Hz - 12 kHz ± 3 dB (voir tableau).

Toutes les mesures ont été faites avec une tension d'alimentation de 14 V.

ECOUTE

Nous avons testé sur véhicule cet appareil dans les conditions habituelles. La réception en FM est en tous points excellente et nous avons reçu de nombreux émetteurs tout au long de notre périple en grande banlieue parisienne. En AM, la sensibilité est très grande; nous avons reçu des stations allemandes et anglaises en milieu urbain.

Fréquence Hz	Charge 4Ω	Haut-parleur 4Ω	Lecture cartouche étalon
50	- 1,7 dB	- 4,5 dB	- 5 dB
60	- 1 dB	- 3 dB	- 3 dB
80	- 0,5 dB	- 2 dB	- 0,5 dB
100	- 0,5 dB	+ 0,5 dB	0 dB
200	0 dB	+ 1 dB	+ 0,5 dB
400	0 dB	+ 0,5 dB	+ 0,5 dB
800	+ 0,5 dB	- 1 dB	0 dB
1 000	+ 0,8 dB	- 1 dB	0 dB
2 000	+ 1 dB	0 dB	+ 0,5 dB
5 000	+ 0,5 dB	+ 0,5 dB	+ 1 dB
8 000	- 0,5 dB	+ 1 dB	- 0,5 dB
10 000	- 1 dB	- 2 dB	- 2 dB
12 000	- 2 dB	- 3,5 dB	- 3 dB

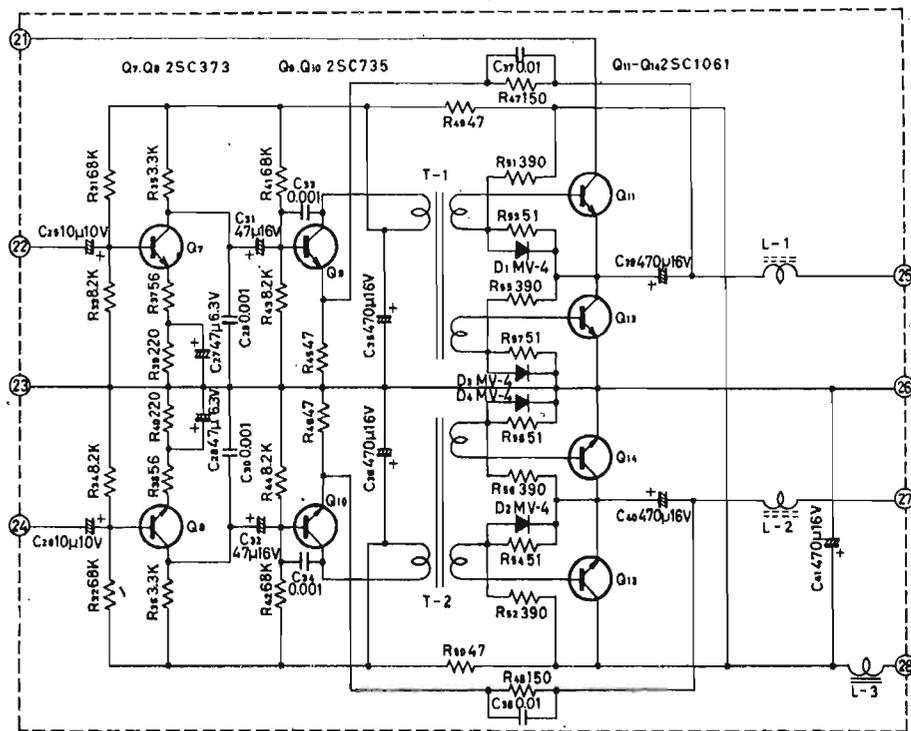


Fig. 5

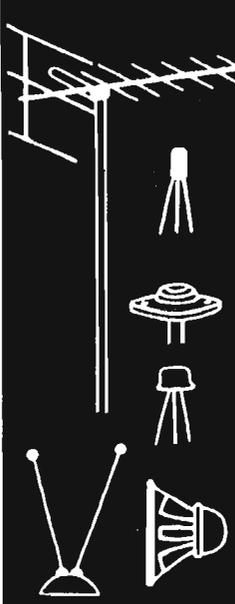
L'écoute des cartouches nous a révélé la vraie raison de leur succès, leurs qualités musicales sont supérieures à celles des cassettes dans les équipements autoradios. Quoi qu'en pensent les mélomanes, il existe à l'heure actuelle un très net avantage pour les cartouches. Sans doute, les lecteurs de cassettes peuvent être intégrés dans les chaînes Hi-Fi, mais pas les autoradios à cassettes.

Nous avons voulu aller jusqu'au bout de l'expérimentation et nous avons utilisé deux enceintes de prix moyen pour les raccorder à l'appareil. L'écoute est excellente, de la qualité d'une petite chaîne haute fidélité.

CONCLUSION

Cet autoradio est bien conçu, sa technique et sa technologie sont très bonnes. Le soin apporté aux têtes HF, AM et FM explique sa grande sensibilité. Le souffle est faible sur le lecteur de cartouches, le pleurage est un peu élevé, mais l'appareil que nous avons eu entre les mains était en service depuis plusieurs mois. La présentation est agréable, et l'utilisation simple.

J.B.





LYON RHONE ALPES

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



DISTRIBUTEUR
 AUDAX - AUTO VOX - BISSET - COGECO - C' d'A - CENTRAD - CHINAGLIA
 - DUAL - EUROFARAD - FRANCE PLATINE - GARRARD - GECO - HECO -
 HIRSCHMANN - G.E. - INFRA - JEAN RENAUD - K.F. - LENCO - L.M.T. -
 MERLAUD - METRIX - OREGA - PERLESS - PHILIPS - PORTENSEIGNE - R.T.C.
 RADIOTECHNIQUE - RADIO CONTROLE - RADIOMATIC - ROSELSON -
 SCIENTELEC - SIC - SUPRAVOX - SCOTCH - SIARE - THUILIER -
 TOUTELECTRIC - VEGA - VARTA - VOXSON - WIGO - etc...

(Nous n'expédions pas de catalogue)

TOUT POUR LA RADIO

66 COURS LAFAYETTE - LYON 3° - PARKING TEL 60.26.23

AMATEURS ET PROFESSIONNELS : CONSEILLERS TECHNIQUES

Les SECRETS DE LA RADIO ET DE LA TÉLÉVISION dévoilés aux débutants

LA CONSTRUCTION ET LE MONTAGE MODERNES RADIO - TV - ÉLECTRONIQUE

LES MOTEURS DE MAGNÉTOPHONE ET LEUR RÉGULATION

LES caractéristiques des moteurs de magnétophones ont une importance essentielle pour leur fonctionnement et, en particulier, pour la réalisation d'une vitesse de défilement uniforme indispensable pour éviter le pleurage et le scintillement.

Nous avons étudié dans un récent article l'évolution de la construction des moteurs et leurs perfectionnements; les problèmes posés ont évidemment été compliqués par la construction des magnétophones portatifs alimentés par des piles et des accumulateurs, ce qui posait la question de la **régulation des moteurs électriques alimentés par le courant continu basse tension**. Mais les perfectionnements des moteurs destinés à être alimentés par le courant du secteur ont également bénéficié des transformations étudiées pour ces moteurs à courant continu.

LA RÉGULATION DES MOTEURS ASYNCHRONES

Les magnétophones à haute-fidélité, semi-professionnels ou même d'amateurs, alimentés par le courant du secteur alternatif, comportent, comme nous l'avons indiqué, des moteurs synchrones actionnant le cabestan ou asynchrones-synchronisés. Nous avons déjà signalé l'importance de la régulation de ces moteurs pour obtenir un défilement d'une constance de plus en plus parfaite.

Dans ce domaine, on peut signaler d'intéressantes solutions présentant des particularités originales et efficaces. L'une de celles-ci est adoptée sur l'appareil **Philips Pro 12** de grande classe comportant une mécanique à trois moteurs et des transmissions électroniques par relais sur les principales commandes mécaniques.

L'originalité consiste dans l'emploi d'un procédé dit à **charge constante** par analogie mécanique d'un injecteur électrique de courant. Ce dispositif simple et efficace régularise la vitesse de défilement, dont les fluctuations par pleurage et scintillement ne dépassent pas 0,08 % à 19 cm/s et 0,1 % à 9,5 cm/s, tout en permettant de rapides démarrages avec une vitesse nominale atteinte en 0,3 s environ.

Pour obtenir ces résultats, le moteur d'entraînement doit en permanence surmonter une **résistance mécanique**, qui est une fonction croissante de sa vitesse angulaire, et très supérieure à celle qui doit être surmontée normalement pour faire défiler le ruban. Il en résulte un amortissement élevé et aperiodique de l'ensemble moteur-cabestan-ruban; la vitesse est ainsi stabilisée, et ne présente pratiquement plus d'oscillation aux alentours de la valeur nominale, sauf s'il se produit des perturbations accidentelles de grande importance (Fig. 1).

Pour obtenir ce résultat, le moteur synchrone utilisé pour le défilement entraîne par l'intermédiaire d'une courroie plate rectifiée et polie en polyuréthane lourd le volant de cuivre solidaire de l'axe du cabestan. La couronne de ce volant se déplace entre deux aimants permanents et, sous l'effet des courants de Foucault, le système est d'autant plus freiné que

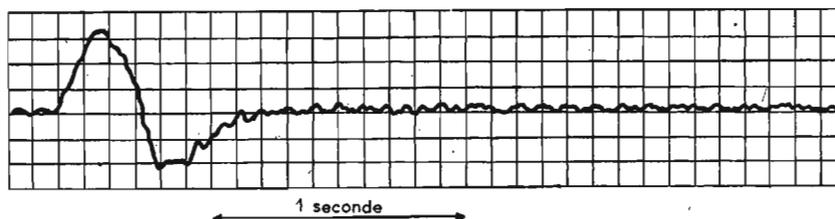


Fig. 1

tournez la page

infra vous informe

Le publicitaire est une page de publicité pour le magnétophone Philips Pro 12. Elle est divisée en deux parties principales. À gauche, une photographie en noir et blanc d'un homme en costume et cravate, qui est en train d'utiliser un magnétophone. À droite, un grand logo 'infra' stylisé, qui est une lettre 'i' avec une spirale à l'intérieur. Le logo est entouré de plusieurs petits logos 'infra' identiques. Le texte 'tournez la page' est écrit en blanc sur un fond noir, et 'infra vous informe' est écrit en blanc sur un fond noir plus bas. Le logo 'infra' est également présent en haut et en bas de la page.

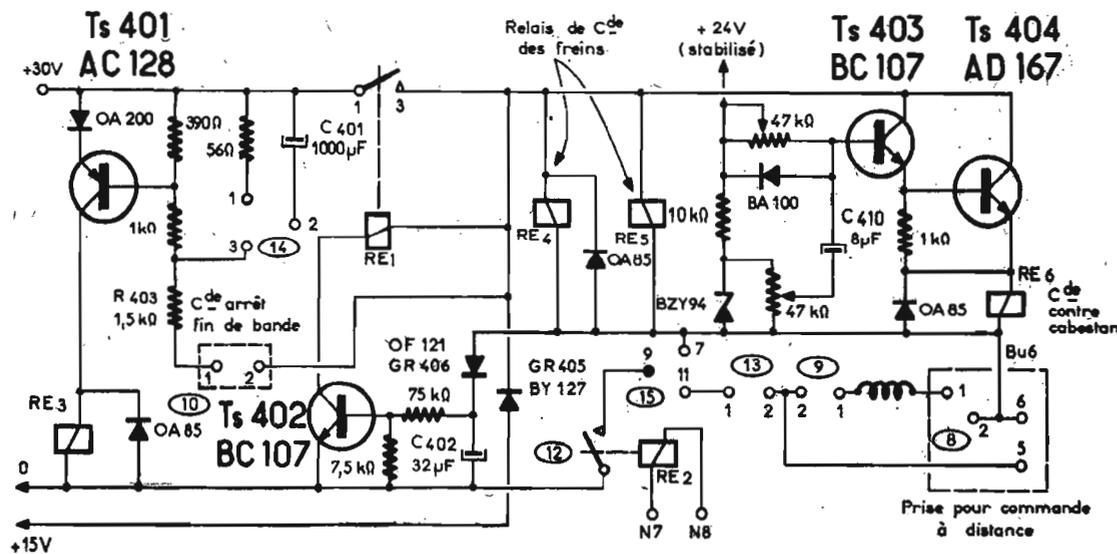


Fig. 2

sa vitesse angulaire est plus élevée. Le dispositif régulateur est donc constitué par le volant assisté par son frein magnétique.

Le moteur synchrone tourne à la vitesse nominale, mais la courroie élastique et polie, isolant également le cabestan des vibrations du moteur, assure une certaine liberté de glissement en permettant de régler dans les meilleures conditions la vitesse de défilement au moyen d'un disque stroboscopique incorporé. En modifiant la position des aimants de freinage, ce dispositif permet également une certaine variation de vitesse pour la lecture des bandes enregistrées sur d'autres magnétophones.

Le moteur synchrone de l'appareil est suffisamment puissant pour supporter une forte résistance de freinage en régime normal; mais cette résistance est faible au moment du démarrage, puisqu'elle dépend directement de la vitesse. Dans ces conditions, la vitesse de régime normal est atteinte très rapidement en 0,3 s, et les caractéristiques nominales de défilement, de pleurage et de scintillement sont obtenues en moins de une seconde.

Dans un appareil de ce genre, le diamètre maximal des bobines ne dépasse pas 18 cm, ce qui per-

met déjà 2 h 30 minutes d'enregistrement à 9,5 cm/s, ou 1 heure à 19 cm/s avec 730 m de ruban double durée. La variation de vitesse sur toute cette longueur ne dépasse pas 0,3 %.

Pour les défilements accélérés, les moteurs asynchrones reliés aux noyaux des bobines transportent 540 m de bande longue durée d'une bobine à l'autre en 75 secondes. Pendant le défilement normal, ils sont alimentés sous tension réduite pour maintenir le ruban tendu et participent au freinage au moment de l'arrêt ou d'une inversion de champ du défilement.

Les freins à disque et bande élastique commandés par relais agissent en moins de 2 secondes pour le défilement accéléré, et 0,25 seconde pour la lecture et l'enregistrement. A l'arrêt, les freins normalement serrés bloquent les bobines, et ne peuvent se desserrer que si les moteurs qui tendent les rubans sont déjà sous tension, d'où l'impossibilité de boucles ou de déroulements accidentels.

Le schéma des commandes électromagnétiques par relais de cet appareil est représenté sur la figure 2. Le système est tributaire de deux tensions continues non régulées, de + 15 et + 30 V. Sur

les bornes N₇ et N₈ reliées aux relais RE₂, on applique une tension continue obtenue par redressement du courant traversant les moteurs asynchrones. Les freins des bobines ne sont ainsi libérés que si le ruban est soumis à une traction mécanique.

La régulation de la vitesse angulaire d'un moteur asynchrone peut être obtenue par un autre procédé plus complexe de caractère électronique et qui a, d'ailleurs, déjà été signalé précédemment.

La méthode datant de 1961 est dite par « rétroaction de vitesse », le couple moteur est contrôlé par l'effet sur un circuit résonnant d'un signal alternatif d'amplitude constante et de fréquence proportionnelle à la vitesse angulaire à stabiliser. Le procédé était déjà bien connu; sa mise en œuvre est relativement facile et les résultats obtenus sont remarquables. Ils ont permis, en particulier, d'assurer la renommée des appareils Nagra dont nous reparlerons plus loin.

Cependant, les applications de ce principe concernent surtout les moteurs à courant continu, et on ne pensait pas primitivement les étendre aux moteurs à courant alternatif, au moment où l'on employait avec succès les moteurs

synchrone et, en particulier, les moteurs Papst à rotor extérieur. Sans doute, faut-il tenir compte de la fréquence du secteur, ce qui impose des modifications lorsqu'on veut utiliser, en particulier, des appareils américains ou japonais, et il peut être plus ou moins difficile de faire tourner un tel moteur à une vitesse angulaire faible sans produire des vibrations parasites.

Le système utilisé dans les appareils Revox de fabrication suisse consiste dans l'étude et la mise au point d'un moteur asynchrone ne produisant pas de parasites de commutation, pouvant tourner directement et sans vibrations à une vitesse assez lente, régulée efficacement par un dispositif électronique et dont le fonctionnement ne dépend plus ainsi de la fréquence du secteur.

Nous avons déjà indiqué le principe du système: une roue dentée solidaire de l'axe moteur produit des tensions alternatives, dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse angulaire qui doit être régulée.

Ces tensions amplifiées mises en forme et écartées à niveau constant sont appliquées à un élément de référence constitué par un circuit bobinage-capacité (trC) de caractéristiques très stables fonctionnant sur un flanc de la courbe de résonance avant d'être redressé et filtré. On obtient ainsi une tension continue différente d'une certaine valeur réglée à un niveau normal d'une quantité proportionnelle approximativement et algébriquement à l'écart existant entre la vitesse angulaire normale et celle qui existe au moment considéré.

Cette tension peut commander le courant du collecteur de sens invariable d'un transistor de puissance; mais, en apparence, il semble difficile de l'utiliser pour exciter le moteur alternatif asynchrone de défilement.

L'artifice utilisé par le constructeur est très original. Le courant alternatif du secteur inverse son sens à l'intérieur des bobinages statoriques du moteur; il est redressé ensuite par un pont de quatre diodes, et il peut traverser

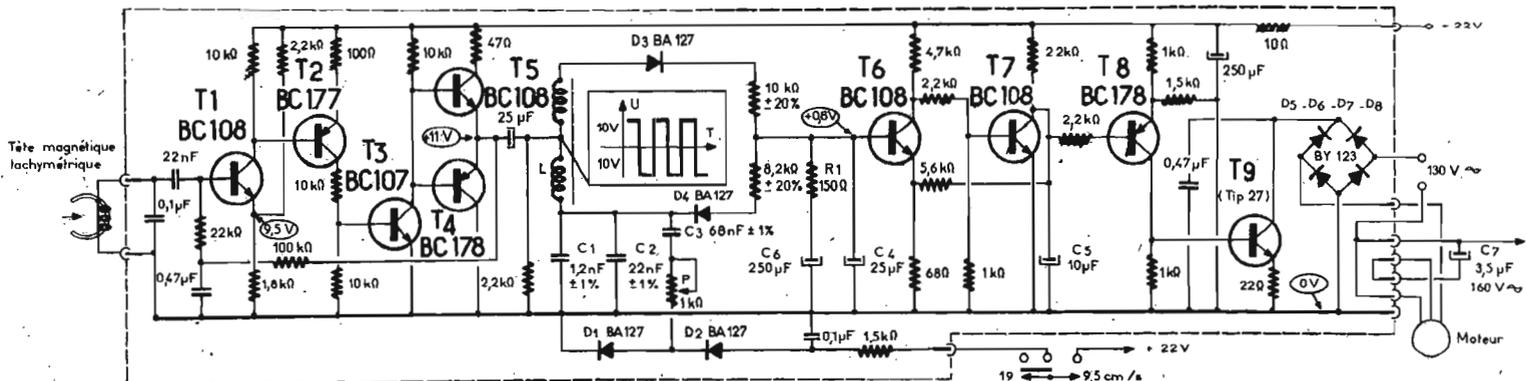


Fig. 3

l'espace collecteur-émetteur du transistor de puissance dans un sens invariable. Ainsi, un circuit d'asservissement d'un type imaginé, comme nous le verrons plus loin, pour la régulation des moteurs à courant continu peut être utilisé pour les moteurs asynchrones, dont le couple varie en fonction de l'intensité moyenne du courant qui les traverse et s'adapte à chaque instant aux conditions de fonctionnement, ce qui permet de réduire au minimum l'écart entre la vitesse angulaire au moment considéré et la valeur nominale théorique.

Les moteurs asynchrones adoptés sont du type à rotor extérieur et ont, d'ailleurs, été réalisés en collaboration avec les techniciens de la Société Papst. Ces moteurs robustes assurent déjà par l'augmentation du moment d'inertie du volant et par l'étude rationnelle des fentes du circuit magnétique, une rotation régulière à faible vitesse angulaire avec un minimum de vibrations parasites.

A part l'absence d'ailettes et une série de créniaux taillés dans le rotor, le système est donc construit comme un moteur Papst, mais il comporte un capteur magnétique qui compte les passages de sortes de crans taillés dans le rotor. Ce dernier est une cloche en acier spécial, contrairement au rotor des moteurs asynchrones ou synchrones habituels qui sont en fer feuilleté munis d'encoches, dans lesquelles on coule de l'aluminium.

Les indications tachymétriques, c'est-à-dire concernant la vitesse de rotation du moteur, sont ainsi fournies par la denture comportant 120 dents fraisées avec précision à la périphérie supérieure du rotor.

Le défilement de ces dents devant l'entrefer d'une tête magnétique comportant un noyau légèrement aimanté produit une tension alternative de fréquence proportionnelle à la vitesse angulaire du moteur, soit de 800 ou 1 600 Hz respectivement pour des vitesses de défilement de 9,5 ou 19 cm/s.

Cette tension est appliquée au circuit indiqué sur le schéma de la figure 3 représentant l'amplificateur d'asservissement; les impulsions sont amplifiées par les transistors T_1 , T_2 , T_3 , T_4 et T_5 .

Les impulsions amplifiées sont transmises par un condensateur de 25 μF à un discriminateur accordable sur les deux fréquences de 1 600 et 800 Hz, ce qui correspond aux vitesses de rotation de 800 tr/mn pour 19 cm/s et de 400 tr/mn pour une vitesse de 9,5 cm/s. Le discriminateur produit une tension continue, qui est amplifiée par les transistors T_6 , T_7 et T_8 et appliquée à la base de T_9 . Le pont de diodes est relié

au bobinage du moteur; la tension des enroulements moteur est contrôlée par le débit du transistor T_9 .

Le fonctionnement est ainsi assuré avec plus de précision de la manière suivante :

1° Les transistors T_1 , T_2 , T_4 , T_5 au silicium amplifient, rendent symétrique et écrètent la tension tachymétrique; l'alimentation régulée est effectuée sous une tension de 22 V avec des signaux carrés d'amplitude de ± 10 V par rapport à la valeur moyenne.

2° La tension en forme de créniaux est transmise au système discriminateur comportant un circuit formé d'un bobinage à prise médiane avec un coefficient réglé par noyau plongeur fonctionnant en résonance série avec des composants assurant une grande stabilité des caractéristiques.

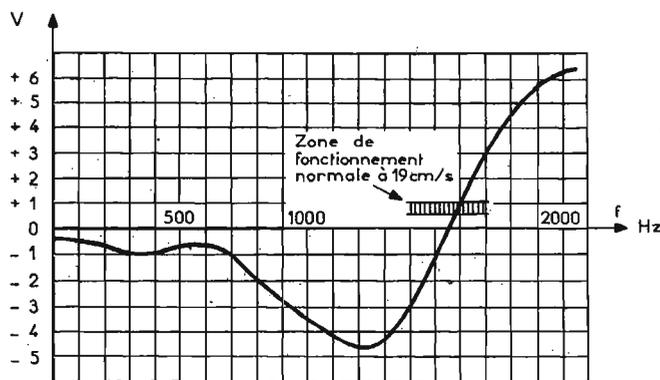


Fig. 4

Les deux vitesses de rotation sont obtenues en faisant varier la fréquence de résonance du circuit trC. Le noyau plongeur permet de régler l'inductance L pour stabiliser la vitesse angulaire en tenant compte des capacités C_1 et C_2 à la valeur correspondant au défilement à 19 cm/s. Le condensateur C_3 est ajouté en parallèle avec les précédents pour les défilements à 19,5 cm/s; la mise en circuit de ce condensateur est réalisée par la diode D_1 .

Lorsqu'elle n'est pas polarisée, elle produit une forte résistance en série avec C_3 , et ce dernier est mis hors circuit; lorsqu'elle est polarisée dans le sens direct, sa résistance est faible et le condensateur C_3 est mis en action; une résistance ajustable P permet un réglage précis de la vitesse de défilement à 9,5 cm/s.

3° La tension aux bornes du bobinage L est redressée par les diodes D_3 et D_4 ; les impulsions continues obtenues sont amplifiées par les transistors T_6 et T_7 , et sont intégrées par les condensateurs C_4 et C_5 .

4° Finalement, le courant de commande du transistor ballast T_9 est encore amplifié par T_8 ; le courant du collecteur déjà régulé

est obtenu par redressement au moyen du pont des quatre diodes D_5 , D_6 , D_7 et D_8 du courant alternatif provenant du stator des moteurs régulés, ce qui permet d'obtenir la phase auxiliaire de démarrage du condensateur.

Au moment de la mise sous tension, le transistor C_6 est bloqué, le courant traversant le transistor C_7 a sa valeur maximale; il en est de même pour T_8 et T_9 , le moteur démarre facilement. Lorsque la vitesse angulaire augmente, la tension produite par le système tachymétrique débloque le transistor T_7 , ce qui réduit les courants au travers des autres transistors et, par suite, l'excitation du moteur.

On obtient finalement un équilibre avec égalisation des couples moteur et résistant, ce qui stabilise la vitesse angulaire à la vitesse nominale désirée.

A partir de ce moment, tout

est obtenu par redressement au moyen du pont des quatre diodes D_5 , D_6 , D_7 et D_8 du courant alternatif provenant du stator des moteurs régulés, ce qui permet d'obtenir la phase auxiliaire de démarrage du condensateur.

Une variation de ± 10 % de la tension d'alimentation de l'amplificateur d'asservissement ne produit qu'un écart de 0,1 % de la vitesse de défilement.

Le taux de pleurage peut ainsi être réduit à $\pm 0,08$ % et $\pm 0,2$ % pour des vitesses relatives de 19 et 9,5 cm/seconde. Le moteur asynchrone, plus léger et plus facile à construire que les moteurs synchrones tournant à une vitesse relativement modérée permet, en outre, l'entraînement direct de la bande par un cabestan de plus grand diamètre.

LA REGULATION DES MOTEURS A COURANT CONTINU

Les magnétophones autonomes à batterie et, en général, les appareils électro-acoustiques alimentés en courant continu basse tension comportent de petits moteurs universels à balais, qui assurent le défilement du support à enregistrer ou à reproduire avec une vitesse qui doit être aussi constante que possible, mais, la tension d'alimentation assurée par les batteries ne demeure pas constante dans le temps. Elle varie au fur et à mesure du vieillissement des piles ou de la décharge des batteries d'accumulateur; la vitesse du moteur varie en fonction de la charge plus ou moins accidentelle appliquée sur le moteur. Depuis plusieurs années, on s'est donc efforcé, au moyen de procédés divers, de maintenir constante la vitesse de rotation de ces petits moteurs, malgré les difficultés qui s'opposent à ce résultat.

Les moteurs du type universel à balais n'ont pas, par eux-mêmes, une vitesse uniforme, et la tension des sources d'alimentation s'abaisse au fur et à mesure de l'utilisation; un premier procédé rudimentaire simplifié évident pour éviter cet inconvénient, consiste à monter en série dans le circuit d'alimentation du moteur un petit rhéostat réglable.

L'utilisateur contrôle le plus souvent possible la vitesse de rotation du moteur et, par suite, la vitesse de défilement de la bande et, lorsque celle-ci diminue, il réduit la résistance montée en série dans le circuit du moteur, en manœuvrant le bouton du rhéostat, de manière à compenser plus ou moins complètement l'affaiblissement de la batterie.

Ce procédé ne pouvait s'appliquer qu'à des appareils très simplifiés; il imposait à l'opérateur une manœuvre continuelle, sans doute facile, mais, cependant, plus ou moins fastidieuse à notre époque d'automatisme et, par ailleurs, il

écart entre les vitesses angulaires instantanée et nominale produit un signal d'erreur modifiant l'intensité du courant traversant le moteur dans le sens assurant la stabilisation recherchée. Au moment du démarrage, la consommation du moteur atteint ainsi 13 VA; elle s'abaisse entre 8 et 10 VA pendant l'entraînement. La puissance en excédent est dissipée par le transistor de puissance T_9 , muni d'éléments de radiation, et qui doit résister à des tensions de l'ordre de 200 V.

Grâce au gain élevé de l'amplificateur d'asservissement, la tension d'alimentation du stator du moteur varie entre 0 et 120 V, suivant que le transistor T_9 est bloqué ou saturé, pour un écart de 3 Hz de la fréquence tachymétrique par rapport à la valeur nominale de 1 600 Hz.

Une variation angulaire de $\pm 0,1$ % suffit ainsi pour faire passer le couple moteur de sa valeur nominale à sa valeur maximale.

Une variation de ± 20 % de la tension du secteur ne détermine qu'une variation de $\pm 0,04$ % de la vitesse angulaire du moteur; le passage d'une fréquence secteur de 50 à 60 Hz ne détermine qu'une modification de 0,05 % de la vi-

n'était même pas efficace, puisqu'il pouvait bien compenser les variations de tension lentes de la batterie, mais non les variations de charge instantanées du moteur. Les constructeurs ont donc été amenés à étudier des dispositifs de régulation **vraiment automatiques**, c'est-à-dire pouvant s'opposer constamment et instantanément aux variations de rotation du moteur, et, par suite de la vitesse de défilement.

Ce problème de régulation s'était posé déjà dans l'industrie depuis fort longtemps, en particulier, dès le début de la phonographie et de la cinématographie sonore, lorsqu'il fallait assurer des vitesses de rotation suffisamment uniformes et synchronisés. C'est un problème du même genre qui se pose pour la synchronisation électro-mécanique des caméras et des projecteurs muets, associés à des magnétophones.

On peut, en général, songer, à introduire automatiquement dans le circuit d'alimentation du moteur, soit progressivement, soit par intermittences, une résistance s'opposant aux effets de la variation de tension de la batterie et de vitesse du moteur. C'est là, un procédé général qu'on utilise également pour la régulation de vitesse ou de fonctionnement des moteurs adaptés sur les appareils électro-domestiques. Lorsqu'il s'agit de réduire la vitesse, la résistance est mise en circuit pendant des durées plus longues, mais à une cadence plus rapide. Au contraire, pour augmenter la vitesse, la résistance est mise en circuit pendant des durées très courtes, ou à des intervalles plus longs (Fig. 5).

Le moteur électrique actionnant le magnétophone à piles peut ainsi être relié à un dispositif électro-mécanique d'alimentation à force centrifuge, dont le principe est plus ou moins analogue à celui du régulateur à boules bien connu.

Lorsque la vitesse du moteur dépasse la vitesse normale, ce régulateur met en circuit une résistance R en série avec la batterie, ce qui diminue la tension et, par suite, la vitesse. Lorsqu'au contraire, la vitesse est trop faible, la résistance n'est pas introduite dans le circuit par le régulateur centrifuge et la vitesse du moteur a tendance à augmenter. Il se produit

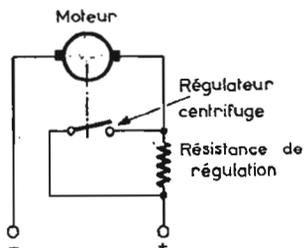


Fig. 5

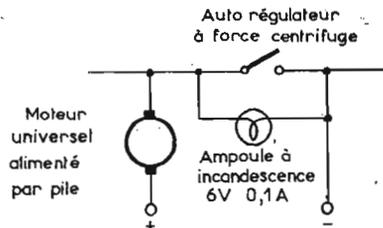


Fig. 6

ainsi des effets d'impulsion et de ralentissement par bonds plus ou moins rapides, qui maintiennent une vitesse de rotation moyenne à peu près constante.

La résistance peut, d'ailleurs, être constituée par le filament d'une petite ampoule à incandescence, comme on le voit sur la Fig. 6, et par exemple, d'une ampoule miniature 6 V - 0,1 A.

Ce dispositif très simplifié présente, évidemment, des inconvénients. Le contact du régulateur est traversé par un courant d'une intensité relativement élevée; il en résulte la production d'étincelles, un certain échauffement, et une usure plus ou moins rapide des contacts. L'inconvénient est plus ou moins analogue, toutes proportions gardées, au phénomène produit dans une installation d'allumage électrique des bougies d'automobile, qui comporte un rupteur disposé sur le circuit primaire de la bobine d'induction à laquelle on est revenu après la suppression des magnétos.

Cet inconvénient peut désormais être évité en limitant la charge à imposer au point de contact de l'interrupteur des bagues et des balais du moteur universel, en agissant **d'une manière plus indirecte** sur la tension d'alimentation du moteur et, dans ce but, en utilisant toujours un contacteur à force centrifuge dans le circuit du moteur, avec un linguet déterminant la fermeture ou l'ouverture du contact pour une certaine vitesse limite mais on emploie en combinaison un transistor, comme le montre la figure 7. Grâce à ce transistor, une petite partie seulement du courant traverse le

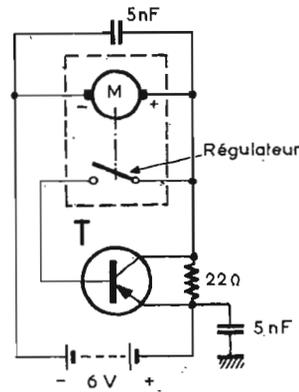


Fig. 8

linguët de contact, tandis que la partie principale est fournie par le transistor. Le transistor remplit ainsi le rôle d'un **interrupteur de puissance** ordinaire et l'interrupteur à force centrifuge incorporé ne sert plus qu'à réunir la ligne du collecteur au transistor pour faire exécuter à sa place par le transistor le véritable travail de force indispensable. Le contact est ainsi traversé uniquement par 2 % à 3 % du courant d'alimentation du moteur.

C'est un dispositif de ce genre qui est représenté sur la figure 8. Dans le circuit du moteur, on place une résistance d'une valeur de l'ordre de 20 Ω et au bornes de celle-ci, on relie l'émetteur d'un transistor spécial shuntant la résistance de 22 Ω . Le système de contacteur centrifuge permet de relier la base du transistor au collecteur, lorsqu'il y a une variation de la vitesse du moteur; de plus, on dispose aux bornes du moteur deux petites inductances à noyau de ferrite et un condensateur en parallèle de 5 000 pF, destinés à éviter toute production de parasites.

Cette insertion d'un transistor permet déjà d'obtenir une grande amélioration. On obtient une vitesse de rotation beaucoup plus uniforme sous l'influence du champ magnétique du moteur dans certaines limites de variation de la tension de la batterie (Fig. 9).

La tension de cette batterie peut ainsi varier entre 6 et 4,3 V sans produire une variation maximale de vitesse dépassant 3 %. Pour des valeurs de tensions plus élevées que 6 V, par exemple pour 7 V, c'est-à-dire pour une batterie

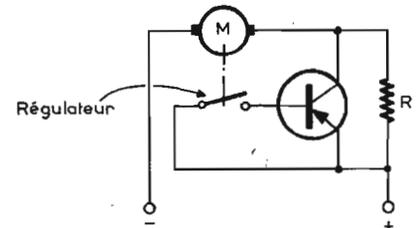


Fig. 7

neuve, la variation ne dépasse pas 1 %, et l'on peut même envisager l'emploi de tensions encore plus élevées par exemple pour des batteries d'automobile, avec une variation de l'ordre de 2,5 % au maximum.

Ce montage a été assez rapidement modifié et a été équipé de deux transistors au lieu d'un, ce qui présentait des avantages par rapport aux dispositifs précédents, cependant moins compliqués et le principe du système est représenté sur la figure 10.

Un montage régulateur de tension a été appliqué, en outre, sur les régulateurs Nagra; un transistor de puissance T_1 agit comme une résistance variable entre des points A et B, et la valeur de cette résistance dépend de celle de l'intensité de son courant de base (Fig. 11).

Ce courant de base correspond à celui de l'émetteur du transistor T_2 , lui-même commandé par le courant du collecteur du transistor T_3 , mais la tension appliquée sur l'émetteur de T_3 est constante, grâce à l'utilisation d'une diode de Zener D, et la tension de base est prélevée au point C sur un pont potentiométrique entre les bornes de sortie.

Si la différence de potentiel entre les points C et D s'écarte de la valeur correspondant au réglage initial, le courant du collecteur de T_3 varie, et détermine avec amplification une variation du courant du collecteur et de l'émetteur de T_2 et, par conséquent, modifie dans le sens convenable la résistance opposée par T_1 au passage du courant.

Un signal d'erreur est recueilli entre C et D; T_1 et T_2 constituent ainsi un amplificateur de régulation, dont le gain suffit à maintenir la tension de sortie à une valeur uniforme en dépit des variations de

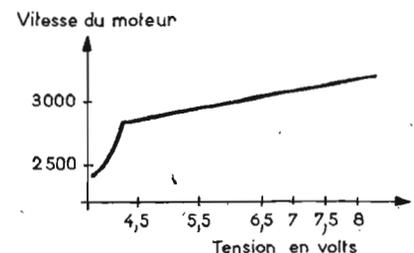


Fig. 9

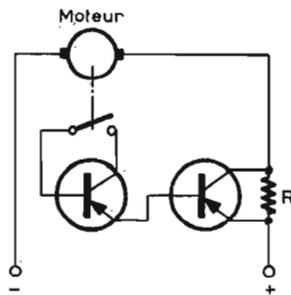


Fig. 10

tension aux bornes des piles dues à leur usure, ainsi qu'aux fluctuations de la consommation totale.

T₁ agit ainsi comme un rhéostat, dont la valeur minimale correspond à un régime de court-circuit, augmente quand la tension en A devient de plus en plus négative ; la diode au germanium OA 85 sert uniquement comme appareil de protection.

nir constante la vitesse de rotation des petits moteurs utilisés dans les appareils-batterie et, dans les premiers systèmes, on employait ainsi un petit interrupteur solidaire de l'axe du moteur actionné par la force centrifuge, qui s'ouvrait lorsque la vitesse dépassait une certaine valeur et se refermait quand le nombre de tours/minute s'était abaissé au dessous de la valeur nominale.

Cet interrupteur avait pour rôle de court-circuiter momentanément une résistance mise en série avec la source d'alimentation du moteur en cas de ralentissement, de façon à augmenter la tension aux bornes du moteur jusqu'au moment où ce dernier avait de nouveau atteint sa vitesse exacte pour se rouvrir ensuite, et c'est là, d'ailleurs, le procédé encore utilisé, comme nous le verrons plus loin, pour assurer la synchronisation électroméca-

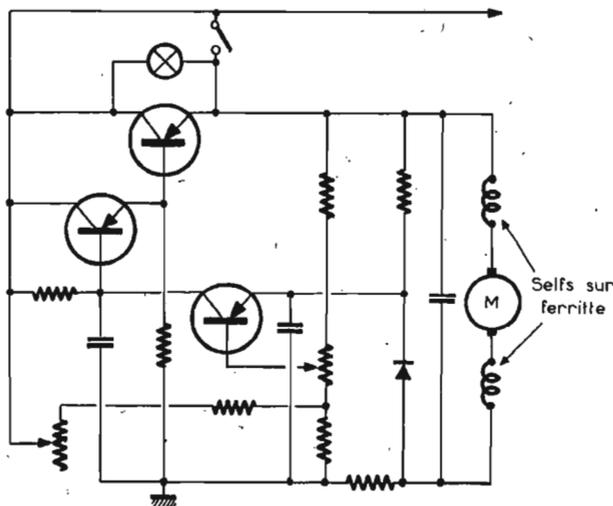


Fig. 12

l'interrupteur incorporé ne sert plus alors qu'à relier la base du transistor au collecteur, le transis-

pannes, avec des pièces en frottement s'usant plus ou moins rapidement. Malgré l'emploi des transistors, il fallait aussi envisager une dissipation d'énergie de l'ordre de 1 à 1,5 V, ce qui était toujours très gênant sur les appareils à batterie. La suppression des systèmes à frottement offre ainsi des avantages remarquables et elle a pu être trouvée récemment grâce à l'utilisation des transistors sous une autre forme, tout en conservant la régularité de fonctionnement absolument indispensable.

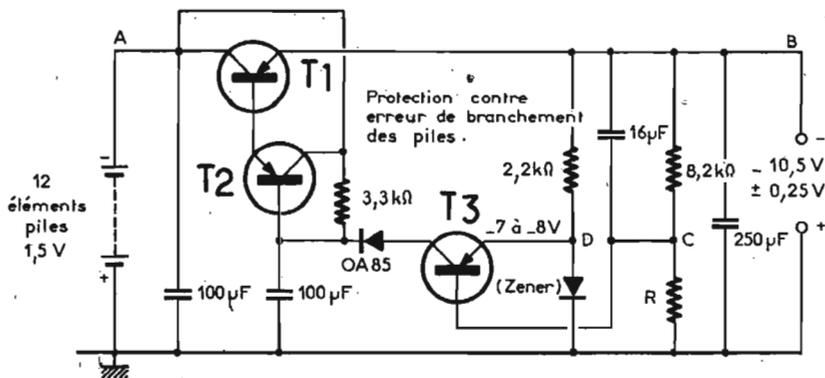


Fig. 11

La régulation de la vitesse du moteur a été également recherchée dans les appareils Miniphon en utilisant un régulateur « très poussé » de la tension d'alimentation en supposant la charge appliquée sur le moteur pratiquement constante (Fig. 12).

LA SUPPRESSION DES BALAIS ET DU COLLECTEUR

Comme nous venons de le voir, on s'est efforcé depuis longtemps de plusieurs manières de mainte-

tor jouant le rôle en quelque sorte d'un « travailleur de force ».

Mais ce montage a été rapidement encore modifié, et l'on a employé deux transistors au lieu d'un seul, ce qui offre des avantages par rapport aux deux dispositifs précédents moins compliqués, mais il est encore plus efficace. Pourtant, il demeurerait sous une forme sans doute améliorée la nécessité d'employer des balais et des collecteurs classiques, qui sont encore sources de parasites ou de

La réalisation du procédé de régulation à haute fréquence a constitué dans ce domaine un progrès encore plus important ; il a pour but d'éviter autant que possible, les inconvénients du collecteur mécanique et des balais soit en atténuant leur influence gênante, soit même en les supprimant.

Le régulateur centrifuge habituel combiné avec un transistor de commutation comporte des bornes et des balais, dont les contacts augmentent ou varient de façon irrégulière. La régulation devient inefficace et les variations de

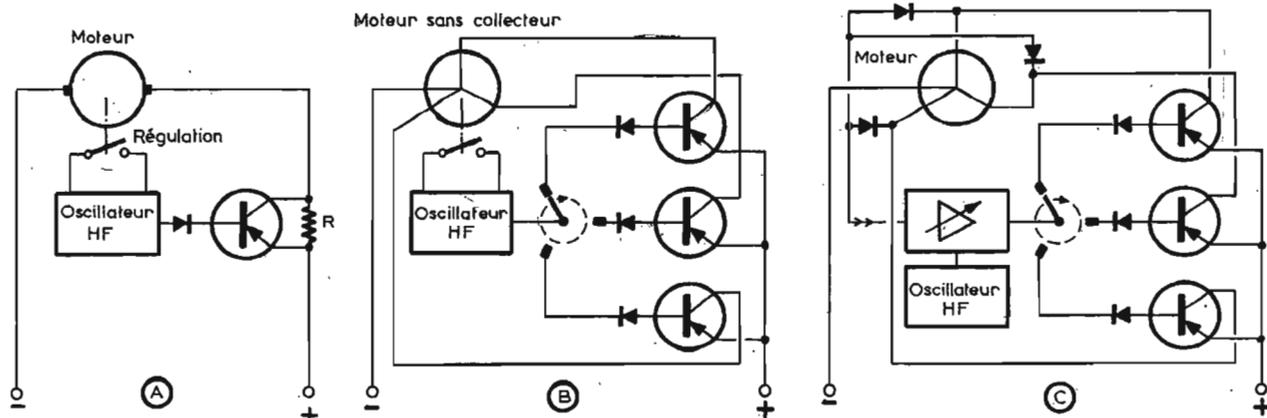


Fig. 13

vitesse du moteur dépendant des variations de charge entraînent des irrégularités de fonctionnement des machines entraînées. Les balais sont généralement difficiles à remplacer et la réparation des moteurs est coûteuse ; les frottements entre les balais et les bagues sont importants, ce qui diminue le rendement du moteur et entraîne une usure plus rapide des piles. En même temps, il peut se produire des bruits de fonctionnement plus ou moins gênants.

Pour éliminer l'influence des contacts, tout en conservant un transistor destiné à la protection

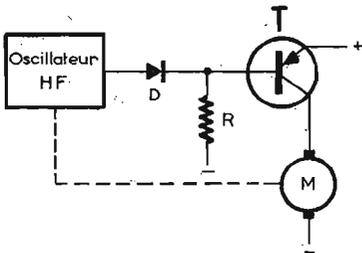


Fig. 14

des contacts centrifuges, on a d'abord eu l'idée de transmettre des impulsions de commande non plus par un moyen mécanique, mais par un couplage inductif ou de capacité au moyen d'un oscillateur haute fréquence et d'un redresseur destiné à alimenter le transistor déterminant la variation de résistance introduite dans le circuit du moteur à régler (Fig. 13 A).

Le principe pratique du procédé est représenté sur le schéma de la figure 14. Un oscillateur haute fréquence de l'ordre de 60 à 100 kHz est amorti sous l'action d'une bobine rotative disposée sur l'axe du moteur, et dont l'enroulement est court-circuité par un interrupteur centrifuge. Lorsqu'on applique une tension d'alimentation entre

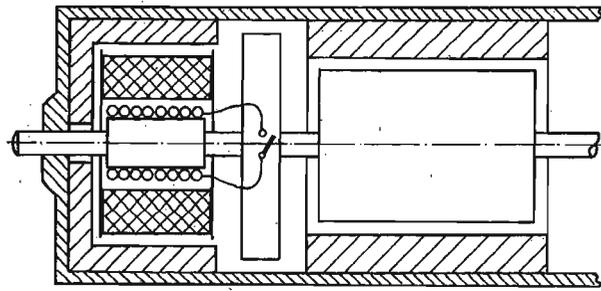


Fig. 16

les bornes positives et négatives, le moteur se met en marche parce que la résistance R applique une polarisation négative sur la base du transistor T.

Lorsque le moteur tourne à sa vitesse de régime nominale, l'interrupteur centrifuge s'ouvre et l'oscillateur commence à fonctionner, les oscillations produites sont redressées par la diode D, qui redresse la tension d'oscillation, et transmet ainsi une tension positive sur la base du transistor T qui se bloque, n'est plus conducteur, et la vitesse du moteur diminue.

Inversement, au-dessous de la vitesse nominale, l'interrupteur centrifuge est fermé et l'oscillateur amorti ne fonctionne plus ; la polarisation négative est appliquée, le transistor redevient conducteur ; le moteur est accéléré, jusqu'au moment où il atteint de nouveau sa vitesse nominale. L'interrupteur centrifuge est ouvert, et le même processus est répété indéfiniment.

En pratique, un montage de ce genre est représenté sur la figure 15. Le moteur du type continu est muni d'un interrupteur qui s'ouvre sous l'effet de la force centrifuge, dès que la vitesse de rotation atteint 3 000 tr/mn. Aussi longtemps que la vitesse reste inférieure à ce chiffre, le contact de l'interrupteur reste fermé ; dans le moteur, se trouve également une bobine

oscillatrice et un enroulement de couplage, au centre duquel est montée la bobine d'amortissement disposée autour de l'axe du moteur.

Quand l'interrupteur est fermé, la bobine d'amortissement réduit la tension d'alimentation de l'oscil-

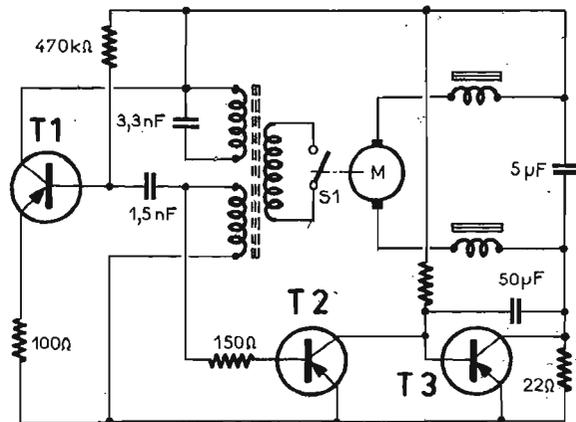


Fig. 17

lateur qui fonctionne à une fréquence de 100 Hz, le courant de réaction parcourt la bobine de couplage Fe₂, et agit sur la base du transistor T₁, par l'intermédiaire d'un condensateur de 1 500 pF. La bobine oscillatrice et la capacité en parallèle constituent un circuit

moins négative la base du transistor T₂ et, par conséquent, de le bloquer plus ou moins en le rendant moins conducteur ; le moteur n'est plus alimenté à ce moment que par l'intermédiaire de la résistance de 82 Ω en parallèle sur T₃ et tourne moins vite.

Le contact de S₁ se ferme et la bobine d'amortissement influence l'oscillateur de manière à bloquer le transistor T₃, et à rendre de nouveau conducteur le transistor T₂, ce qui complète le système de régulation. Ce procédé est déjà remarquable ; il évite en grande partie des inconvénients des éléments électro-mécaniques, mais il ne les supprime pas complètement. Une dernière phase a ainsi consisté à supprimer complètement le collecteur mécanique et les balais, sujets à l'usure et pouvant éventuellement devenir la cause d'une panne, par les collecteurs de trois transistors à commande automatique. Par ce procédé, le moteur, tout en conservant le couple de démarrage du moteur à courant continu, devient de plus en plus semblable à un moteur à courant alternatif.

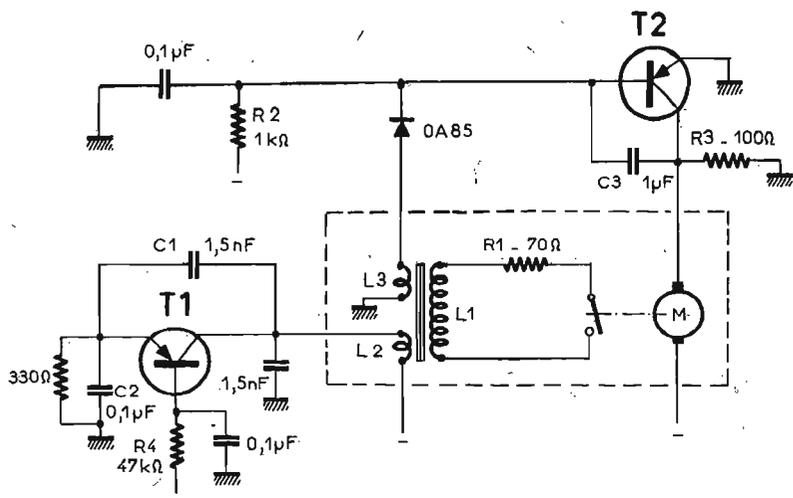


Fig. 15

DIVERS PRÉAMPLIFICATEURS MICROPHONIQUES

LES préamplificateurs de microphone augmentent notablement le signal qui est transmis à l'entrée de l'enregistreur ou du transmetteur. Les trois dispositifs préamplificateurs de réalisation artisanale étrangère décrits ci-dessous sont destinés aux techniciens amateurs qui ne reculent pas devant quelques essais et expérimentations pour améliorer leur matériel. Surtout, si l'on n'a pas les composants absolument identiques à ceux qui entrent dans les schémas mais seulement des équivalents plus ou moins rapprochés, on aura forcément à recourir au système « D » de l'électronicien.

PRÉAMPLIFICATEUR MICROPHONIQUE A TRANSISTORS AU SILICIUM

Le premier préamplificateur (R.E. de Electronica) a pour but d'augmenter notablement le niveau de sortie des microphones, en général relativement faible, avant de l'acheminer à un amplificateur.

La résistance R_1 , en plus de fournir la polarisation de base nécessaire au transistor TR_1 , sert à stabiliser le circuit en courant continu et à y introduire une certaine contre-réaction en alternatif. Il en est de même de la résistance R_2 , correspondant au transistor TR_2 .

Les résistances R_3 et R_6 constituent les résistances de charge respectives des transistors TR_1 et TR_2 .

Les caractéristiques techniques principales du dispositif sont les suivantes : consommation de courant 5 mA, alimentation 9 V, le gain à 1 000 Hz 30 dB, impédance d'entrée 10 k Ω , impédance de sortie 1,5 k Ω . La tension maximale applicable à l'entrée sans saturer le premier étage est de 80 mV crête à crête.

La construction. — Le circuit n'étant pas critique, les éléments peuvent être disposés sur une plaque de circuit imprimé sans prendre des précautions spéciales.

Quant au montage mécanique, on doit seulement prendre soin de

terminer le montage de tous les éléments, placer la batterie de 9 V et fermer le boîtier avec 4 vis Parker. Auparavant, s'assurer évidemment du fonctionnement correct du circuit. Si tous les composants sont identiques à ceux dont la liste est indiquée ci-dessous, le préamplificateur doit fonctionner immédiatement sans aucun réglage.

Les composants : R_1 -56 Ω , R_2 -6 800 Ω , R_3 -22 000 Ω , R_4 -1 500 Ω . Toutes les résistances sont de 1/2 W \pm 10 %.

C_1 -1 000 pF, céramique, C_2 -1 000 pF céramique. Condensateurs électrolytiques : C_3 -2 μ F/16 V, C_4 -100 μ F/40 V, C_5 -2 μ F/16 V, C_6 -2 μ F/16 V, C_7 -2 μ F/16 V.

Transistors : TR_1 - transistor NPN BC109B, TR_2 - transistor NPN BC108B.

Divers : P_1 - potentiomètre logarithmique de 10 k Ω , L_1 - bobine d'arrêt RF de 5.2 mH ou 3 mH ; interrupteur unipolaire.

PRÉAMPLIFICATEUR POUR MICROPHONE PIEZO-ELECTRIQUE

Le deuxième amplificateur (Practical Electronics) est prévu pour équiper un microphone piézo-électrique. Ce modèle de microphone se distingue par sa fidélité, mais il n'offre qu'une faible sensibilité et exige un préamplificateur.

Le préamplificateur en question présente l'avantage d'autoriser l'emploi d'un câble blindé de longueur relativement importante sans risque d'induction parasite.

Les microphones à cristal sont quelquefois considérés dans les milieux de grands amateurs Hi-Fi

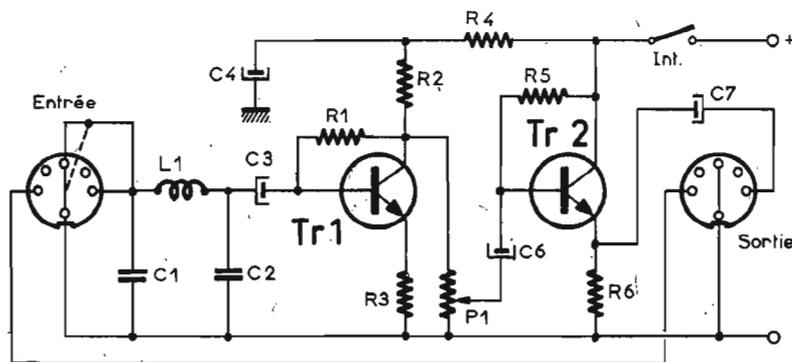


Fig. 1

Le schéma électrique. — Le circuit apparaissant en figure 1 est, malgré sa simplicité, très efficace. Les deux transistors employés, tous deux au silicium, se caractérisent par un rapport signal/bruit très élevé, facteur important dans un dispositif destiné à amplifier des signaux très faibles.

Quant à la fonction des divers composants du circuit, le filtre constitué par les condensateurs C_1 et C_2 et l'inductance L_1 a pour but d'éliminer les composantes H.F. éventuelles.

prévoir d'une façon adéquate les positions respectives de l'axe du potentiomètre et des connecteurs d'entrée et de sortie pour qu'ils soient facilement accessibles lorsque le circuit électrique sera logé dans le boîtier. La figure 2 représente une disposition possible pour l'assemblage des diverses parties. Naturellement, les deux parties formant le boîtier doivent être métalliques pour fournir à l'ensemble un blindage adéquat.

La vérification. — Après avoir

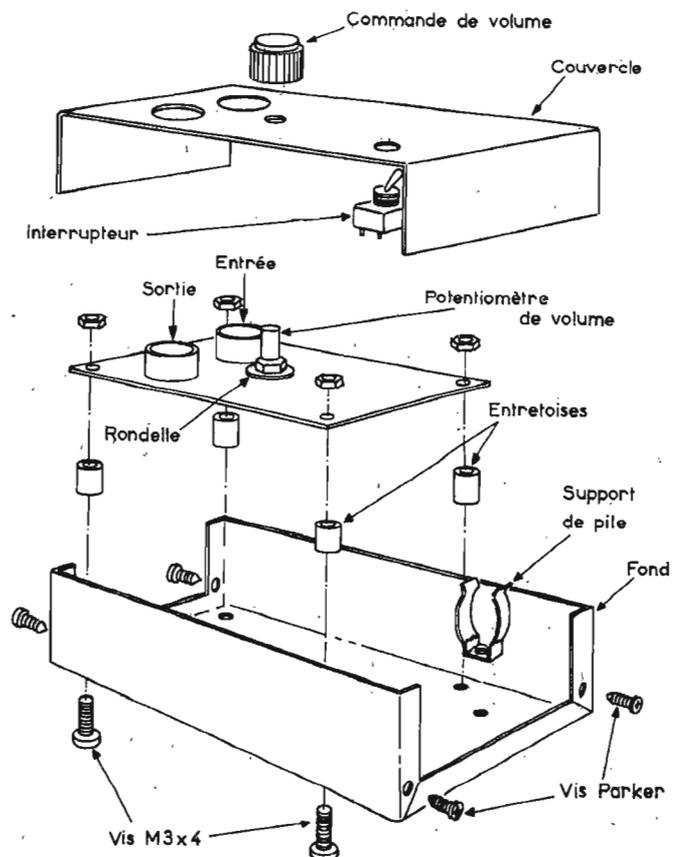


Fig. 2

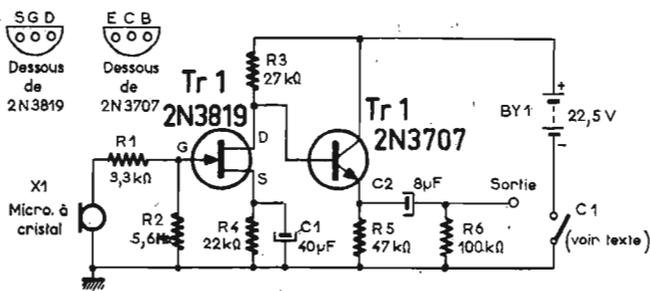


Fig. 3

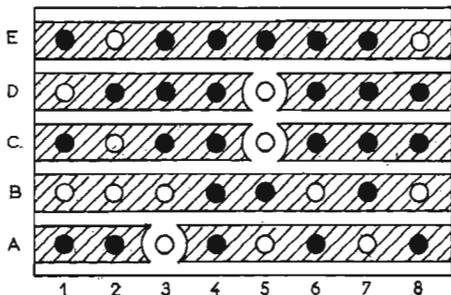


Fig. 4

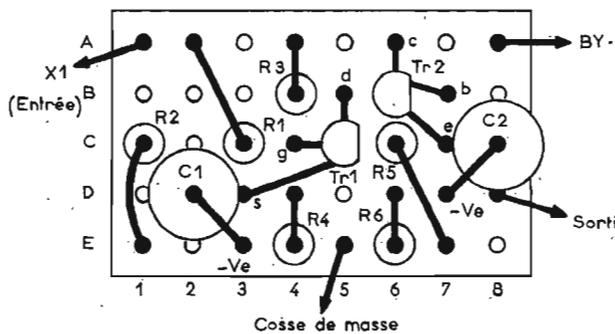


Fig. 5

avec quelque méfiance. Ceci vient du fait que ces micros ont un certain désavantage sérieux, quoiqu'il y aurait à dire, en toute justice, que les spécimens réalisés avec des soins particuliers soient capables d'une reproduction naturelle dans une gamme étendue, et qu'ils puissent être, prix pour prix, supérieurs aux types dynamiques. Le désavantage provient de la nature capacitive de l'élément cristal qui limite la longueur du câble de sortie à un maximum de 3 mètres environ. Par contre, parmi les avantages, il faut aussi citer que les microphones à cristal (dits aussi piézo-électrique ou à pastille de céramique) sont les moins coûteux. Ils sont en outre robustes, peu sensibles à l'humidité et à la chaleur.

Le problème technique. — Mais si on les raccordait tels quels à un magnétophone, un câble d'une longueur supérieure à 3 mètres finirait par atténuer le signal. Dans ces circonstances, le problème à résoudre en vue d'une utilisation optimale exige une impédance élevée à l'entrée de l'amplificateur

qui sera associé au micro pour obtenir une réponse complète dans les basses. C'est pourquoi, le montage tend à collecter le ronflement électro-statique et devient sensible aux bruits occasionnés dans la manipulation du câble. Pour ajouter aux difficultés, meilleure est la qualité acoustique du micro, plus faible sera son niveau de sortie.

La solution : un préampli à FET. — Le lecteur trouvera ci-dessous les indications pour la construction d'un amplificateur à transistor à effet de champ (FET) à faible bruit, envisagé pour tirer profit de la courbe de réponse étendue d'un bon microphone piézo-électrique. Le dispositif est peu encombrant et peut être monté dans un petit tube cylindrique métallique. Ce boîtier pourra contenir tout l'ensemble comprenant le micro, le module et la pile.

Ce dispositif adapté à un microphone piézo-électrique fait pratiquement éliminer le ronflement et permet l'utilisation d'un câble de sortie bien plus long que d'ordinaire.

Mais on peut également envisager un mode d'utilisation différent.

Il sera par exemple logé dans un boîtier plus grand équipé de douilles de sortie. L'appareil aura alors pour but d'élever le niveau des signaux basses fréquences. Son gain étant de l'ordre de 25 dB, il est approprié pour alimenter un amplificateur à tubes ou à transistors. S'il est réalisé avec soin, il pourra recevoir des tensions d'entrée allant jusqu'à 50 mV ; la réponse en fréquence est plate depuis 10 Hz jusqu'à 100 kHz.

Le circuit électronique. — Le circuit représenté en figure 3 se compose d'abord d'un étage à transistor à effet de champ (TR₁), en montage source commune, qui présente une impédance d'entrée d'environ 5 MΩ, valeur recommandée pour le micro particulier utilisé par le réalisateur. Comme on sait, dans les transistors FET, la résistance d'entrée constituée par la résistance de fuite de la diode porte-source polarisée en sens inverse, est en général de plusieurs mégohms. Ici, comme dans bon nombre d'autres emplois, l'impédance d'entrée élevée du transistor FET est sa caractéristique la plus intéressante. On choisira un microphone à cristal dont l'acquisition est la plus simple ; mais l'impédance d'entrée devra bien entendu faire l'objet d'attention pour assurer la meilleure adaptation.

L'étage constitué par TR₁ et les circuits associés est directement couplé à l'étage suivant, monté en émetteur-suiveur (TR₂). Ce dernier sert d'adaptateur d'impédance. A noter que la résistance de sortie du FET, dès que le semi-conducteur fonctionne dans la zone où les caractéristiques sont presque horizontales, est très élevée et peut atteindre quelques centaines de mégohms. Quant au montage émetteur-suiveur, celui-ci possède un « gain » de tension légèrement inférieur à l'unité, à cause de la contre-réaction de 100 %, typique de ce montage. Mais la propriété la plus utile est qu'il réduit l'impédance du signal à moins de 2 kΩ. Enfin, la résistance R₇ fournit une voie de charge pour le condensateur C₂.

En raison de la faible impédance de sortie de l'adaptateur d'impédance, le câble blindé (ou non) de liaison entre le micro et l'appareil de reproduction peut être d'une longueur assez importante sans risque d'induction parasite.

La sortie de ce préamplificateur de microphone piézo-électrique peut attaquer la prise pick-up d'un récepteur (situé éventuellement dans une autre salle), l'entrée d'enregistrement d'un magnétophone ou l'entrée d'un amplificateur BF quelconque.

On remarque encore sur le

schéma de la figure 3, la résistance R₁ en série avec l'entrée de l'étage. Cette résistance travaillant avec la capacité porte-source du transistor à effet de champ, forme un circuit dont l'utilité est d'arrêter d'éventuels signaux perturbateurs à fréquence radio. Sans cette précaution, des signaux HF (par exemple, ceux en provenance de radio-taxis) continueraient à faire irruption dans le dispositif malgré la linéarité excellente du FET et le blindage constitué par le boîtier métallique du montage. En surmontant cette source éventuelle de perturbations, on pourra considérer le microphone comme immunisé à l'égard de toutes les formes d'interférences tant électrostatiques que magnétiques. Pour vérifier ce point, le module a été testé par son réalisateur qui utilisait le dispositif en le reliant à un magnétophone à travers un flexible non blindé d'environ 25 mètres de longueur.

L'alimentation. — La consommation de courant est moins de 0,5 mA et le circuit fonctionne d'une manière régulière s'il est alimenté à une source de 15 V. On obtient une bonne durée de service par exemple à partir d'une batterie de 22,5 V. Dans les conditions d'utilisation intermittente, la pile devrait durer au moins six mois, si l'on fait fonctionner le montage soit 1 heure par jour, soit pendant 8 heures chaque semaine.

En ce qui concerne la stabilité de l'alimentation, aucun condensateur n'est nécessaire aux bornes de BY₁. Mais afin d'être garanti contre les bruits de friture occasionnés par la pile lorsqu'elle s'approche de la fin de sa vie, on peut utiliser un condensateur électrolytique de 10 µF (25 V) que l'on relie entre les trous A₇ et E₇ sur la plaquette de circuit imprimé (voir Fig. 4) avec la borne positive soudée sur A₇. Sur le schéma, le condensateur chimique n'est pas indiqué.

La construction du préamplificateur. — Le dispositif occupe la moitié d'une plaquette de circuit imprimé longue de 62 mm et large de 22 mm. Pour commencer le câblage, les bandes de cuivre doivent être interrompues aux points indiqués en figure 4.

Il suffit pour le circuit d'une portion de plaquette d'une largeur de 5 trous et d'une longueur de 8 trous. Les éléments peuvent ensuite être soudés en commençant par R₁ et en terminant par les transistors. Pour être sûr de pouvoir loger le module terminé dans le boîtier cylindrique, tous les fils des composants sont à couper à la longueur strictement nécessaire. Toutes les enflures de soudure sont à éliminer à la lime, les bouts pointus qui sont en regard de la partie inférieure de la plaquette (Fig. 5).

Il importe que le module du préamplificateur soit isolé du

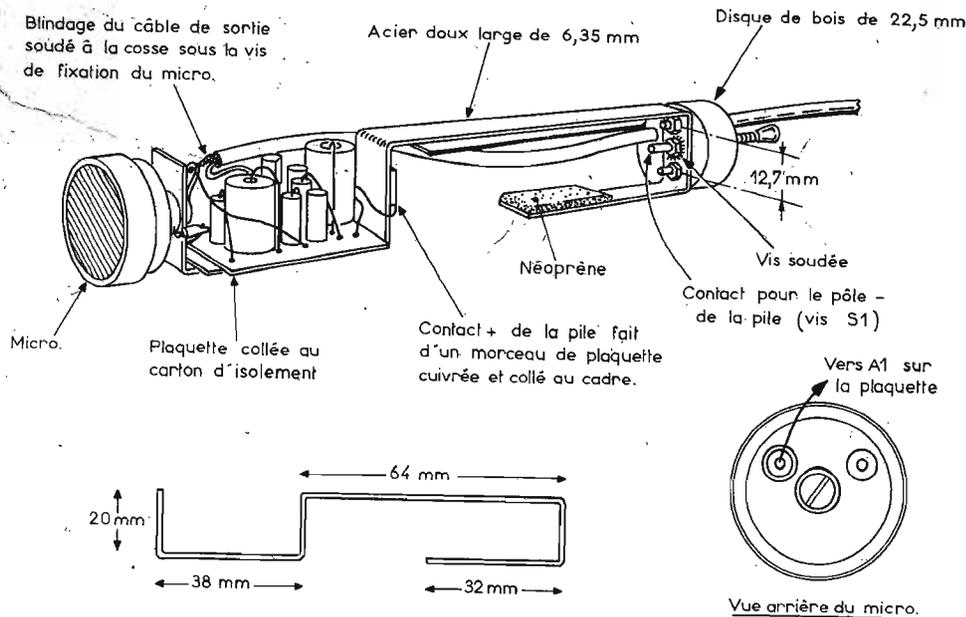


Fig. 6

sous-châssis en forme de S (Fig. 6) dont il sera question tout de suite. C'est pour empêcher tout court-circuit éventuel de la bande de cuivre située en dessous de la platine. On n'a qu'à découper un morceau de carton ou de press-pahn, ayant même dimension que la plaquette de câblage et le coller entre la partie inférieure de la plaquette du circuit imprimé et du sous-châssis. Au cas où l'amplificateur serait essayé avant le raccordement du microphone, une boîte à tabac (métallique) ou un objet semblable pourra servir de masse pour assurer le blindage de l'entrée.

La construction mécanique. — Les figures 4, 5 et 6 fournissent toute l'information nécessaire pour la construction. L'amplificateur et la pile sont montés sur un petit cadre en acier doux en forme de S servant de sous-châssis. L'une des extrémités de celui-ci porte le microphone et l'autre un morceau de bois rond où l'on fixe l'interrupteur marche-arrêt (Fig. 6). Le boîtier est constitué par un tube d'acier ou de cuivre de parois minces ayant un diamètre intérieur convenant au micro utilisé. Il est fixé sur le disque de bois à l'aide de deux vis. Le boîtier est mis à la masse par son contact avec le bord de la monture du microphone.

Quant aux dimensions, la longueur du sous-châssis et la quantité de métal nécessaire pour sa réalisation sont relativement imprévisibles parce que le rayon des pliages peut varier d'un réalisateur à l'autre. Après le perçage des trous, on peut fixer le microphone et la pièce de bois pour apprécier les dimensions de l'ensemble, puis raccourcir le boîtier au besoin.

Le disque de bois peut être découpé à l'aide d'une scie à métaux dans un morceau de bois

blanc d'une épaisseur de 10 mm et ajusté à la lime.

La fixation du microphone. — En réalisant la connexion entre l'amplificateur et le microphone, il ne faut absolument pas utiliser une liaison par soudage direct parce que la chaleur fait fondre immédiatement le cristal. On peut utiliser un connecteur du type cellule-lectrice de phono ou à défaut, emprisonner le conducteur sous un morceau de gaine en plastique que l'on passe par-dessus le point chaud. A noter que le pôle « masse » est solidaire du boîtier et qu'il n'est pas besoin de l'utiliser parce que la continuité est assurée via la vis centrale de fixation et sa rondelle.

La liste des composants. — Résistances : R_1 -3,3 k Ω , R_2 -5,6 M Ω , R_3 -27 k Ω , R_4 -22 k Ω , R_5 -47 k Ω , R_6 -100 k Ω . Toutes les résistances sont du type carbone, 1/8 W, 10 % ; R_3 et R_5 doivent être du type à faible bruit.

Condensateurs : C_1 -40 μ F, 6 V électrolytique, C_2 -8 μ F, 12 V électrolytique.

Transistors (Texas Instruments): transistor à effet de champ canal-N2N3819 dont les caractéristiques principales sont : I_F : 200 mA, U_F : 25 V, I_{max} : 20 mA ; transistor NPN au silicium 2N3707 dont les caractéristiques principales sont I_F : 0,1 mA, U_F : 5 V ; valeurs maximales : puissance : 250 mW, I : 30 mA, U : 30 V.

Le microphone utilisé a une réponse de fréquence de 40 Hz à 15 000 Hz avec un sommet large de 5 dB à 8,5 kHz environ.

L'utilisation du microphone. — Avant d'assembler le module pour l'essai, il faut noter un point très important. L'amplificateur ne fonctionnera pas avant que le produit adhésif employé pour l'attacher au sous-châssis soit complètement sec.

Il peut en effet y avoir une fuite à travers la colle humide depuis la ligne d'alimentation jusqu'à l'entrée à haute impédance. Un bruit désagréable en résulte que l'on peut toutefois éliminer en laissant sécher le montage pendant une nuit.

Le microphone utilisé n'est pas directionnel à travers la plus grande partie de la gamme de fréquence. Un microphone piézo-électrique est généralement du type semi-directif ou cardioïde, c'est-à-dire que son champ d'action dans l'espace est représenté par une surface en forme de cœur.

Les sons sont ainsi captés si la source est à peu de distance en arrière et dans une zone plus ou moins réduite en avant, très peu sur les côtés de l'appareil. Mais le fait qu'à des fréquences plus élevées le microphone ait une sensibilité plus grande pour les sons qui arrivent directement sur l'axe, peut être exploité pour équilibrer l'effet de « présence » des voix ou d'instruments particuliers.

La voix moyenne de l'homme produit à la distance de 35 cm du microphone un niveau de crête de 70 mV environ à la sortie de l'amplificateur et un piano droit (joué forte) produit à 1 mètre 400 mV de façon que le microphone est à utiliser dans la douille de ligne ou

radio d'un magnétophone ou d'un amplificateur.

L'atténuateur. — La figure 7 représente un atténuateur simple. Ce circuit empêche la surcharge des magnétophones qui n'ont qu'une seule entrée de microphone à faible niveau. Si R_b a la valeur de 2,7 k Ω , R_a doit être de 22 k Ω , environ pour les magnétophones à tubes, et de 220 k Ω pour les enregistreurs transistorisés. Les composants sont à placer à l'extrémité d'enregistreur du câble de sortie du micro.

Quoique l'impédance de sortie du microphone soit effectivement 2 k Ω , en ce qui concerne l'immunité contre la collecte du ronflement électrostatique sur la ligne, on se gardera cependant de le placer sur une charge de beaucoup inférieure de 5 k Ω . Sinon, des distorsions sur les crêtes et une perte des basses peuvent en résulter à travers C_2 .

Quant aux détails de performance, le réalisateur note que le microphone est, pour un jugement qualitatif, d'une performance très satisfaisante, avec un niveau de bruit de loin inférieur à celui réalisable avec le même micro s'il débitait, sans le dispositif ci-dessus, sur un amplificateur ordinaire à tubes.

A moins que l'émetteur-récepteur soit équipé d'un compresseur de modulation ou dispositif de commande automatique d'amplification (quelquefois appelé dans la littérature technique américaine « gonfleur de gamme » ou de DX) réellement efficace, le gain du modulateur est fixé à une certaine valeur pour un niveau de voix moyen le microphone étant situé à une distance spécifiée de la bouche. Le niveau de gain fixe est établi pour une voix moyenne afin de prévenir la surcharge et la distorsion aux niveaux de voix allant du niveau modéré au niveau fort.

Si la voix est inférieure à la moyenne ou que la distance du microphone à la bouche est trop grande, il suffit d'ajouter le préamplificateur ci-dessous au cordon du microphone ; avec cet auxiliaire, la modulation de l'appareil acquiert le niveau convenable pour moduler la bande.

Ce préamplificateur (Electro-

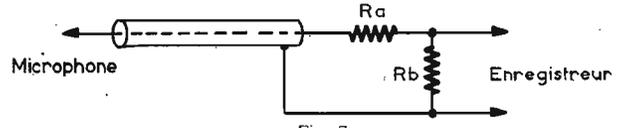


Fig. 7

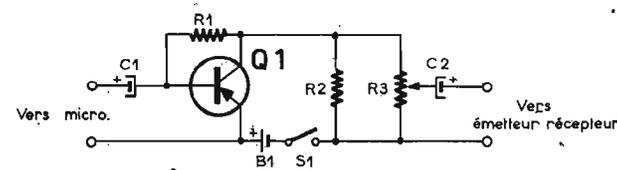


Fig. 8

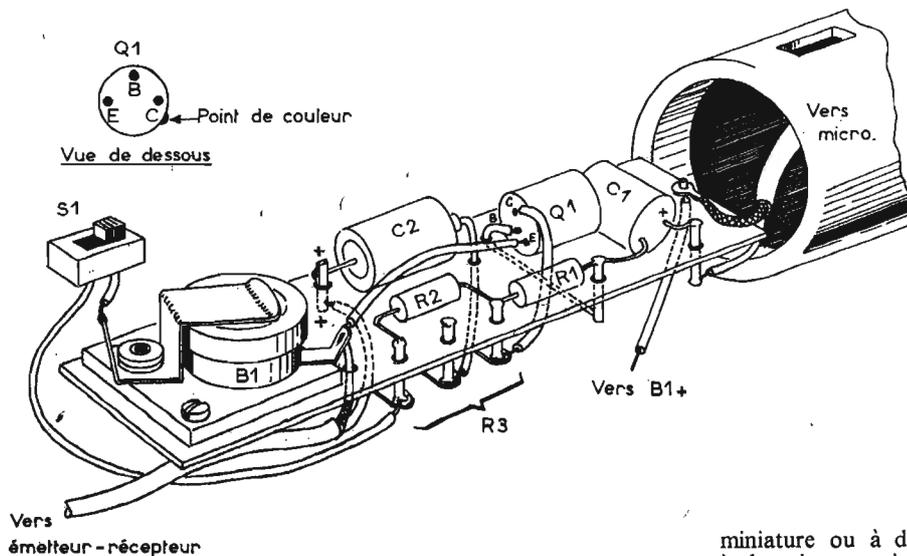


Fig. 9

nic's Illustrated) est spécialement destiné pour les microphones basse impédance utilisés avec les émetteurs-récepteurs modernes transistorisés, c'est-à-dire des impédances de microphone allant de 50 à 1 000 Ω . Ne pas utiliser le préamplificateur avec les microphones piézo-électriques à haute impédance tels qu'ils se trouvent sur les émetteurs-récepteurs à tubes électroniques parce que l'entrée à basse impédance du préamplificateur diminue la charge du microphone et élimine pratiquement toute réponse à basse fréquence.

En fonction des circuits d'entrée de microphone d'un émetteur-récepteur donné, le préamplificateur fournit un gain supplémentaire entre 10 et 20 dB qui est de beaucoup supérieur à un besoin ordinaire.

Un contrôle de volume (R_3) à l'intérieur du dispositif préamplificateur permet de régler le gain.

Le circuit électrique. — Le circuit du préamplificateur ne pourrait être plus simple (Fig. 8). La résistance combinée de R_2 et de R_3 est de 3 300 Ω : Ces résistances fournissent la charge correcte pour le transistor Q_1 . Si un potentiomètre de 3 000 Ω est disponible pour R_3 , au lieu de la valeur de 10 000 Ω indiquée dans la liste des composants, la résistance R_2 peut être éliminée.

Les composants : B_1 - pile au mercure de 1,3 V ; C_1, C_2 - condensateurs électrolytiques de 30 μF , 6 V ; Q_1 - transistor 2N2613 ou AC126.

Résistances de 1/4 ou de 1/2 W , 10 % : R_1 - 470 000 Ω , R_2 - 4 700 Ω , R_3 - potentiomètre ajustable de 10 000 Ω .

La construction. — Le préamplificateur est construit dans un boîtier de sonde ayant une forme tubulaire. Les deux extrémités sont raccordées au câble du microphone.

La figure 9 représente la sonde et la plaquette supportant les éléments. Les dimensions de la plaquette sont de 95 mm \times 18 mm. Tous les éléments y trouvent place s'ils sont disposés comme indiqué sur le croquis. Le potentiomètre de gain R_3 est disposé sur le côté opposé de la plaquette. Les trous à percer sur les deux extrémités de la sonde doivent être juste suffisants pour laisser passer le câble du microphone. Tout l'amplificateur est disposé sur la plaquette perforée en utilisant les œillets de soudage pour la fixation des éléments.

Le support de la pile au mercure est à placer aussi proche que possible de l'extrémité arrière de la plaquette avec la borne positive regardant le devant de la plaquette. Utiliser un support pour la pile.

Utiliser des composants miniatures parce qu'il n'y a pas de place superflue sur la plaquette pour loger des composants plus grands. Diriger les conducteurs depuis les composants se trouvant sur le dessus vers les composants se trouvant en dessous de la plaquette perforée à travers les trous de cette dernière. Les éléments étant fixés sur la plaquette, souder des fils de 80 mm à la borne négative du support de la pile et à la borne de R_2, R_3 , dont un fil passe vers l'interrupteur S_1 .

Un interrupteur à glissière normalisé n'est pas utilisable parce qu'il ne rentre pas dans le boîtier. Utiliser à la place un commutateur

miniature ou à défaut utiliser un jack phono miniature. Celui-ci fonctionne bien comme interrupteur d'alimentation et peut être installé facilement. On fixe la partie femelle du jack dans le boîtier, et, pour couper l'alimentation, on introduit le mâle du jack à sa place.

Glisser le corps principal de la sonde et le blindage sur le câble du microphone. Relier le fil chaud du micro à C_1 et le blindage à la borne de soudage de la plaquette. Diriger les conducteurs « appuyer pour parler » du câble du microphone vers l'arrière de la plaquette. Pour plus de clarté, ces fils ne sont pas indiqués sur le croquis de la figure 9.

Glisser un petit morceau de câble de micro blindé (3 ou 4 brins) à travers une extrémité du boîtier et relier le conducteur chaud à C_2 et le blindage à la borne positive du support de batterie (lequel est relié à la borne de soudage de la plaquette). Relier les fils « appuyer pour parler » aux fils « appuyer pour parler » (micro à télécommande) en provenance du câble de microphone.

Mettre B_1 en place et brancher l'émetteur-récepteur. En utilisant un modulomètre ou un autre émetteur, régler R_3 pour une modulation proche de 100 % et, pendant ce temps, parler d'une voix normale et à une distance confortable du microphone.

L'utilisation du préamplificateur. — Dès que R_3 est réglé pour le niveau correct de modulation, un réglage ultérieur n'est pas nécessaire. On applique l'alimentation en retirant simplement la fiche insérée dans le jack (si on utilise un jack à la place du commutateur S_1). Pour prévenir que la fiche ne s'égare, l'attacher au câble du microphone. Du fait que le préamplificateur est devenu une partie intégrale du câble du microphone, la totalité de ce module peut être utilisée avec différents émetteurs-récepteurs si le câble est muni d'une fiche.

François ABRAHAM.

1^{ère} Leçon gratuite



Sans quitter vos occupations actuelles et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez

LA RADIO ET LA TELEVISION

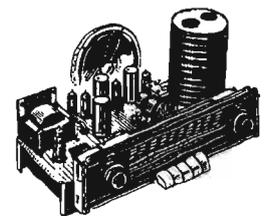
qui vous conduiront rapidement à une brillante situation.

- Vous apprendrez Montage, Construction et Dépannage de tous les postes.
- Vous recevrez un matériel ultra-moderne qui restera votre propriété.

Pour que vous vous rendiez compte, vous aussi, de l'efficacité de notre méthode, demandez aujourd'hui même, sans aucun engagement pour vous, et en vous recommandant de cette revue, la

première leçon gratuite!

Si vous êtes satisfait, vous ferez plus tard des versements minimes de 50 F à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment, vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.



Notre enseignement est à la portée de tous et notre méthode VOUS EMERVEILLERA.

STAGES PRATIQUES SANS SUPPLEMENT

Documentation seule gratuitement sur demande.

Documentation + 1^{ère} leçon gratuite

- contre 2 timbres à 0,50 (France)
- contre 2 coup-réponse (Etranger).

INSTITUT SUPERIEUR DE RADIO-ELECTRICITE

Etablissement privé Enseignement à distance

27 bis, rue du Louvre, 75002 PARIS

(Métro : Sentier)

Téléphone : 231-18-67

ALIMENTATION STABILISÉE A CIRCUIT INTÉGRÉ

DE nombreux appareils électroniques demandent une source d'énergie stabilisée à partir du secteur. Il est facile aujourd'hui d'assumer cette tâche à l'aide d'un circuit simple composé d'un circuit intégré Siemens de la famille des TAA861 et d'un transistor de puissance NPN choisi en fonction des caractéristiques de l'alimentation. Nous vous indiquons ci-après la façon de choisir ce transistor. L'alimentation prototype était destinée à alimenter un générateur AF à faible distorsion. Il était donc indispensable d'éliminer les ondulations à 100 Hz produites par le redressement double alternance. La distorsion d'un signal sinusoïdal peut résulter de plusieurs facteurs : distorsion proprement dite, c'est-à-dire un changement de la forme de la sinusoïde due à la non-linéarité de l'amplificateur mais aussi addition de signaux parasites d'origines diverses : ondulation résiduelle de l'alimentation, induction à 50 Hz, bruit. Lors de la mesure, le filtre sélectif éliminera la fréquence fondamentale mais laissera subsister ces signaux parasites dont la valeur moyenne sera indiquée par l'aiguille du distorsiomètre.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT ADOPTÉ

Le transistor de sortie, ou transistor « ballast » est monté en collecteur commun (Fig. 1). La tension de sa base est prise sur la borne de sortie du circuit intégré. Celui-ci est monté en amplificateur différentiel : l'entrée non inverseuse reçoit la tension de référence produite par la diode Zener. Un pont diviseur de tension applique sur l'entrée inverseuse du circuit intégré une fraction de la tension de sortie de l'alimentation. Lorsque celle-ci aura tendance à diminuer, le circuit intégré donnera sur la base du transistor ballast une tension tendant à augmenter donc à annuler l'effet initial, la régulation sera ainsi obtenue. Cette alimentation supporte, dans certaines conditions, un court-circuit à sa sortie. En effet, dans ce cas, le circuit intégré n'est plus alimenté, les deux ponts de polarisation sont hors service, le courant de sortie sera limité par la valeur de R_1 . Le courant de base du transistor T_1 sera égal à V_r/R_1 , le courant de sortie du ballast sera égal à Bv_r/R_1 , B étant le gain en courant statique du transistor de sortie.

CIRCUIT INTEGRE TAA761 OU 861

La firme allemande Siemens a étudié deux types de circuits intégrés, amplificateurs opérationnels à usage industriel ayant la particularité d'avoir une sortie à collecteur ouvert (Fig. 2). Comme nous le constatons, ce circuit présente deux entrées, l'une inverseuse ou complémentée, l'autre non inverseuse ou non-complémentée. Ces

4 V à 36 V pour le TAA761 et de 4 V à 20 V pour le TAA861. La tension différentielle d'entrée peut atteindre sans inconvénient la valeur de la tension d'alimentation. Pour conclure, le prix de ces circuits est très intéressant, en particulier si l'on examine le prix de revient d'un montage traditionnel où le nombre des composants est beaucoup plus important. La fabrication sera, elle aussi, beaucoup plus facile à exécuter.

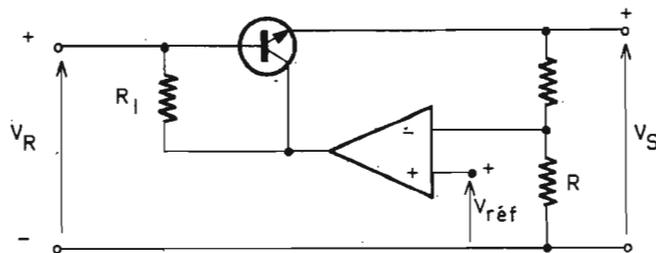


Fig. 1

deux appellations ayant pour origine l'effet des signaux d'entrée sur celui de sortie. Une compensation de fréquence est prévue entre les bornes 7 et 8. Elle consiste à introduire un condensateur entre collecteur et base de l'avant-dernier transistor. Les principales caractéristiques de ces circuits intégrés sont les suivantes : courant de sortie élevé : 70 mA, tension d'alimentation de ± 2 V à ± 18 V pour le TAA761 et de ± 2 V à ± 10 V pour le TAA861. Lorsque ces circuits sont employés en amplificateurs différentiels, leur tension d'alimentation, appliquée entre les bornes 2 et 6 peut aller de

REALISATION PRATIQUE

Le transformateur d'alimentation aura un primaire à deux enroulements pour 110 et 220 V. Nous préférons avoir deux enroulements séparés (Fig. 3) permettant la commutation série/parallèle car dans ce cas, l'encombrement est plus réduit puisque tout le cuivre est utilisé, ce qui n'est pas le cas de la solution à prise intermédiaire et sections de fil différentes. La tension efficace du transformateur sera choisie approximativement égale à la tension continue désirée sauf pour les faibles tensions où cette valeur devra être majorée.

Le redresseur sera constitué soit de quatre diodes au silicium, soit d'un pont moulé. Le condensateur de filtrage de tête pourra être inférieur à celui nécessité par une alimentation non régulée car le circuit de régulation de tension est également un filtre électronique. Sa tension de service sera égale à $\sqrt{2}X$ tension de sortie à vide du transformateur d'alimentation. Cette précaution sera surtout utile pour les alimentations de petite puissance où les variations de la tension du secondaire sont relativement importantes.

Le circuit d'alimentation, redressement et filtrage étant fixé, il nous faut choisir un transistor de puissance. Plusieurs facteurs sont à considérer : en premier, le courant de sortie maximal supporté par le transistor : c'est une donnée qui figure en général, parmi les caractéristiques principales d'un transistor. Le courant de sortie étant limité automatiquement, il suffira de choisir un transistor de gain connu et de choisir la résistance R_1 en fonction de celui-ci. Même sur une charge capacitive, le courant sera limité, il n'y aura pas de danger pour le transistor.

Le second élément à considérer est la puissance dissipée par le transistor. La valeur maximale ne sera pas celle obtenue en effectuant le produit de la tension aux bornes du transistor par le courant nominal mais celui issu du produit de la tension après redressement par le courant de court-circuit égal à $V_r \times B/R_1$ (Fig. 1) c'est-à-dire $V_r^2 B/R_1$, V_r étant exprimé en volts et R_1 en ohms. Cette puis-

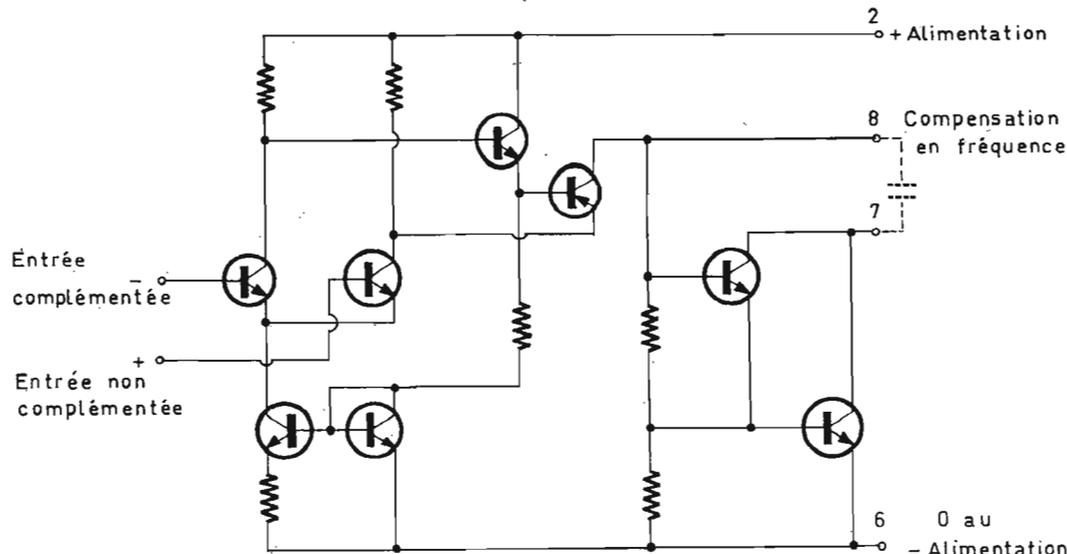


Fig. 2

ANTIVOL POUR AUTOMOBILE

La plupart des antivols sont déclenchés par l'ouverture d'une portière et le propriétaire du véhicule avant de s'installer, actionne un interrupteur ou une clé extérieure au véhicule. Ce système est loin d'être parfait, car n'importe qui est témoin de la manœuvre. Le dispositif que nous proposons est commandé totalement de l'intérieur du véhicule, grâce à l'adjonction de circuits à retards. La sécurité est donc bien meilleure, car alors, les gestes sont normaux. Il est d'une construction aisée, et d'un emploi très simple.

ANALYSE DU SCHEMA

Le système se compose de 2 bases de temps, de constantes de temps largement différentes. Le klaxon, branché aux contacts des relais RL₂ et RL₃, ne peut être excité que si RL₂ est excité, et RL₃ en repos.

Supposons qu'un des contacts des portières se ferme ; par RL_{3a}, la bobine de RL₁ est sous tension. La palette envoie alors la tension + 12 V sur la base de temps 2. Le relais RL₂ est excité pendant une durée t_2 dépendant de R₂ et C₂.

RL_{2a} remplit 3 fonctions :

- Alimente en + 12 V la base de temps 3.

- Permet l'auto-alimentation de la base de temps 2, c'est-à-dire que le dispositif continue à fonctionner même si la portière est refermée.

- Court-circuite au repos le condensateur C₂, ce qui donne une constante de temps rigoureusement constante.

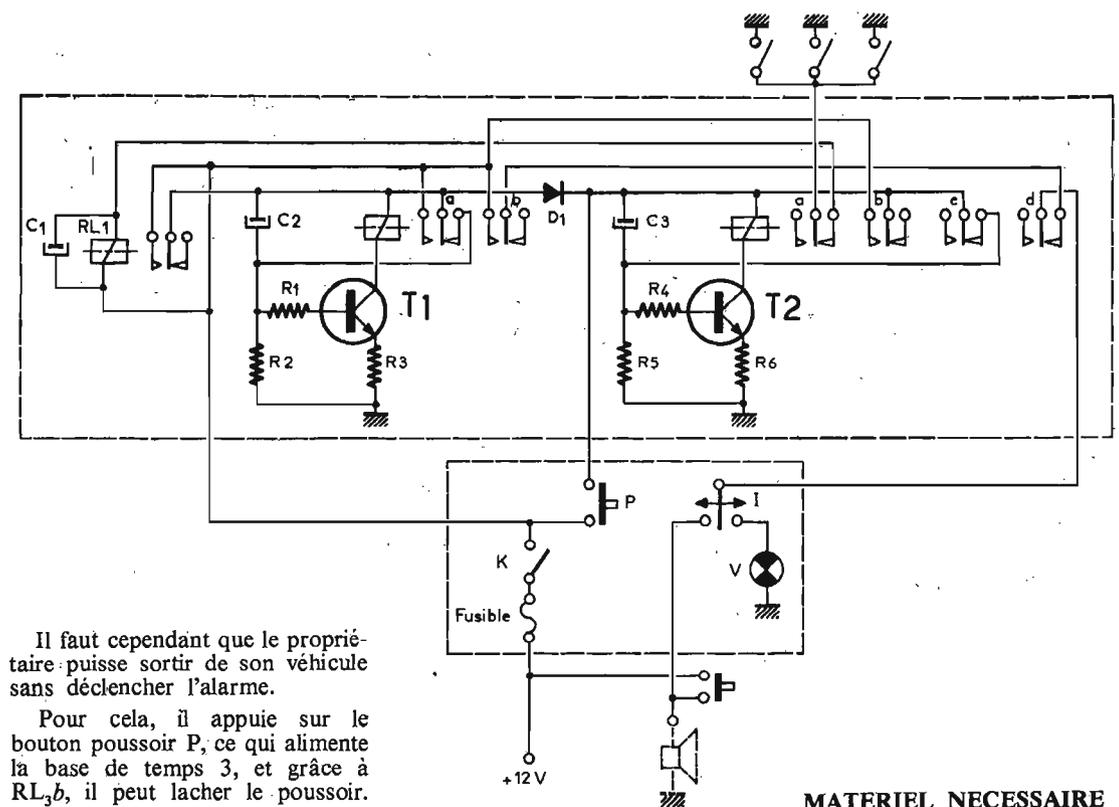
La base de temps 3 est donc alimentée, ce qui fait coller RL₃ pendant un temps t_3 fonction de C₃ et R₃.

RL_{3b} auto-alimente la base de temps 3.

RL_{3c} court-circuite C₃ au repos et dans la même constante de temps.

RL_{3d} ouvre le circuit klaxon.

Avec les valeurs indiquées, $t_3 = 8$ s, c'est-à-dire qu'après 8 s, RL₃ retombe. Le klaxon fonctionne alors par l'intermédiaire de RL_{3d} et RL_{2b} et pendant une durée de 1 mn à 1 mn 15 s avec les valeurs indiquées.



Il faut cependant que le propriétaire puisse sortir de son véhicule sans déclencher l'alarme.

Pour cela, il appuie sur le bouton poussoir P, ce qui alimente la base de temps 3, et grâce à RL_{3b}, il peut lâcher le poussoir.

RL_{3a} interrompt le circuit de déclenchement pendant 8 s, ce qui laisse largement le temps de sortir et de fermer.

La diode D₁ permet à la base de temps 3 de fonctionner, tout en laissant la 2 au repos, ce qui est évidemment nécessaire.

Après ces 8 s, l'ouverture de la portière déclenche à nouveau l'alarme.

Evidemment, le propriétaire, après l'ouverture de la portière, agit sur K pour stopper le cycle d'alarme, tandis qu'un visiteur indésirable ne peut le savoir.

Il est bon de pouvoir tester à tout moment le fonctionnement du montage, mais cependant sans amener le quartier avec l'avertisseur. Pour cela, un inverseur I permet de remplacer l'avertisseur par un témoin lumineux. Un fusible protège l'ensemble du circuit.

Le condensateur C₁, permet de retarder la retombée de RL₁, c'est-à-dire permet l'alarme même si la portière a été ouverte, et refermée immédiatement (1/4 à 1/2 s), ce qui est rare mais peut se produire.

REALISATION PRATIQUE

La réalisation ne pose aucun problème. Il peut être bon, suivant la disposition du tableau de bord, de monter le bloc-relais d'une part et le bloc-commande sur le tableau de bord, comme nous l'avons indiqué sur le plan.

Il est à noter que seul un fil part aux bornes de l'interrupteur normal du klaxon. Il faut donc repérer la polarité des 2 bornes, l'une étant au + 12 V, l'autre au klaxon. Il convient de se brancher sur la borne allant directement à l'avertisseur.

Il est possible d'utiliser les interrupteurs de plafonnier comme interrupteur d'alarme, et pour plus de sécurité, d'en installer sur le capot et la malle.

C. THEOLLE.

MATERIEL NECESSAIRE

RL₁ : relais 12 V, 1 RT
 RL₂ : relais 6 V, 2 RT
 RL₃ : relais 6 V, 4 RT
 T₁, T₂ : AC187 ou similaires.
 D₁ : 31J2
 R₁ = 47 kΩ
 R₂ = 2 MΩ $t_2 = 1$ mn 15 s
 R₃ = 10 Ω
 C₂ = 2 × 470 μF 15 V
 R₄ = 12 kΩ
 R₅ = 62 kΩ $t_1 = 8$ s
 R₆ = 10 Ω
 C₃ = 220 μF 15 V
 C₁ = 220 μF 15 V
 K : interrupteur simple
 I : interrupteur inverseur
 P : bouton poussoir
 V : voyant 12 V

MODE D'EMPLOI

- Sortie :

Fermer K.

Appuyer sur P : on dispose de 8 s.

- Entrée :

Ouvrir K tout simplement, dans les 8 s qui suivent l'ouverture de la portière.

UN MAGNÉTOPHONE DE REPORTAGE LE TK3200 GRUNDIG

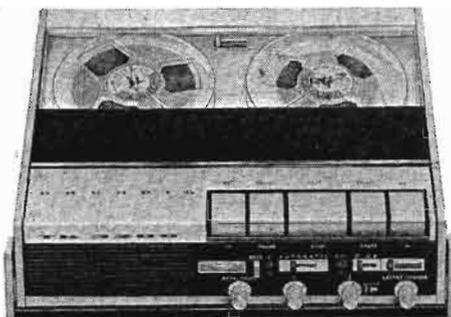
LES magnétophones de reportage doivent être des appareils autonomes, légers, et de dimensions aussi réduites que possible, mais pouvant permettre, cependant, d'obtenir des inscriptions de qualité. Ils sont destinés, la plupart du temps, à effectuer des enregistrements destinés à être reportés sur des pistes magnétiques d'autres bandes, ou directement de films sonores après, s'il y a lieu, un mixage et un traitement convenables, ils doivent évidemment permettre la synchronisation avec des caméras ou des projecteurs muets.

Nous avons déjà décrit dans ce domaine plusieurs modèles récents de très haute qualité établis par les fabricants spécialisés ; il existe aussi des appareils simplifiés de prix plus réduits, permettant cependant, un emploi professionnel comme enregistreurs de reportage et de haute qualité, mais pouvant servir également pour les semi-professionnels et les « amateurs moyens ».

Un appareil de ce genre doit cependant, bien qu'il soit alimenté évidemment par des batteries de piles ou d'accumulateurs, comporter au moins une vitesse de défilement de 19 cm/s, ce qui lui assure une bande passante étendue indispensable malgré les progrès de la technique permettant une réduction de la vitesse à égalité de la qualité. Le système d'entraînement doit assurer un défilement uniforme et les systèmes de contrôle directs ou indirects de la modulation de l'inscription doivent être particulièrement soignés.

Dans ce domaine le **TK3200 Hi-Fi** présenté par **Grundig** offre des particularités originales, utilisant des bobines de 15 cm de diamètre avec trois vitesses de bandes, il est en effet doté d'un système d'entraînement avec stabilisateur de traction de bande commandé par palpeur et le moteur cabestan à régulation électronique, insensible aux secousses et aux vibrations, assure, par là même, un pleurage extrêmement réduit.

De présentation plate et compacte avec une disposition fonctionnelle des éléments de commande, cet appareil permet un emploi pratique et facile dans ses différents modes d'utilisations.



Grâce au montage d'amplificateurs séparés pour l'enregistrement et la lecture avec deux têtes séparées l'écoute sur bande immédiate d'un enregistrement permet immédiatement le contrôle de qualité. Un dispositif de réglage automatique de la modulation commutable individuellement pour les niveaux parole ou musique permet d'obtenir des enregistrements rapides sans réglage et sans préparation.

Cependant, pour des cas particuliers, dans des conditions sonores spéciales, les systèmes automatiques peuvent être coupés, et le niveau de modulation réglé à la main à l'aide du vumètre indicateur, dont l'aiguille sert en même temps au contrôle de la tension des batteries. Il peut être, d'ailleurs, éclairé, ainsi que le compteur à tambour à quatre chiffres assurant un repère précis de l'enregistrement.

L'appareil est muni de prises d'entrée, séparées pour la liaison avec un microphone, un phonocapteur, sinon un tuner ; une prise de sortie permet la liaison avec un haut-parleur extérieur et une autre combinée, d'ailleurs, avec une prise d'entrée assure la liaison avec un amplificateur de puissance.

Le système d'entraînement est muni d'un dispositif particulièrement utile de **réglage automatique de traction de la bande** assurant une traction maximale dans toutes les positions de fonctionnement. Le résultat est obtenu avec deux palpeurs, chacun agissant dans un sens, contrôlant ainsi le défilement de la bande et maintenant une pression constante. Les trois vitesses de défilement de 4,75, 9,5 et 19 cm/s sont commutées par l'intermédiaire du système de **régulation électronique** du mo-

teur commandé par une sonde à effet Hall. Avec la vitesse la plus réduite de 4,75 cm/s, et avec une bande double durée de 540 m, la durée d'enregistrement est de 2 x 3 heures, ce qui est remarquable pour un appareil à piles bi-piste.

Une **télécommande** marche-arrêt peut être contrôlée, par ailleurs, par un microphone de commande ou par une pédale ; elle comporte un petit servomoteur, agissant sur le galet presseur du cabestan. Lorsque ce dernier est relâché, la bande est freinée de façon précise sans force d'inertie, de même, le démarrage est de nouveau obtenu à pleine vitesse, ce qui évite tout phénomène acoustique gênant. Les piles habituelles peuvent être remplacées par des éléments d'accumulateurs étanches cadmium-nickel.

CARACTÉRISTIQUES DU MAGNÉTOPHONE

L'appareil est contenu dans un coffret métallique avec parties gainées de 31 x 9 x 24,8 cm dont le poids sans piles est d'environ 4,9 kg. Une poignée orientable pliante placée à l'avant permet son transport facile.

Comme nous l'avons indiqué, il est alimenté par 6 piles torches de gros diamètre de 1,5 V, ou 6 éléments rechargeables de mêmes dimensions introduits en démontant un couvercle disposé sous le dessous du coffret.

Cet appareil comporte donc trois vitesses de défilements 4,75, 9,5 et 19 cm/seconde avec commutation du régime moteur, comme nous l'avons indiqué précédemment. La position et la rotation

des bobines peuvent être observées constamment par une fenêtre disposée sur le dessus de l'appareil, sur le couvercle, et recouverte par une plaque en matière plastique transparente. Les bobines sont fixées sur les axes au moyen de petites chevilles à ressort, ce qui permet d'utiliser l'appareil sans inconvénient dans toutes les positions.

La disposition des différents éléments est représentée sur la photographie ci-contre. Tous les organes de commande et de réglage sont concentrés sur un tableau placé à l'avant ; à la partie supérieure, cinq larges touches à poussoirs très visibles et de commande facile permettent successivement la marche arrière rapide, la pause, c'est-à-dire l'arrêt momentané sur une position fixe, l'arrêt, la mise en marche normale en avant pour l'enregistrement et la reproduction, et la marche avant rapide pour obtenir une position de repère déterminée.

Sur la plaque frontale verticale, on trouve successivement le vumètre sensible à aiguille, deux touches à poussoirs permettant le contrôle de la tension de la batterie, et l'éclairage momentané du vumètre, un contacteur à trois positions à manœuvre rectiligne permettant d'effectuer le réglage de la modulation d'enregistrement manuellement, ou d'obtenir le réglage automatique pour la parole ou la musique.

Un autre bouton-poussoir est manœuvré en même temps que la touche de mise en marche pour l'enregistrement, et sert ainsi de dispositif de sécurité. A droite de ce bouton, se trouve encore un commutateur destiné à permettre, d'une part, une inscription microphonique, d'autre part, l'inscription avec un phonocapteur, ou source musicale équivalente. Enfin, à droite, le compteur à tambour à 4 chiffres comporte un bouton de remise à zéro, et il est également éclairable.

Le tableau frontal porte également quatre boutons moletés de réglage à la partie inférieure, soit un bouton pour la commande manuelle du niveau d'enregistrement, un deuxième assurant le réglage de la tonalité aiguë, un troisième assurant le réglage

(Suite page 84)

TABLE DE MIXAGE A CIRCUIT INTÉGRÉ RIM 3006

L'UTILITE d'une table de mixage n'est plus à démontrer. Même au niveau de l'amateur il est très intéressant de disposer d'un tel ensemble d'autant plus que le prix de revient devient très abordable avec les montages modernes et compacts que présente la firme allemande RIM.

L'amateur peut comme à l'accoutumée acquérir séparément les éléments constitutifs ou modules ou opter pour un kit complet.

modules préamplificateurs. Comme le montre le schéma de principe de la figure 1. 24 transistors font partie intégrante de ce module. Un boîtier rectangulaire à 16 broches permet à lui seul les diverses liaisons nécessaires.

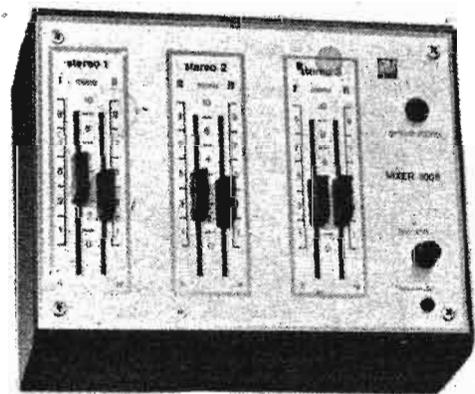
Deux autres voies sont prévues sur cette table de mixage, il s'agit en réalité d'un adaptateur d'impédance équipé de transistors entièrement silicium faible souffle.

Toutes les entrées et les sorties s'effectuent sur des prises DIN ra-

tandis que c'est dans le circuit émetteur que l'on retrouve la charge BF. Les signaux dûment adaptés sont ensuite envoyés aux circuits totalisateurs après avoir été dosés à l'aide d'un diviseur potentiométrique.

Un des quatre étages préamplificateurs du CA3052 est présenté figure 3. Les circuits ont été conçus afin de n'utiliser que très peu de composants extérieurs. A cette fin chaque amplificateur comporte trois électrodes de réfé-

La broche de découplage (3) est découplée vers la masse à l'aide de la cellule série $R_3 - C_3$. La résistance R_3 agit directement par contre-réaction sur le gain de l'ensemble. Cette contre-réaction correspond aux sources de modulation classique. De la broche de sortie 1 par l'intermédiaire de C_8 les tensions sont appliquées au potentiomètre de mixage P_1 . Une résistance R_{12} de 33 k Ω évite les inter-réactions entre les différentes sorties suivant les positions



La table de mixage RIM 3006 possède de très faibles dimensions : 17,5 x 15 x 5,5 - 7,5 cm, par conséquent son insertion en tant que maillon d'une chaîne Hi-Fi ne pose aucun problème d'autant plus que l'esthétique et la présentation sont forts réussies.

Il s'agit en fait d'une table de mixage à six entrées différentes en mono et par conséquent trois entrées en stéréo. Toutes ces entrées voient leur niveau ajusté à l'aide de potentiomètres à déplacement linéaire sur une échelle graduée. Un commutateur de fonction permet de passer du mode stéréo au mode mono. Un voyant lumineux renseigne sur la mise en service de l'appareil en forme de pupitre pour un emploi plus agréable et plus souple.

Les circuits électroniques font essentiellement appel à un circuit intégré CA3052 regroupant quatre

menées sur la face arrière de l'ensemble. Cette table de mixage se compose essentiellement de trois modules de base : le préamplificateur MV, le préampli totalisateur AV, l'alimentation NT.

PREAMPLIFICATEUR MV

Le module préamplificateur MV comporte le circuit intégré CA3052 et ses éléments associés ainsi que les deux transistors qui constituent les deux adaptateurs d'impédance.

La figure 2 présente le schéma de principe d'un circuit adaptateur. Le niveau d'entrée de cet adaptateur peut osciller entre 70 mV et 3 V pour une impédance de 500 k Ω . On rencontre donc un transistor BC149 à grand gain monté en collecteur commun. Pour satisfaire aux principes de ce montage l'entrée se réalise sur la base convenablement polarisée à l'aide d'un pont,

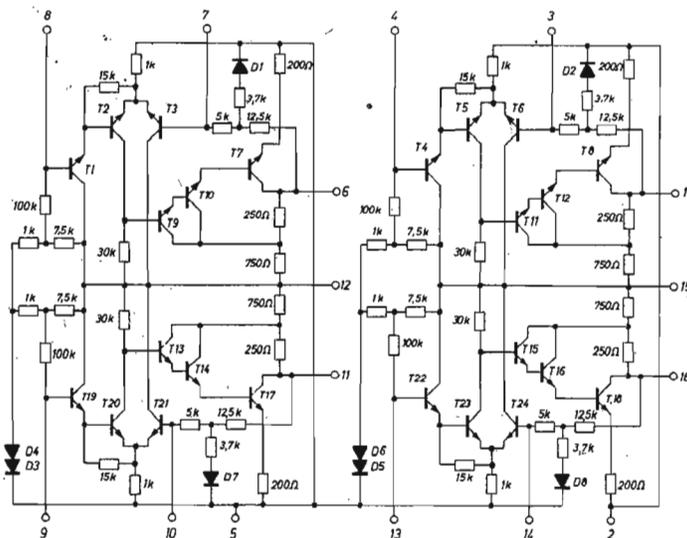


Fig. 1

rence : l'entrée, la prise de contre-réaction, la sortie.

L'entrée sur prise DIN peut s'échelonner de 2 à 60 mV max. pour une impédance d'environ 40 k Ω .

La résistance R_1 pour ce faire atténue le signal d'entrée tandis que les capacités C_2 et C_3 évitent l'entrée en oscillation du circuit.

des curseurs.

L'alimentation du circuit intégré proprement dit fait l'objet d'un filtrage supplémentaire $C_{10} - R_{15}$.

PREAMPLIFICATEUR TOTALISATEUR AV

Ce module totalisateur AV ne comporte que deux transistors

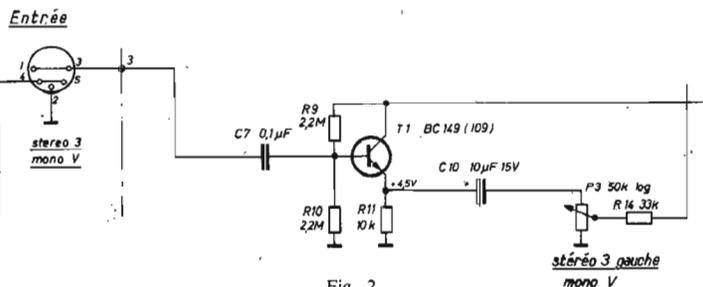


Fig. 2

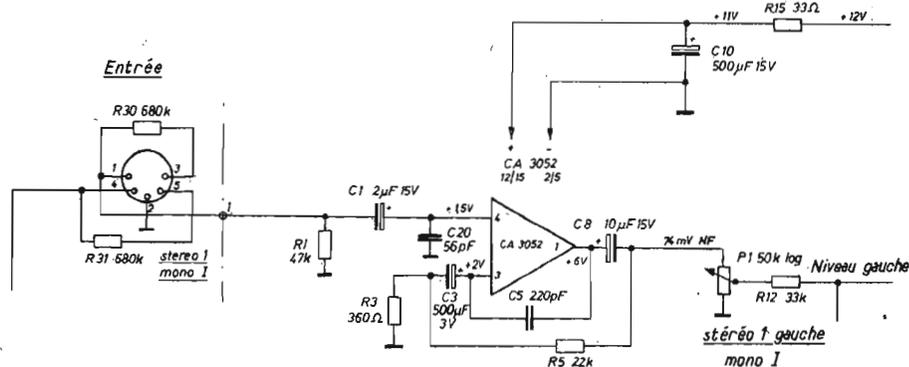


Fig. 3

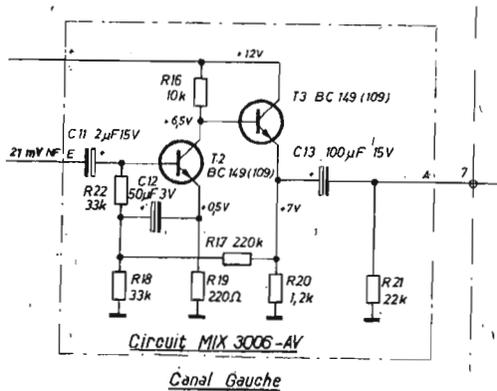


Fig. 4

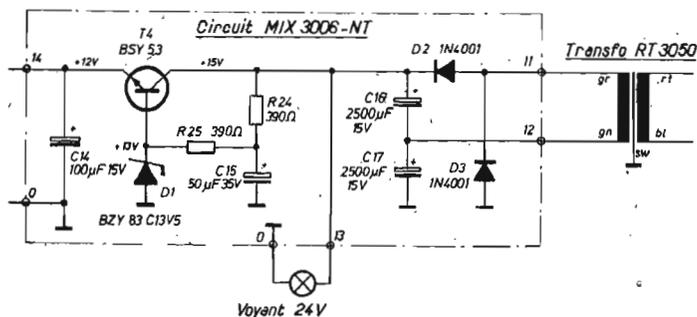


Fig. 5

spéciaux en boîtier époxy type BC140. Il s'agit d'un montage classique mais efficace d'un schéma désormais éprouvé (Fig. 4). L'entrée s'effectue sur la base de T_2 par l'intermédiaire de C_{11} . Les cellules de contre-réaction agissant sur le gain du tandem $T_2 - T_3$ ne font cependant pas appel à un dispositif d'ajustage du niveau d'entrée.

Quant à la sortie elle se réalise au niveau de l'émetteur de T_3 , c'est dire qu'il s'agit d'une sortie basse impédance. Le niveau de sortie répond aux normes DIN 0,775 V.

Pour une distorsion harmonique inférieure à 0,5 % la réponse en fréquence de l'ensemble préampli-totalisateur s'inscrit dans les limites 30 Hz, 20 kHz à $\pm 1,5$ dB.

Un commutateur de fonction mono-stéréo complète l'ensemble.

L'alimentation de ces deux modules que comprend cette table de mixage se fait en 12 V continu.

ALIMENTATION GENERALE

L'alimentation n'est prévue que pour un raccordement sur un réseau de distribution à 220 V. Cette alimentation stabilisée utilise un dispositif doubleur type Latour D_2, D_3, C_{16} et C_{17} . L'importante valeur de ces dernières capacités procure un filtrage efficace et une tension de l'ordre de 15 V (Fig. 5).

La tension positive continue de 15 V est appliquée au collecteur du transistor régulateur BSY53 dont la base est portée à un potentiel fixe de référence grâce à la diode zener BZY83.

Une capacité supplémentaire C_{14} élimine toutes les composantes résiduelles. La tension de sortie est fixée à 12 V.

MONTAGE ET REALISATION

Le montage des divers modules et l'assemblage mécanique ne présente aucune difficulté. Les

composants peuvent être aisément implantés sur les circuits imprimés entièrement préparés à cet effet. La fragilité de certains composants miniatures requiert cependant un soin particulier. La carte principale du préamplificateur MV supporte le maximum de composants, à telle enseigne que les potentiomètres à déplacement linéaire sont directement soudés au circuit imprimé pour assurer leur fixation. La figure 6 présente l'implantation des éléments où l'on distingue parfaitement le circuit intégré en boîtier Dual In Line monté sur son support.

Quant aux cartes des préamplificateurs totalisateurs des canaux gauches et droits, leur fixation est assujettie au moyen de plots de sortie et directement soudés perpendiculairement au module MV (Fig. 7). Les dimensions extrêmement réduites de ces derniers modules ne nécessitent pas de fixation supplémentaire, d'autant plus que ce mode de fixation supprime toutes les liaisons supplémentaires risquant de dégrader le rapport signal/parasite de l'ensemble.

Le constructeur fournit par ailleurs une notice très détaillée du montage mécanique de l'ensemble et un plan de câblage des différentes liaisons intermodules. Un sous-ensemble SP supporte d'autre part les deux commutateurs mono-stéréo et marche arrêt à poussoir, un fusible d'alimentation ainsi que les deux résistances série du circuit de sortie.

On a la possibilité d'acquérir tous les éléments séparément. On notera que les tensions continues indiquées en volts sur tous les schémas de principe ont été mesurées avec un voltmètre de résistance interne supérieure à 10 k Ω /V. Des écarts jusqu'à 10 % sont normaux et dus à la tolérance sur la valeur des composants utilisés.

CARACTERISTIQUES GENERALES

Les caractéristiques techniques qui répondent aux sévères normes allemandes sont les suivantes :

Entrées : 3 stéréo - 6 mono.

- Faible impédance 2 mV - 60 mV/40 k Ω , microphone, platine magnétophone etc.

- Haute impédance, 50 mV - 1,2 V/700 k Ω , tourne-disques, magnétophone platine etc.

- Entrée adaptateur 70 mV - 3 V/500 k Ω , magnétophone, cellule cristal etc.

- Réponse en fréquence : 30 Hz, 20 kHz $\pm 1,5$ dB.

RIM
electronic
" MUNICH "

DANS LA GAMME des PRODUCTIONS
de cette célèbre marque :

**PUPITRE DE MIXAGE
« MIXER 3006 »**

A CIRCUITS INTÉGRÉS

3 ENTRÉES « STÉRÉO » ou 6 ENTRÉES « MONO »

- Bande passante : de 30 Hz à 20 000 Hz + 1 dB.
- Taux de distorsion : 0,5 % avec 0,775 mV sur 10 k Ω
- SORTIES : stéréo : 0,775 V sur 10 k Ω .
Mono : 0,4 V sur 10 k Ω .
- ENTRÉES : pour Micro - Magnétophone - Pick-up Piezo

En « kit » complet **550 F**
En ordre de marche **585 F**

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF :

Comptoirs
CHAMPIONNET

14, rue Championnet, PARIS-18°
Tél. : 076-52-08
C.C. Postal : 12.358.30 PARIS

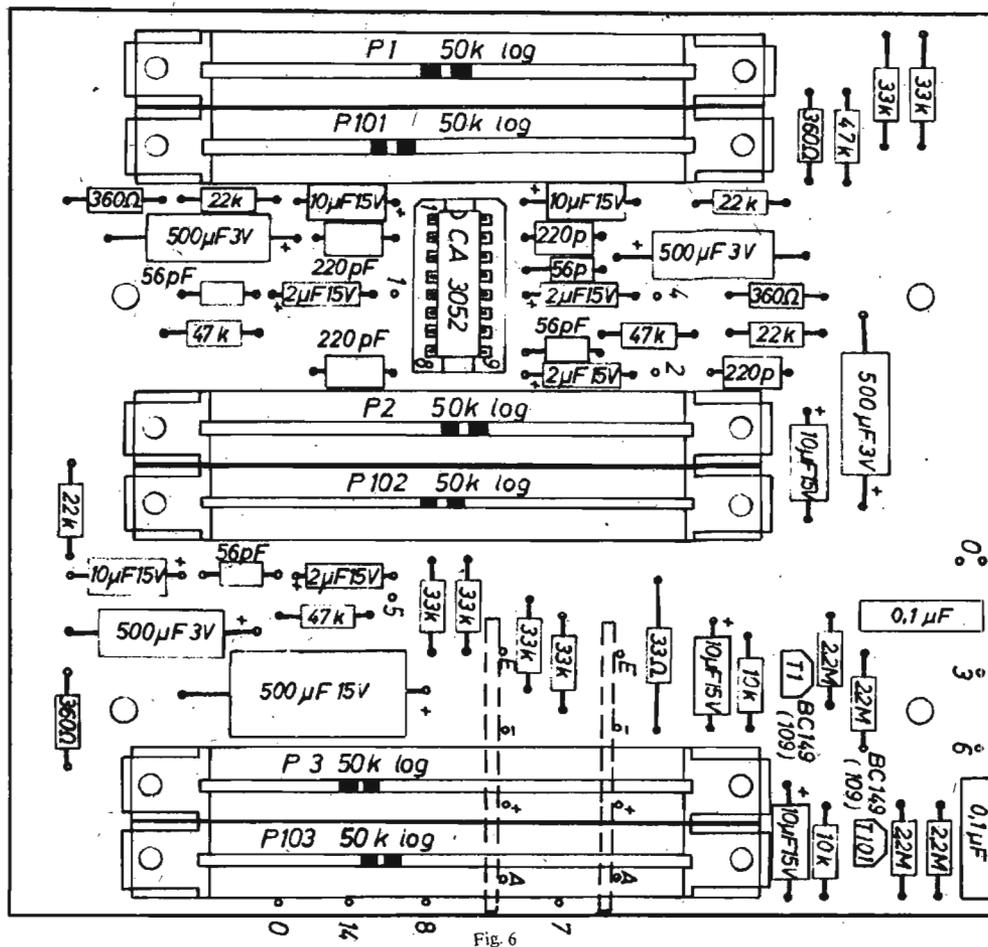


Fig. 6

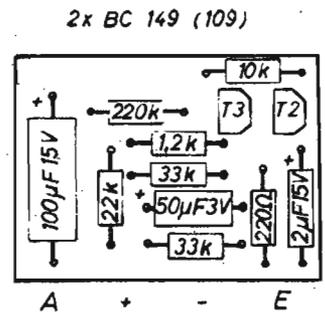


Fig. 7

- Distorsion harmonique 0,5 % à 0,775 V de sortie.
- Rapport signal/bruit à 1 kHz, 0,775 V > 60 dB ;
- entrée 1 et 2 > 45 dB ;
- entrée 3 > 50 dB.
- Diaphonie à 1 kHz, 0,775 V ;
- entrée 1 et 2 > 40 dB ;
- entrée 3 > 40 dB.
- Alimentation 220 V.
- Consommation : 4 VA.
- Dimensions 17,5 cm × 15 cm × 7,5 cm.

Le magnétophone de reportage TK3200 GRUNDIG (suite de la page 81)

de la tonalité grave, et permettant, en même temps, de contrôler, soit la modulation transmise à l'appareil, soit l'enregistrement réalisé sur la bande elle-même. Enfin, le quatrième bouton règle le niveau sonore du son reproduit par le haut-parleur intégré de 9 Ω 0,8 W elliptique ou d'un haut-parleur extérieur.

La vitesse désirée est choisie à l'aide d'un contacteur à trois positions, qui se trouve à l'arrière de la platine. La face latérale de droite du coffret porte une prise de sortie pour haut-parleur extérieur d'impédance supérieure à 4 Ω, et une prise pour une source d'alimentation extérieure continue de 9 V.

La face latérale gauche du coffret porte les prises d'entrée et de liaison avec le phonocapteur, le microphone, la prise de télécommande, ou la prise radio pour tuner.

Comme nous l'avons noté, deux palpeurs à ressort, l'un situé à la sortie de la bobine débitrice, et l'autre à l'entrée de la bobine réceptrice, contrôlent constamment la tension de la bande. Tout en agissant d'une manière indépendante, leurs mouvements sont évidemment solidaires l'un de l'autre.

RESULTATS OBTENUS

L'amplificateur comportant ainsi deux parties séparées pour l'enregistrement et la lecture est équipé avec 15 transistors et 6 diodes. L'oscillateur comporte 3 transistors et 3 diodes; la commande à distance est assurée par un transistor et 3 diodes, et la régulation du moteur n'exige pas moins de 12 transistors et 3 diodes.

La durée d'enregistrement peut atteindre 6 heures avec une bande magnétique très mince et à vitesse réduite; la durée de reboinage est d'environ 315 secondes dans les mêmes conditions.

La bande passante est de 40 à 8 kHz pour une vitesse de 4,75 cm/seconde de 40 Hz à 12,5 kHz pour 9,5 cm/seconde, et de 40 Hz à 16 kHz pour 19 cm/seconde, mesurée selon la norme DIN 45 511. Le rapport signal/bruit est supérieur pour ces mêmes vitesses respectivement à 48 dB et 50 dB, mesuré selon les normes DIN 45 511 et DIN 405; les taux de pleurage sont inférieurs pour ces mêmes vitesses à ± 0,4 %, ± 0,2 % et ± 1,5 %.

La puissance obtenue avec l'appareil de contrôle et sur piles est évidemment très faible et de 0,8 W seulement; il s'agit, d'ail-

leurs, évidemment d'obtenir uniquement un contrôle, et non, en général, une audition directement utilisable. Cependant avec haut-parleur extérieur de 4 Ω suffisamment sensible, on obtient une puissance maximale de 2 W.

Comme nous l'avons indiqué, le réglage de tonalité s'effectue séparément sur les graves et sur les aigus, et on peut obtenir l'écoute simultanée à l'enregistrement et l'écoute directe sur bande commutable par l'intermédiaire d'un haut-parleur ou d'un écouteur. L'appareil fonctionne dans toutes les positions, et sur une gamme de températures de - 20° à + 55°C, deux douilles peuvent recevoir une plaquette de feutre munie de broches correspondantes pour le nettoyage rapide de la bande.

La synchronisation est facilement obtenue en adaptant sur le côté du coffret un appareil **Sonodia** à piste magnétique, sur laquelle des impulsions de repère sont effectuées au moment nécessaire à l'aide d'un bouton-poussoir commandé par l'opérateur ou sous l'action de l'impulsion provenant de la caméra de l'enregistrement. Une boîte de mixage séparée est également prévue pour effectuer, s'il y a lieu, le mélange de signaux provenant des différentes sources sonores simultanées.

AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE L'APPAREIL

Cet appareil portatif, évidemment monophonique, est bien étudié pour assurer le rôle pour lequel il est destiné. De dimensions réduites et de poids assez faible pour être transportable assez facilement malgré ses perfectionnements, en particulier, en ce qui concerne la vitesse de défilement, la régulation électronique de moteur, le contrôle de la tension de la bande, les dispositifs de contrôle immédiats de l'enregistrement, les systèmes de réglage de modulation automatique ou réglable à volonté.

Son prix est suffisamment réduit pour permettre son emploi par un semi-professionnel, ou par un amateur moyen; la qualité des inscriptions obtenues est satisfaisante, la manœuvre facile, l'ensemble robuste, le fonctionnement obtenu dans toutes les conditions et quelles que soient, en particulier, les températures. Peut-être, cependant, peut-on regretter qu'il ne comporte pas de système de synchronisation et de pilotage incorporé, et qu'on puisse seulement lui adjoindre un synchroniseur assurant des effets pratiques utiles, mais limités.

P.H.

PRÉAMPLIFICATEUR D'ANTENNE POUR AUTORADIO

LES automobiles sont dotées parfois d'antennes de pavillon très courtes ou bien d'antennes mal placées ce qui ne permet pas de tirer de son récepteur autoradio les meilleures conditions de réception. L'adjonction ou du moins l'essai préliminaire d'un préamplificateur d'antenne suffit à conférer au récepteur une meilleure sensibilité. Le montage préconisé ne fait appel à aucun bobinage, il reste par conséquent très simple et à la portée de l'amateur débutant.

L'emploi d'un transistor comme étage HF devant un récepteur quelconque peut rendre d'excellents services au point de vue du gain lorsque l'appareil ainsi complété est placé dans un endroit où la propagation n'est pas aussi bonne qu'on pourrait le désirer. Un montage de ce genre convient aussi bien à un récepteur possédant un étage HF incorporé qu'à un récepteur dont l'entrée ne comporte que l'étage changeur de fréquence.

Schéma de principe :

Si l'étage HF supplémentaire est apériodique, c'est-à-dire non accordé, aucun risque d'accrochage (entrée en oscillation) n'est à craindre. Un tel montage est représenté en figure 1.

Il s'agit donc d'un étage HF apériodique équipé d'un transistor NPN type 2N2222 dont la fréquence de coupure élevée reste plus que suffisante pour ce genre d'application. Comme sur un montage à émetteur commun, l'entrée s'effectue au niveau de la base polarisée par un pont classique R_1, R_2 .

Une cellule de stabilisation, R_4, C_2 est placée dans le circuit émetteur tandis qu'une charge collecteur R_3 est destinée par l'intermédiaire de C_3 à prélever les signaux préamplifiés. L'alimentation s'effectue, à travers une cellule de filtrage R_4, C_3

afin d'améliorer la stabilisation du montage. Une pile d'alimentation auxiliaire reste préférable à celle d'alimentation commune du récepteur.

La consommation du montage n'exécède pas 1 mA.

Réalisation pratique :

Le nombre de composants restreints autorise la réalisation du montage à partir de n'importe quel support, voire même un montage « en l'air » qu'il suffirait ensuite de noyer dans l'araldite. Nous donnons cependant à titre d'exemple une réalisation sur une plaquette perforée de faibles dimensions.

On peut donc s'inspirer de la figure 2 pour l'implantation des éléments, tandis que l'excédent de connexions des composants sert aux diverses liaisons sous la plaquette (Fig. 3). On adopte pour les circuits d'entrée et de sortie un câble coaxial doté des fiches standard pour antenne analogue à celle du récepteur.

Quant à l'alimentation par pile on peut la supprimer en plaçant dans la ligne d'alimentation positive une résistance supplémentaire de 470Ω découplée par un condensateur de 47 nF . Il convient alors de prendre ce « positif » après l'interrupteur du récepteur autoradio. Sur un récepteur quelconque bien s'assurer qu'il s'agit d'un montage avec négatif à la masse avant de procéder à toutes modifications.

Liste des composants :

- $R_1 = 47 \text{ K}\Omega$ 1/2 W.
- $R_2 = 4,7 \text{ K}\Omega$ 1/2 W.
- $R_3 = 3,9 \text{ K}\Omega$ 1/2 W.
- $R_4 = 1,5 \text{ K}\Omega$ 1/2 W.
- $R_5 = 270 \Omega$ 1/2 W.
- $C_1 = 10 \text{ nF}$ disque.
- $C_2 = 47 \text{ nF}$ plaquette.
- $C_3 = 10 \text{ nF}$ disque.
- $C_4 = 47 \text{ nF}$ plaquette.
- $T_1 = 2N2222, 2N708$.

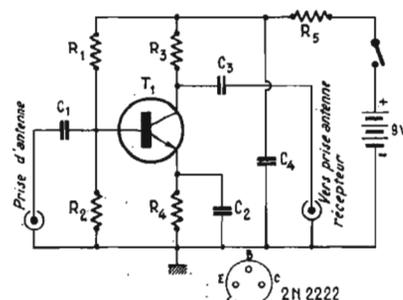


Fig. 1

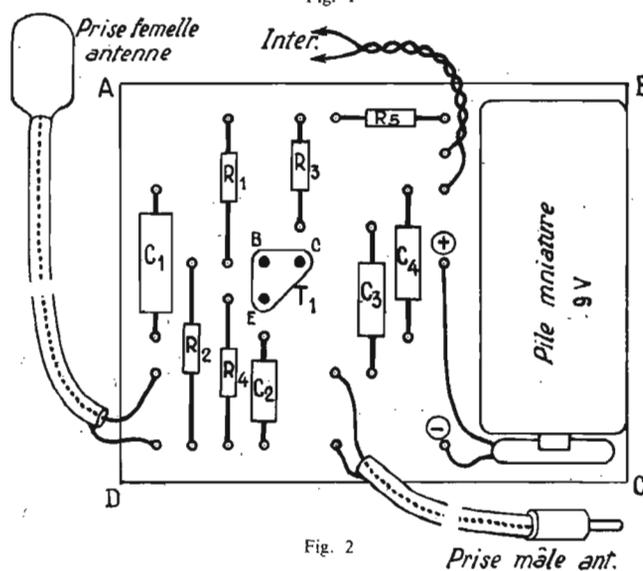


Fig. 2

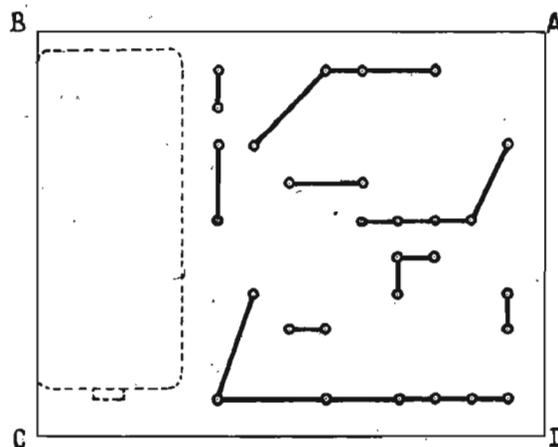


Fig. 3

QUATRE CIRCUITS PRATIQUES A TRANSISTOR UNIJONCTION

Le transistor unijonction est un élément semi-conducteur, ayant une caractéristique de seuil et un paramètre négatif (Fig. 1). Grâce à ses propriétés, cet élément est particulièrement approprié, en commutation pour les applications dans les générateurs d'impulsions, pour la commande des thyristors et des triacs, dans les circuits de relaxation, pour les oscillateurs, pour les temporisateurs, etc.

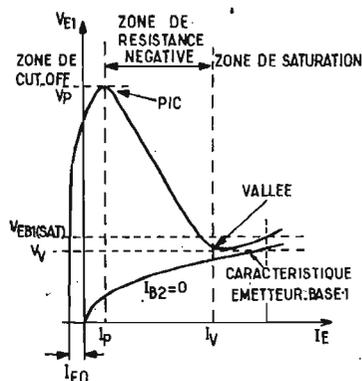


Fig. 1

Un transistor unijonction offre l'avantage d'être un excellent simplificateur de circuit permettant l'élimination de nombreux composants. Par exemple, un transistor unijonction utilisé dans le mode bistable (Fig. 2), peut assurer la fonction qui exigerait normalement l'emploi de deux transistors, en plus des condensateurs et des résistances associés. Dans ce circuit, la sortie peut être prélevée sur l'une quelconque des trois électrodes : sur l'émetteur, on obtient une forme d'onde ayant à peu près l'aspect des dents de scie ; sur la base 1, on peut prélever une impulsion positive et sur la base 2, une impulsion négative. On peut obtenir un niveau élevé de stabilité et de précision en choisissant avec soin la constante de temps RC.

Le Haut-Parleur a publié plusieurs études concernant la technologie, les caractéristiques et les modes de fonctionnement des transistors unijonction (numéros 1239, p. 108, 1256, p. 126, 1252, p. 129, etc.). Aussi ne reviendrons-nous pas ici sur ces points. Par ailleurs, on remarque, en feuilletant la presse technique étrangère, une popularité croissante de ce composant moderne auprès des amateurs.

Voici quatre réalisations artisanales de circuits pratiques dues à des techniciens étrangers que nous faisons connaître à nos lecteurs en vue de leur intérêt. Ces circuits utilisent des transistors UJT très répandus.

TEMPORISATEUR A PLUSIEURS POSITIONS POUR LABORATOIRE PHOTOGRAPHIQUE

D'après son réalisateur, l'avantage de ce temporisateur (Radio-Bulletin, 11/71) est qu'il assure malgré sa simplicité, un fonctionnement excellent.

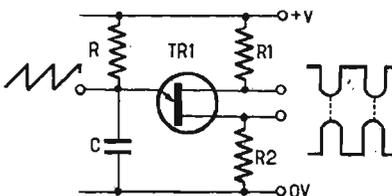


Fig. 2

Les photographes amateurs étant parmi les plus grands « consommateurs » des temporisateurs, le dispositif est adapté à leurs exigences spéciales.

Quant aux caractéristiques générales de l'appareil, par le moyen de deux claviers, chacun équipé de cinq touches, on peut régler des durées de temporisation de 1 à 25 s. Il suffit d'appuyer sur le bouton de « marche » pour mettre le circuit en fonctionnement, puis d'attendre que celui-ci coupe automatiquement l'alimentation de la charge à la fin de la durée choisie. L'alimentation du temporisateur est assurée par une pile de 9 V qui dure longtemps du fait que le circuit ne consomme de courant que pendant la durée de la temporisation.

La fonctionnement du circuit : A la différence de la plupart des temporisateurs simples basés sur la constante de temps RC d'un condensateur et d'une résistance branchés en série, dans le temporisateur ci-dessous, on obtient la durée de temporisation par un condensateur et une source de courant constant (Fig. 3). C'est un fait particulièrement important parce qu'on obtient ainsi une re-

lation linéaire entre la durée de temporisation et la résistance déterminant le courant.

Grâce à la relation linéaire, il est possible d'utiliser toujours à nouveau un groupe fixe de temporisation de 1 à 5 s. Ce groupe fixe donne, en combinaison avec un deuxième groupe de cinq touches, servant au choix de 1-5, 5-10, 10-15, 15-20 et 20-25 s, la possibilité de régler toute durée de temporisation désirée entre 1 s et 25 s.

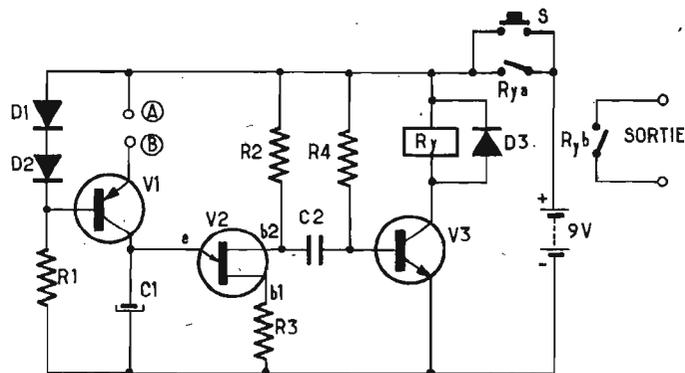


Fig. 3

La source de courant constant est formée par V₁, D₁, D₂, R₁ et une résistance déterminant le courant, qui est reliée entre les points A et B.

La source de courant constant : Le fonctionnement de la source de courant constant est le suivant : la chute de tension sur les deux diodes au silicium (D₁ et D₂) est d'environ 1 V. L'émetteur de V₁ est relié à travers la résistance déterminant le courant situé entre les points A et B, sur le pôle positif de la tension d'alimentation. Du fait qu'un transistor au silicium ne commence à conduire qu'au moment où la tension V_{BE} atteint environ 0,7 V, il est évident que la tension s'établissant aux bornes de la résistance déterminant le courant est de 0,3 V.

Selon la loi d'Ohm, $U = I \cdot R$; ainsi $I \cdot R = 0,3 \text{ V}$. La relation entre I et R est ainsi linéaire et la résistance entre les points A et B détermine le courant.

Le courant constant charge le condensateur C₁ jusqu'à ce que V₂, qui est un transistor unijonction, soit amorcé. Cela a, en premier lieu, pour effet que C₁ se décharge rapidement et, en

deuxième lieu, que l'on place une source de tension d'allure négative sur la base de V₃. Du fait de cette impulsion de tension, le transistor V₃ (qui était saturé par l'effet de la résistance R₄) cesse maintenant de conduire. Ceci entraîne le décollage du relais REED inséré dans le circuit du collecteur.

Le circuit étant basé sur le décollage rapide du relais REED, on ne recommande pas d'expérimenter avec des relais ayant des caractéristiques très différentes. Le

relais indiqué dans la liste des composants a deux contacts de travail : un contact de travail fait partie du circuit de temporisation tandis que l'autre contact de travail peut être utilisé pour commuter une fonction extérieure. Puisque les caractéristiques maximales ne peuvent pas être dépassées, on aura probablement à insérer dans le circuit un relais supplémentaire de puissance pour pouvoir commuter par exemple un agrandisseur.

Le sélecteur de temps : Comme il a déjà été indiqué, le module de sélecteur de temps (Fig. 4) se compose de deux groupes de cinq touches chacune d'un type tel qu'elle ne coupe pas automatiquement. Le premier groupe sert aux durées de temporisation de 1, 2, 3, 4 ou 5 s ; le deuxième groupe sert aux temps de 1 à 5, de 5 à 10, de 10 à 15, de 15 à 20 et de 20 à 25 s. Supposons par exemple qu'on ait besoin d'une durée de 3 s : on actionne alors la touche 3 du premier groupe et la touche 1 à 3 du deuxième groupe. En appuyant sur le bouton de « marche », le circuit est mis en fonctionnement. Une durée de 17 s s'obtient de la façon suivante : actionner la touche 2

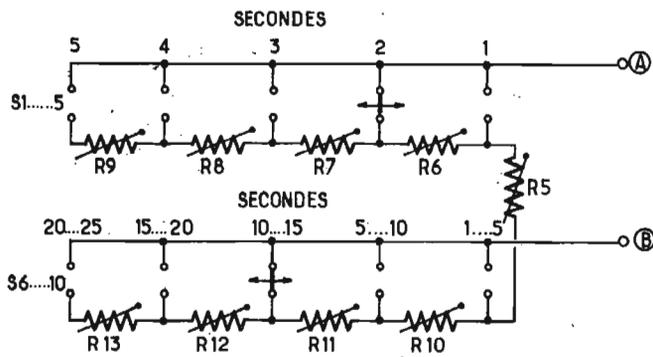


Fig. 4

du groupe un, la touche 15 à 20 du groupe deux. Toutes les durées de temporisation désirées de 1 à 25 s peuvent être simplement obtenues par l'action sur deux touches.

La liste des composants : Le circuit peut être disposé sur une plaquette perforée de 6,3 x 12,6 cm de dimensions.

Résistances de 0,5 W ; R_1 - 10 k Ω ; R_2 - 1 k Ω ; R_3 - 150 Ω ; R_4 - 47 k Ω ; R_5 à R_9 - potentiomètres ajustables de 5 k Ω , de R_{10} à R_{13} - potentiomètres ajustables de 20 k Ω .

C_1 - condensateur électrolytique de 47 μ F, 6,3 V, C_2 - 100 nF, 400 V.

Transistors : V_1 - BC158 ou BC178 ; V_2 - TIS43 UJT dont les caractéristiques principales sont : puissance 0,3 W, I_V : 2 mA, I_P : 5 μ A, R_{BB} 4/9,1 k Ω ; η : 0,55/0,82 (Radio-Prim, 6, allée Verte, Paris, 11^e) ; V_3 - BC108 ou BC148.

Diodes : D_1 et D_2 - diodes au silicium 1N914, D_3 - OA85 diode au germanium.

Relais REED (Ry) - tension de bobine 6 à 9 V, puissance 140 à 320 mW, résistance de bobine, 250 Ω environ avec deux contacts de travail ; puissance maximale de commutation 5 W, courant max. 200 mA, tension max. 50 V.

S : bouton-poussoir ou commutateur miniature avec un contact de travail, S_1 - S_5 , S_6 - S_{10} , clavier avec cinq touches ne coupant pas automatiquement.

La figure 5 représente la disposition des éléments sur la plaquette perforée.

Étalonnage : Comme les instruments analogues, ce dispositif de temporisation à plusieurs positions doit également être étalonné. Pour ce but, il suffit d'une montre indiquant les secondes.

Le réglage commence avec la durée la plus courte, notamment 1 s. Appuyer sur la touche 1 et sur la touche 1 à 5 : après cela, régler R_1 pour une durée de 1 s. Ensuite, prendre 2 s et ainsi de suite. Les réglages des cinq potentiomètres ajustables R_5 , R_6 , R_7 , R_8 et R_9 doivent être à peu près égaux et avoir une valeur de 2,5 k Ω environ. Ensuite, on peut entreprendre l'étalonnage du second groupe. Les temps d'étalonnage des potentiomètres ajustables R_{10} , R_{11} , R_{12} et R_{13} , sont de 10, de 15, de 20 et de 25 s. Les réglages de ces quatre potentiomètres doivent également être à peu près égaux et avoir une valeur de 12,5 k Ω .

Après l'étalonnage, le dispositif de temporisation est prêt à l'emploi.

UN TEMPORISATEUR DE LONGUE DUREE

J. Wilson décrit dans Practical Electronics (3/72) un temporisateur à transistor unijonction (Fig. 6). Ce circuit assure la fonction suivante : on commut manuellement une alimentation, puis après une période déterminée, le dispositif la coupe automatiquement.

Grâce à l'emploi d'un transistor unijonction, ce circuit offre plusieurs avantages en comparaison d'un monostable destiné à une même fonction. En effet, un circuit

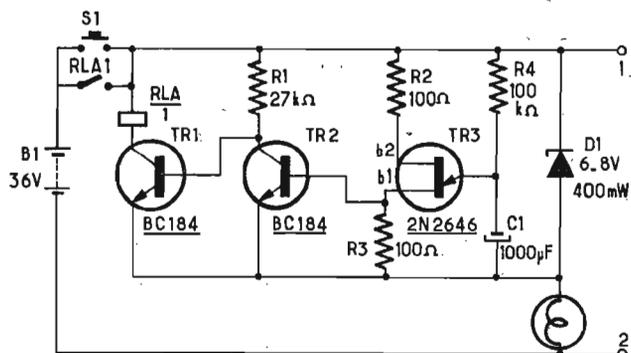


Fig. 6

monostable pourrait effectuer la même fonction que le circuit de la figure 6 mais ce n'est que pour des périodes relativement courtes. Au contraire, le circuit ci-dessous fonctionne sans difficulté pour des temporisations de dizaines de minutes. Or, pour obtenir une durée de temps identique avec un monostable, cela exigerait des condensateurs électrolytiques énormes. Le temporisateur fonctionne également d'une façon plus simple.

Le dispositif de commande peut être connecté à un moteur ou à un autre appareil (sorties 1 et 2 de la figure 6). Dans une application, le dispositif a été utilisé pour un oscillateur transmetteur à haute fréquence.

Le fonctionnement du temporisateur de longue durée : Lorsque le bouton-poussoir S_1 est actionné, TR_1 est rendu passant via R_1 et le relais est excité. Le fonctionnement du relais ferme le contact RLA_1 qui se verrouille. En même temps, le condensateur C_1 commence à se charger via R_4 .

Lorsque la tension aux bornes de C_1 a atteint le seuil d'amorçage de l'unijonction TR_3 , C_1 se décharge dans R_3 , ce qui produit une impulsion d'une grandeur suffisante pour rendre passant TR_2 . La jonction base-émetteur du transistor TR_1 a maintenant la tension de saturation V_{CE} de TR_2 à ses bornes. Cette tension est inférieure à la tension nécessaire pour le rendre passant, aussi TR_1 se bloque. En conséquence, le relais perd son

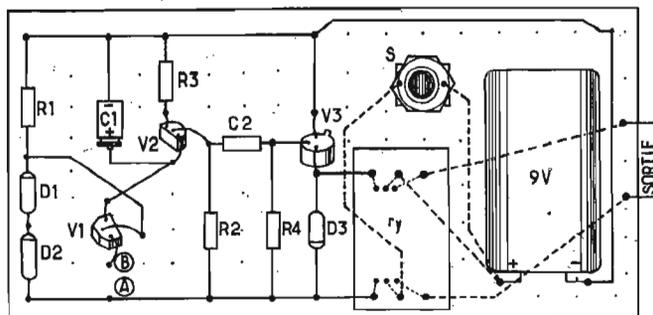
excitation et le contact RLA_1 s'ouvre. De ce fait, l'alimentation est coupée et avec elle la commande de l'appareil extérieur.

L'exigence principale dans le dispositif est de consommer aussi peu de puissance que possible parce que le dispositif est alimenté par batterie. On choisit donc un relais approprié qui ne demande pas plus de 60 mW pour son fonctionnement.

Le transistor UJT TR_3 est du type répandu 2N2646 (GEC) et les valeurs de R_2 et de R_3 sont celles recommandées par le fabricant. On a choisi pour C_1 la capacité de 1000 μ F de façon que C_1 et R_3 constituent une constante de temps de 100 ms.

La valeur de R_4 est donnée à titre indicatif parce qu'il y a une variation dans la valeur du coefficient éta (η) pour 2N2646 et parce que les condensateurs électrolytiques ont une grande tolérance. Finalement, on aura à choisir R_4 par tâtonnement. Dans le dispositif représenté en figure 6, une durée de temporisation de 5 mn a été obtenue en utilisant une valeur de 100 k Ω pour R_4 .

La résistance de charge pour la diode Zener peut être une lampe témoin appropriée. Par exemple, lorsqu'on utilise une alimentation de 36 V, la lampe peut avoir les caractéristiques de 28 V, 0,04 A. Un courant de 40 mA circulant par la diode Zener assure une bonne régulation puisque la voie de shunt la plus grande sera le courant de relais de 20 mA.



EN POINTILLE: LES FILS A SOUDER DU CÔTE OPPOSÉ

Fig. 5

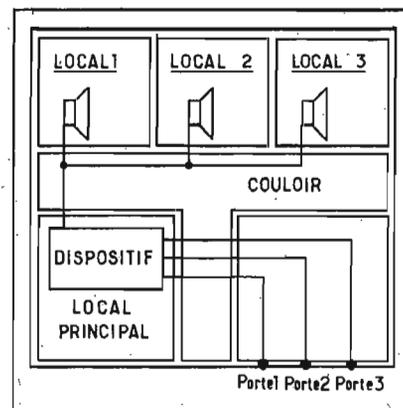


Fig. 7

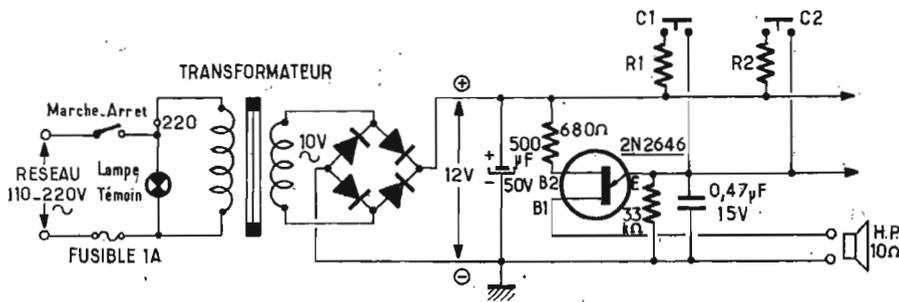


Fig. 8

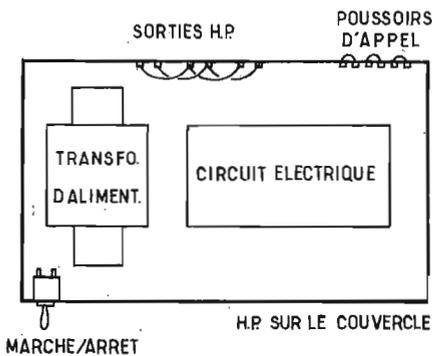


Fig. 9

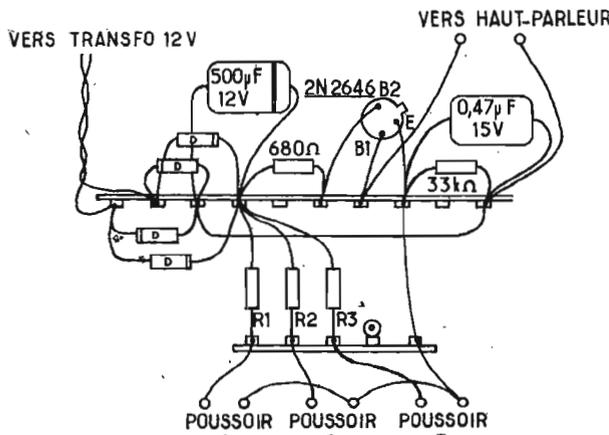


Fig. 10

UNE SONNERIE D'APPEL A PLUSIEURS TONALITES

Cette réalisation (Sperimentare 9/71) constitue également une application pratique des transistors UJT, de ce type de semi-conducteur moderne qui semble être destiné à un grand avenir.

Les avantages du dispositif sont, selon son réalisateur, les suivants : le circuit électronique est simple, n'étant composé que d'un transistor UJT et de quelques autres composants discrets ; néanmoins, il est suffisant pour être entendu de tous les points d'une ambiance normale, les appels peuvent être identifiés grâce à leurs tonalités différentes ; il est possible de raccorder plusieurs boutons-poussoirs d'appel dont chacun délivre une tonalité propre. De plus, le signal peut être diffusé à travers plusieurs haut-parleurs, ce qui permet un appel simultané dans plusieurs locaux.

La figure 7 illustre un exemple d'installation de la sonnerie d'appel à plusieurs tonalités.

Le schéma électrique : Le schéma électrique de la sonnerie est relativement simple (Fig. 8). Il comprend deux parties principales. La première est l'alimentation du circuit ; la seconde est l'oscillateur à transistor UJT.

L'alimentation : Dans le but d'obtenir un module pouvant toujours rester sous tension, il est préférable d'alimenter la sonnerie par le réseau. De cette manière, on évite les divers inconvénients dus à l'utilisation prolongée des piles électriques (usure, écoulement

de liquide, etc.). Le transformateur à utiliser est du type suivant : primaire 220 V, secondaire de 9 à 14 V (300 mA environ). Ce modèle est largement suffisant (la tension au secondaire n'est pas critique). Les deux alternances de la tension alternative sont redressées par un pont à 4 diodes. Un condensateur électrolytique de 500 µF (tension de travail 50 V) pourvoit au filtrage de ce courant au secondaire. Les diodes à utiliser pour le pont sont du type 20 V et 0,5 A. La tension obtenue à la sortie du circuit d'alimentation est susceptible de varier selon le montage, chose sans beaucoup d'importance car on peut atteindre 30 V sans danger de détérioration.

Le circuit oscillateur : L'élément principal est ici un transistor UJT du type 2N2646. La base 1 est reliée directement au haut-parleur. La base 2 va à la ligne positive par l'intermédiaire d'une résistance de 180 Ω. L'émetteur est relié aux éléments de polarisation : $R = 33 \text{ k}\Omega$ et $C = 0,47 \text{ }\mu\text{F}$. Sur la figure 8, les références C_1 et C_2 correspondent aux boutons-poussoirs d'appel. Ils mettent en circuit les résistances R_1 et R_2 , lesquelles déterminent les diverses fréquences d'oscillation (les valeurs de ces résistances seront comprises entre 8 et 15 kΩ).

Le haut-parleur d'une impédance de 10 Ω environ sera branché entre le point commun de 33 kΩ et de 0,47 µF et la ligne négative. Si on relie au circuit plusieurs haut-parleurs, on s'efforcera d'obtenir une

impédance proche de cette valeur. Par ailleurs, il convient de faire remarquer qu'en vue de la puissance modeste de ce circuit, il ne sera pas possible d'installer trop de haut-parleurs. Mais on peut en utiliser simultanément trois ou quatre.

Suggestions pour la construction du dispositif : Le module est peu encombrant. Pour la construction, on peut choisir un petit boîtier métallique pourvu d'une grille capable de loger un haut-parleur de petit diamètre. Les dimensions de ce boîtier peuvent être environ de 13 x 10 x 6 cm.

Le boîtier contient la partie d'alimentation par le réseau et le circuit oscillant avec son haut-parleur (la figure 9 représente un exemple de disposition des éléments). A la sortie de chaque bouton-poussoir, on aura à placer en série la résistance déterminant la fréquence comme illustré en figure 10.

Les composants : Résistances : 680 Ω ; 0,5 W, 33 kΩ, 0,5 W. Condensateurs : 0,47 µF, 15 V, céramique ; 500 µF, 50 V, électrolytique. Transistor : 2N2646 UJT, diodes de 20 V, 0,5 A. Transformateur : voir texte ; interrupteur marche-arrêt ; lampe-témoin au néon ; fusible de 1 A avec support, haut-parleur de petit diamètre de 10 Ω ; bouton-poussoir et résistances R_1 , R_2 , etc. (voir texte).

Le câblage : Le dispositif étant très simple, les possibilités d'erreur sont presque nulles. Le seul composant dont le câblage est un peu plus délicat est le transistor UJT

2N2646 : repérer exactement ses terminaisons, ne pas le surchauffer pendant le soudage.

La liaison entre les poussoirs et le dispositif ne présente guère de difficultés : elle se fait par un conducteur bifilaire ordinaire de 10/10. Ce fil doit être isolé par une gaine en plastique et se fixe au mur à l'aide de pontets. Les haut-parleurs extérieurs sont à relier avec un conducteur d'une résistance aussi faible que possible. Toutefois, on obtient un résultat satisfaisant pour la plupart des installations avec un fil de cuivre de 10/10. En cas de doute, on pourra toujours mesurer la résistance ohmique de la ligne ou l'estimer, mais les données obtenues ne seront critiques qu'au cas d'employer une liaison trop longue. En pareil cas, le seul remède est l'augmentation du diamètre du fil.

La mise en fonctionnement : Après avoir soigneusement contrôlé le câblage, relier le dispositif au réseau. Le fonctionnement est immédiat et aucun réglage n'est nécessaire. Si toutefois on n'obtenait pas le fonctionnement correct dès le premier essai, procéder, après avoir isolé le circuit par rapport au réseau, à vérifier l'UJT et les autres composants. Une erreur de câblage provoquera, presque dans tous les cas, la détérioration du transistor 2N2646.

UN GENERATEUR DE DENTS DE SCIE, DE TOPS ET DE CRENEAUX

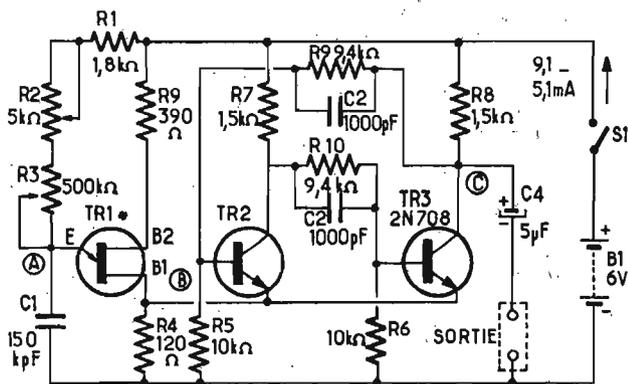
Si on désire obtenir un signal véritablement carré, il faut quelque chose de plus qu'un multivibrateur à transistors croisés. D'autre part, un tel signal doit être stable sans quoi il ne sert à rien, au moins en ce qui concerne les mesures électroniques. Un générateur à transistor unijonction combiné avec un multivibrateur bistable constitue un excellent générateur d'ondes carrées parfait pour l'usage en laboratoire. Le dispositif emploie trois transistors seulement et peut être réalisé par tout expérimentateur ou « apprenti » technicien.

Les particularités du circuit : Le générateur (Fig. 11) peut être divisé en deux parties :

Un générateur d'impulsions à dents de scie utilisant un transistor unijonction (TR₁). Celui-ci délivre un train d'ondes ayant une polarité positive par rapport au niveau zéro.

Un flip-flop ou multivibrateur bistable qui émet une impulsion parfaitement carrée pour chaque deuxième signal délivré par l'oscillateur UJT. Ce signal a également une polarité positive.

Voici les détails de chacun des deux circuits et le fonctionnement de l'ensemble.



* VOIR TEXTE Fig. 11

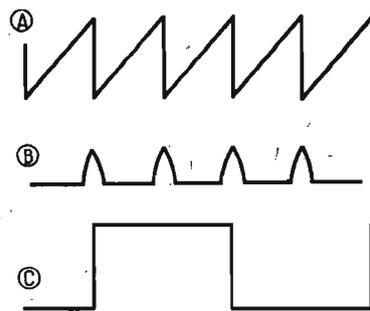


Fig. 12

B₁ : pile de 6 V. Condensateurs : C₁ 150 nF, polyester, C₂ et C₃ 1 nF, mica argenté, C₄ 5 μF/12 V. Résistances : R₁ 1,8 kΩ, 0,5 W, 10 %, R₂ potentiomètre linéaire de 5 kΩ, R₃ potentiomètre linéaire de 500 kΩ, R₄ 120 Ω, 0,5 W, 5 %, R₅ et R₆ 10 kΩ, 0,5 W, 5 %, R₇ 1,5 kΩ, 0,5 W, 5 %, R₈ 10 kΩ, 0,5 W, 5 %, R₉ et R₁₀ 9,1 kΩ (voir texte), 0,5 W, 2 %. S₁ : interrupteur unipolaire. Transistors : TR₁, unijonction 2N2160 ou 2N2446 ou 2N2647, TR₂ et TR₃ 2N708.

La réalisation pratique : Le circuit peut être disposé sur une plaque perforée ayant pour dimensions 100 × 65 mm. Les composants sont évidemment disposés sur le côté isolé tandis que de l'autre côté, les liaisons unissent les terminaisons sortantes et les pistes conductrices imprimées. Du fait qu'un flip-flop ne peut travailler avec la rigueur désirée qu'à condition d'être équilibré, c'est-à-dire si dans les deux sections du circuit les éléments sont identiques, les composants sont à choisir avec soin. On doit vérifier les deux transistors 2N708 avec un vérificateur de transistors pour s'assurer que le coefficient bêta soit le même. D'autre part, du fait qu'il n'est pas facile de trouver communément des condensateurs à tolérance serrée, on a choisi pour C₂ et C₃ des éléments à mica argenté qui appartiennent à la seule espèce précise par leur nature propre.

La figure 13 représente les connexions à réaliser sur le circuit imprimé. Comme on voit, R₂, R₃, S₁ et la pile sont disposés en dehors de la plaque. Les liaisons entre les éléments et le châssis n'ont pas une longueur obligatoire : elles ne sont pas critiques et chacun peut les disposer comme il veut.

La vérification : La figure 14 représente les tensions continues prélevées sur le circuit en utilisant un voltmètre de 40 kΩ/V. Ces tensions seront plus ou moins égales sur un circuit à réaliser par l'expérimentateur à condition d'utiliser des résistances précises et les transistors indiqués. Toutefois, la mesure des tensions peut seulement être intéressante si l'appareil ne fonctionne pas bien ou ne fonctionne pas du tout. Si le signal est présent à la sortie, au lieu de vérifier les tensions, on en observe la forme et la qualité à l'oscilloscope. Si les ondes ont l'air trapézoïdales au lieu d'être carrées, C₂ et C₃ ont une valeur erronée ou leur qualité est médiocre. Par contre, si les espacements des créneaux sont inégaux, T₂ et T₃ n'ont pas des caractéristiques assez rapprochées ou l'un d'eux a pu être surchauffé pendant l'opération de soudage et à changé de caractéristiques. En revanche, si les créneaux sont bien raides, l'espacement régulier, la qualité de l'ensemble réalisé est bonne.

François ABRAHAM.

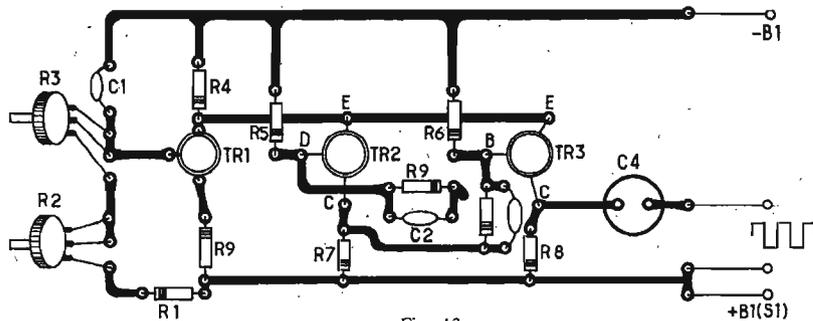


Fig. 13

Le générateur de dents de scie a une structure classique. Les impulsions sont engendrées par la charge de C₁ qui se fait par l'intermédiaire de R₁-R₂-R₃ et par la décharge successive de ce condensateur dans le circuit émetteur-base 1 de l'UJT. La cadence de répétition des impulsions dépend du rapport R/C. Par conséquent, en réduisant la valeur de R₂-R₃, on augmente la fréquence de fonctionnement. R₃ a une forte influence sur la régularisation tandis que R₂, d'une valeur moindre, sert de résistance ajustable c'est-à-dire pour centrer une fréquence désirée (réglage fin).

Toujours dans le même circuit, R₄ constitue la charge tandis que R₅ limite le courant. Aux extrémités de R₄, les impulsions de sortie ont par rapport à la ligne négative générale une allure positive. Sur R₉, nous pourrions obtenir les mêmes signaux mais inversés. Cependant, il ne servent pas dans notre cas et nous ne nous en occupons pas. On peut encore ajouter que R₁ sert uniquement d'élément de protection. En effet, en supposant que R₂-R₃ soient réduits à la valeur minimale, dans l'absence de R₁, l'UJT pourrait être détérioré à cause d'un courant direct excessif E/B₁.

Avec les valeurs données, le circuit de TR₁ engendre des signaux variant de 5 Hz à 5 000 Hz. Si l'on désire des gammes de travail diverses, il convient de changer C₁ : on peut notamment le limiter à 22 nF ou l'augmenter à 1 μF ou davantage, suivant l'usage pour lequel on prévoit le dispositif.

Le transistor unijonction TR₁ constitue essentiellement un système déclencheur dont le rôle est

d'exciter le vrai générateur d'ondes carrées composé de TR₂ et de TR₃. Ces deux éléments forment un multivibrateur bistable du type Eccles-Jordan communément utilisé dans toutes les machines de traitement des données et on l'appelle flip-flop. Cet ensemble a deux états de travail possibles correspondant à la conduction de TR₂ ou de TR₃. Lorsque l'un des deux conduit, l'autre est bloqué. Puisque précisément les deux conduisent alternativement, le circuit délivre une impulsion carrée ou créneau pour chaque deux impulsions successives présentes à l'entrée, qui commandent l'inversion du fonctionnement (Voir Fig. 12 C). En somme, le circuit n'offre pas un comportement très différent du multivibrateur astable bien connu à la différence près que l'ensemble doit être excité extérieurement pour se mettre à commuter. Le fait que le bistable ne soit pas autonome mais piloté, est par contre la garantie d'une meilleure stabilité.

Dans le cas présent, la tension d'amorçage est prélevée sur un oscillateur UJT insensible à la température. C'est un circuit qui, en supposant la tension d'alimentation stable, ne change pas de fréquence par lui-même mais est tout à fait

sûr. Cette fiabilité se reflète sur le fonctionnement du flip-flop qui travaille avec une précision excellente. Le créneau est prélevé sur le collecteur de TR₃ mais on pourrait le prélever également, mais avec la même amplitude, allure et forme sur le collecteur de TR₂. On emploie le condensateur C₄ pour transmettre ce signal à la sortie.

En ce qui concerne l'utilisation des ondes carrées pour la vérification des appareillages électro-acoustiques, en particulier ceux de haute fidélité, notre revue a déjà publié de nombreux articles à ce propos et nous y renvoyons le lecteur.

La nomenclature des éléments :

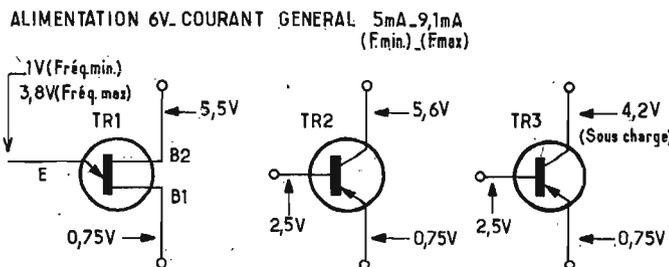


Fig. 14

ÉTUDE D'UN MODULE DIFFÉRENTIEL

GENERALITES

BON nombre d'applications requièrent une liaison symétrique et isolée de la masse. Lorsqu'on veut mesurer ou observer une tension à l'oscilloscope, il faut prévoir également un branchement symétrique; citons pour exemple courant, les essais sur des étages AF symétriques ou sur les circuits intégrés. Autre emploi: en électronique médicale, l'enregistrement d'un électro-encéphalogramme ou d'un électrocardiogramme s'opère à partir d'une tension prélevée en deux points — au moins! — du corps humain. En effet, celui-ci est soumis, à la surface de la peau, à des tensions induites provenant du rayonnement des lignes industrielles, réseau du secteur et autres... Or, ce qui intéresse le praticien c'est la différence de potentiel qui accompagne — ou qui représente! — le phénomène physiologique étudié: on veut recueillir le « stimulus » et non l'induction à 50 Hz. Ceci conduit à imaginer un dispositif qui amplifie une différence de potentiel $V_A - V_B$, mais qui ignore les potentiels absolus V_A et V_B existant en ces deux points A et B.

Ainsi il peut exister en A une somme de signaux très différents en fréquence (Fig. 1A), c'est-à-dire un utile, de faible amplitude et un parasite, l'induction à 50 Hz. En B, il y a de grandes chances pour que l'induction induite subsiste en amplitude et en forme alors que le signal superposé en A s'est modifié d'amplitude (Fig. 1B). Si nous utilisons un probe P à deux entrées branchées entre A et B, il ne prélèvera que la différence entre les signaux A et B éliminant en même coup ce qui apparaît en phase, c'est-à-dire le ronflement (Fig. 1C). Pour ces raisons le probe est appelé « différentiel ».

MONTAGE DE BASE

Le montage de base utilise deux transistors identiques — voir figure 2 A — dont les émetteurs sont communs: les courants i_1 et i_2 retournent à la source de -9 V via une résistance de $4\,700\ \Omega$ commune au deux.

Les charges de collecteur sont aussi identiques: $4\,700\ \Omega$ de telle sorte que les sorties S_1 et S_2

possèdent la même d.d.p. au repos. La différence de tension $S_2 - S_1$ est nulle si les potentiels absolus E_1 et E_2 sont eux-mêmes identiques.

Si nous choisissons des tensions d'alimentation égales les conditions

bornes de R_C , ce qui paraît logique puisque celle-ci est parcourue par le double du courant qui traverse les charges R_C . Dans ce cas, les tensions de base correspondent à la d.d.p. V_{BE} normale du transistor ($0,7\text{ V}$ environ). Afin de

REJECTION DU « MODE-COMMUN »

Supposons une attaque symétrique Δ_e . Ceci correspond à une augmentation du potentiel de E_1 et à une diminution identique de E_2 (ou vice-versa!).

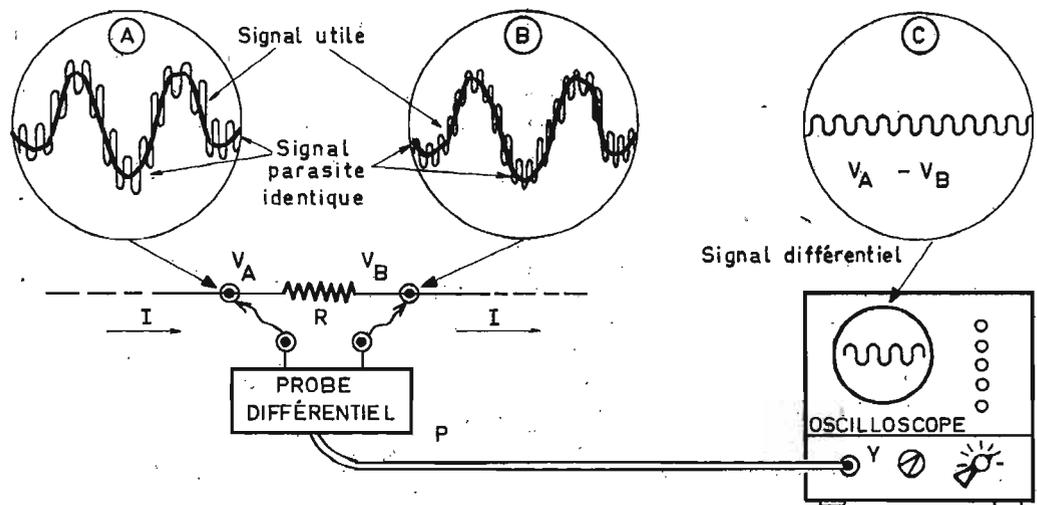


Fig. 1. — Un probe différentiel permet le prélèvement d'un signal existant entre deux points « chauds ».

de repos seront choisies de telle sorte que:

$$U_1 = U_2 = +4,5\text{ V}$$

$$U_1 - U_c = U_2 - U_c = +4,5\text{ V}$$

avec $U_c \neq 0$.

Ceci veut dire que la tension de -9 V se retrouve en totalité aux

simplifier, on rend identiques les résistances des points de base. Ceci modifié quelque peu la répartition des potentiels sur les collecteurs et les émetteurs, mais ne change en rien le fonctionnement global.

Dans ces conditions, i_1 croît de Δi et i_2 diminue de Δi . Leur somme reste donc constante, aux dissymétries près (résistances inégales, transistors non-appariés, dérive des alimentations ... etc.). U_c ne bouge pas non plus et tout

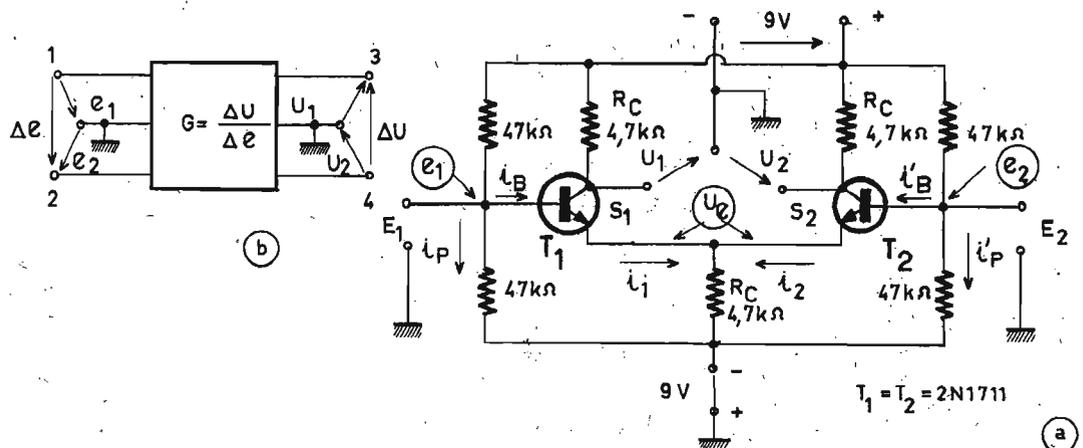


Fig. 2. — Schéma de principe d'un amplificateur différentiel à deux transistors.

se passe comme si les transistors amplifiaient isolément $\pm \frac{\Delta e}{2}$.

En S_1 et S_2 , apparaît une variation

$$\pm \frac{\Delta U}{2} = \mp G_o \frac{\Delta e}{2}$$

avec

$$G_o \neq \frac{h_{21} \cdot R_c}{2h_{11}}$$

Le facteur « 2 » intervient au dénominateur car chaque transistor « voit » sur son émetteur non découplé la résistance d'entrée d'émetteur de son transistor voisin.

Par contre, si les entrées E_1 et E_2 reçoivent une tension qui augmente ou diminue en même temps les potentiels de S_1 et de S_2 bougent ensemble et la tension comme aux deux émetteurs flotte dans le même sens que les tensions d'entrée. Tout se passe comme si les entrées, les sorties et les transistors étaient placés en parallèle.

Dans ce cas, R_c constitue une résistance de contre-réaction et le gain résultant approche de

$$G_{MC} = \frac{R_c}{2R_e} = 0,5$$

car $R_c = R_e$ et les charges R_c se retrouvent en parallèle G_o représente le gain en mode différentiel. G_{MC} constitue le gain en mode commun.

La rejection de « mode commun » est le rapport des deux gains :

$$R_{MC} = \frac{G_o}{G_{MC}} = \frac{h_{21} \cdot R_c}{h_{11}}$$

Nous voyons que cette rejection s'avère d'autant meilleure que R_c est grand. Comme on se trouve limité dans l'augmentation de R_c , à cause de la tension d'alimentation négative, on fait appel au système à « courant-constant » de la figure 3. Sa résistance équivalente R_{equi} devient considérable aussitôt que R_c placé dans l'émetteur atteint une valeur grande devant h_{11B} . Avec les valeurs de composants choisies figure 3 et pour le transistor 2N1711, R_{equi} atteint plusieurs mégohms. La rejection de mode commun devient alors considérable et c'est le but cherché.

ETAGE DE COUPLAGE

Un tel amplificateur différentiel doit pouvoir amplifier les tensions continues. Par conséquent, aucune tension continue existera au repos sur les bases. Avec le montage de base de la figure 3, on peut en réglant R_B (ou E_B) s'arranger pour que $-0,7$ V environ apparaisse sur les émetteurs ; si les résistances des points de base (Fig. 2A) sont rigoureusement identiques — ainsi que les sources d'alimentation — nous aurons 0 V sur chaque base.

Pour relier notre équipement à un appareil sensible à la tension

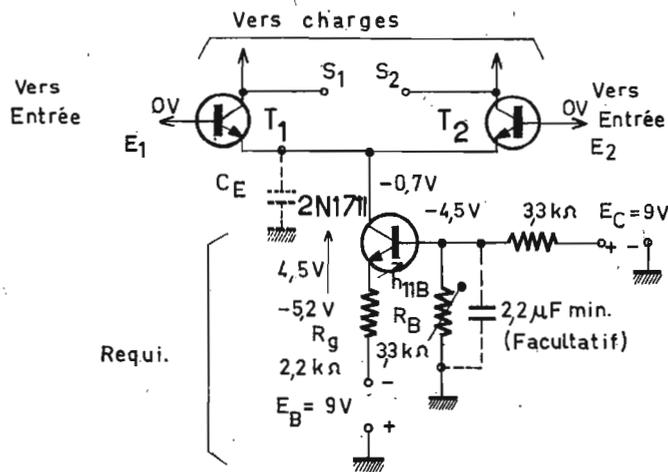


Fig. 3. — Système à courant constant de forte résistance équivalente R_c .

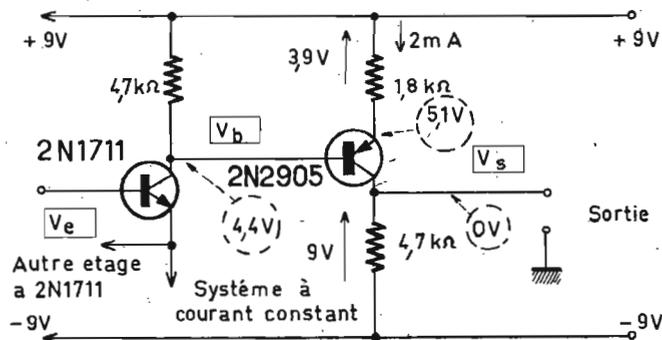


Fig. 4. — Étage couplé en continu permettant d'avoir 0 V sur les bornes de sortie.

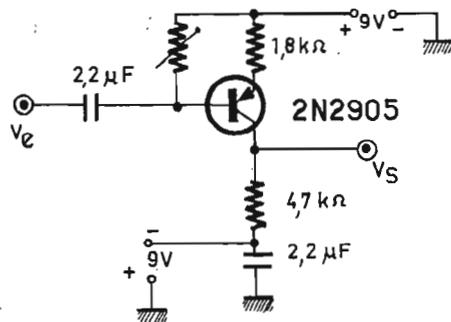
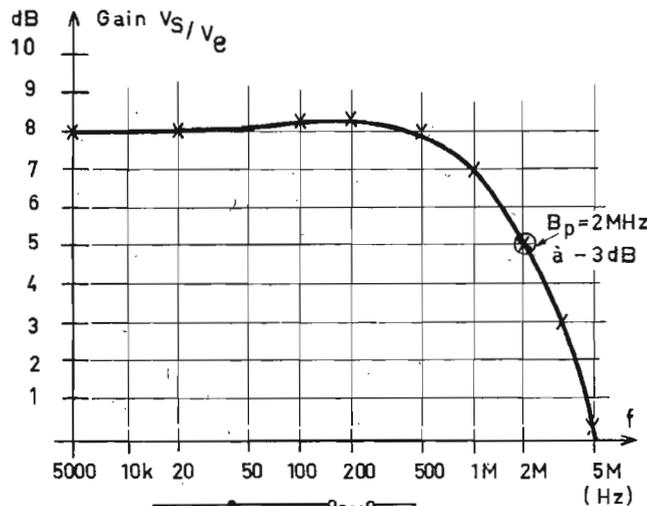


Fig. 5. — Courbe du gain de l'étage de couplage.

continue, il conviendrait d'obtenir également 0 V sur les sorties. Or, ce n'est pas possible puisqu'il apparaît environ $+4,5$ V sur chaque collecteur.

Pour que les sorties proposent au repos une tension nulle, on va intercaler un étage de couplage à transistor PNP : voir figure 4.

Les liaisons étant directes, la base est à $+4,4$ V environ ce qui oblige à porter l'émetteur à $+5,1$ V ($0,7$ V d'écart pour la tension V_{BE}).

Comme la tension collecteur doit être nulle, en choisissant une charge de $4,7$ k Ω , le courant de repos approche de 2 mA et il convient de placer $1,8$ k Ω dans l'émetteur afin d'obtenir les tensions requises.

Le gain d'un tel étage est faible :

$$G_c \neq \frac{R_c}{R_e} = \frac{4,7}{1,8} = 2,6$$

à cause de la forte contre-réaction.

Les charges* ont été choisies faibles afin que la bande passante dépasse 1 MHz, limite que l'on se fixe arbitrairement. On obtient, figure 5, $B_p \neq 2$ MHz à -3 dB.

MONTAGE COMPLET

Même en mettant au point séparément chaque étage, leur association nécessite quelques précautions. Comme nous prendrons 2 piles de 9 V pour l'alimentation, les f.e.m. variant quelque peu avec le temps on prévoira quelques artifices de réglage : voir figure 6. Tout d'abord on placera des résistances de 47 Ω en série avec chaque émetteur afin d'accroître l'admissibilité de chaque étage et leur résistance d'entrée.

Ensuite, un potentiomètre P_1 permettra d'égaliser les tensions de base. Celui référencé P_2 amènera à zéro ces tensions. Enfin, P_3 rendra identiques les tensions de sortie (ou des collecteurs de T_1 et T_2). Un circuit CR placé entre les émetteurs diminuera la contre-réaction aux fréquences élevées ce qui assure une correction vidéo-fréquence.

Dans le transistor T_3 , on ne découplera pas la base afin que les caractéristiques ne changent pas en continu.

Les étages de couplage ne sont pas, ici, différentiels puisque les émetteurs ont des charges séparées permettant l'implantation d'un réglage de gain au moyen de P_4 . Toutefois, si les exigences en matière de rejection de mode-commun s'avèrent impératives, on pourra toujours réunir les émetteurs (liaison XY), ce qui s'opère d'ailleurs en alternatif lorsque P_4 est à zéro.

Si une seule sortie se justifie, comme la tension continue de repos existant sur les collecteurs de T_4 et T_5 doit s'annuler après réglage un inverseur permet

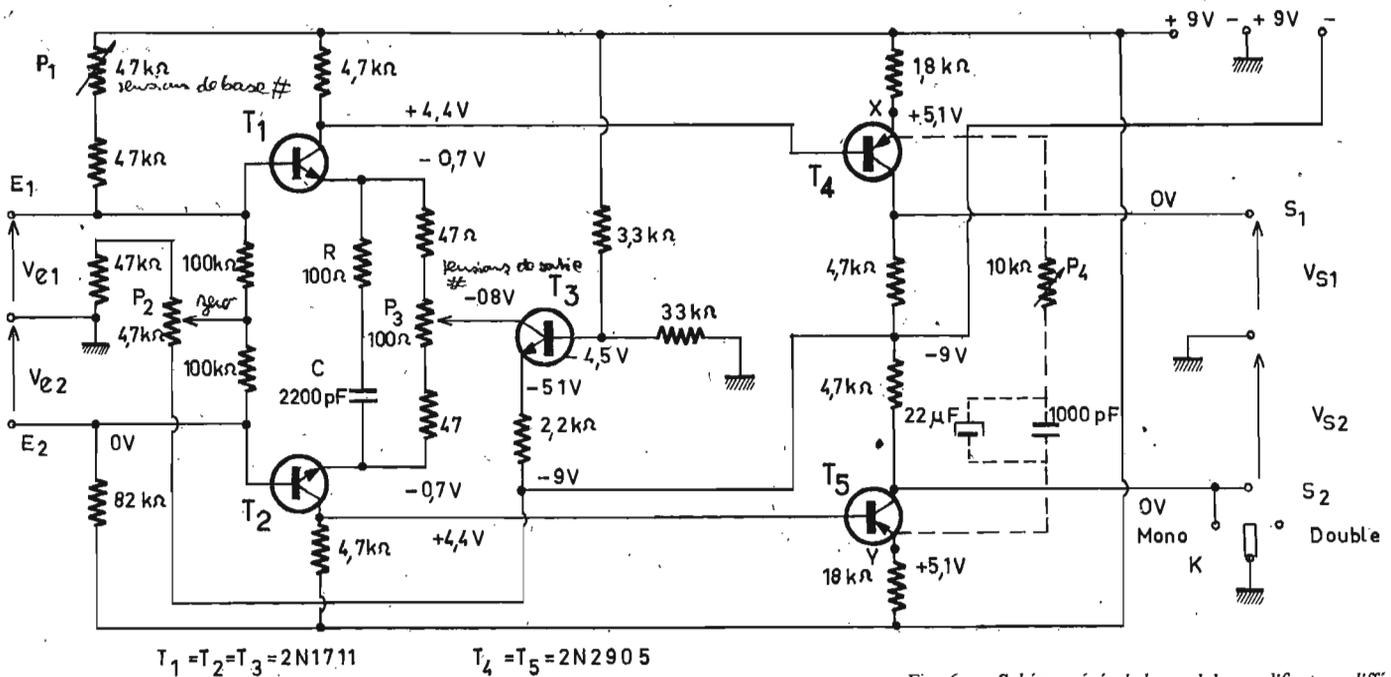


Fig. 6. - Schéma général du module amplificateur différentiel.

de ramener éventuellement une sortie à la masse (facultatif). Enfin, on pourra adapter deux modules en cascade afin d'obtenir un gain plus élevé (70 à 80 dB).

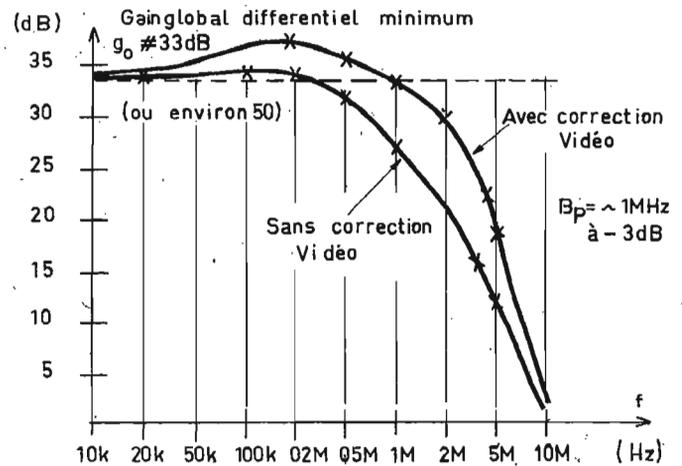
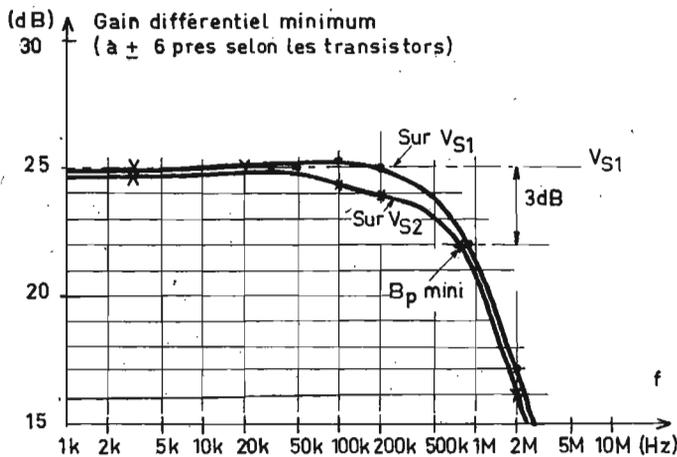
MISE AU POINT

Un millivoltmètre ou un contrôleur sensible est placé, en continu, entre S_1 et S_2 . La mise au point s'opère en trois étapes :

- 1° On court-circuite les bornes d'entrée par un fil court et on agit sur P_3 pour avoir 0 V entre S_1 et S_2 .
- 2° On ôte le court-circuit et on recherche à nouveau 0 V à partir de P_1 .
- 3° On court-circuite S_1 et S_2 et on déplace le millivoltmètre entre cette jonction et la masse. P_2 permet d'avoir 0 V en sortie. Cette mise au point s'apparente

à un réglage de « balance ». Elle doit s'opérer de temps en temps, à mesure que les piles s'usent. Il faut aussi noter que les précédents réglages réagissent les uns sur les autres et que des retouches successives s'imposent. P_2 , réduit quelque peu les performances de l'amplification différentielle. Dans bons nombres d'applications, il est supprimé (le point 0 est ramené à -9 V).

de la figure 7. Signalons que ce phénomène est inévitable à moins de réaliser les premiers étages avec une symétrie rigoureuse. On ne s'étonnera pas de la faiblesse du gain, réduction résultant des 100 Ω placées dans les émetteurs. En associant cette bande passante avec celle des étages de couplage (Fig. 5), on obtient



ETUDE DE LA COURBE DE REPONSE EN FREQUENCE

Comprenant un système à bande passante sur chaque voie devraient être faibles. Néanmoins, aux bornes de R_{equ} (voir Fig. 3) existe une capacité parasite C_E non négligeable qui fait que l'impédance de charge d'émetteurs décroît en fréquence...

une courbe globale voisine de celle de la figure 8. La correction vidéo permet un certain élargissement de la bande. Le gain différentiel varie entre 33 et 46 dB selon les transistors (et leur gain en courant h_{21} !). Il peut être augmenté en supprimant les résistances de 47 Ω. Ceci se fait, néanmoins, au détriment de l'admissibilité.

Ceci fait apparaître des dissymétries en haut de bande ainsi que le montre le cas particulier

La tension de sortie maximale approche de 2 Veff; ceci correspond, avec un gain global moyen de 40 dB (soit 100), à une

Fig. 7. - Disperston de bande passante résultant des dissymétries.

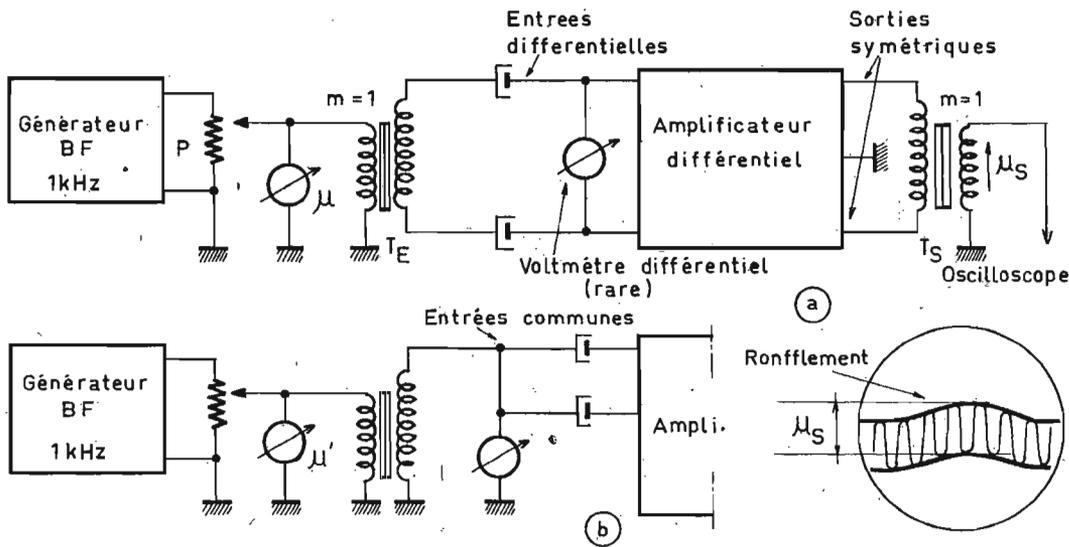


Fig. 9. — Contrôle du gain différentiel et de la réjection en mode commun.

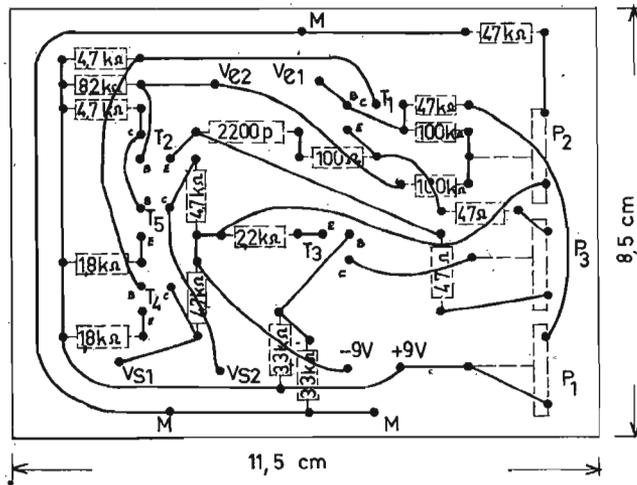


Fig. 10. — Circuit imprimé aux normes des grilles actuelles.

tension d'entrée maximum de 20 mVeff., ce qui obligera peut-être l'usage d'un atténuateur à résistances si les tensions d'entrée s'avèrent plus fortes. Mais, nous rappelons qu'un tel amplificateur n'est en général employé que pour prélever des signaux faibles.

MESURE DE LA REJECTION EN MODE-COMMUN

Elle s'avère délicate car il faut brancher les équipements de mesure en symétrique et beaucoup d'entre eux ont un point commun à leur châssis. Le plus simple est de prévoir des transformateurs d'isolement de rapport égal à l'unité.

Le secondaire du transformateur de sortie T_s est connecté à un oscilloscope sensible.

L'attaque s'opère d'abord en symétrique (voir figure 9 A) avec un niveau très faible. Des ronflements d'induction peuvent se superposer : on ne retient que l'amplitude de la fréquence AF « U_s ». On note la tension « U » appliquée à l'amplificateur.

tension d'entrée $U' > U$. La rejection est égale, alors, à :

$$R_{MC} = 20 \log. \frac{U'}{U}$$

Après réglage du potentiomètre P_3 , lequel permet d'obtenir une tension U_s minimale dans le second cas, on aboutit à $U = 0,23$ mV et $U' = 2,7$ V pour $U_s = 10$ mV_{cc}. D'où $G_o \approx 33$ dB et $R_{MC} \approx 81,5$ dB ce qui est valable.

REALISATION

A titre indicatif, nous donnons, figure 10, l'implantation du montage sur circuit imprimé aux normes actuelles. La plaquette fera $8,5 \times 11,5$ cm. Pour la réalisation, nous conseillons l'emploi de potentiomètres miniatures

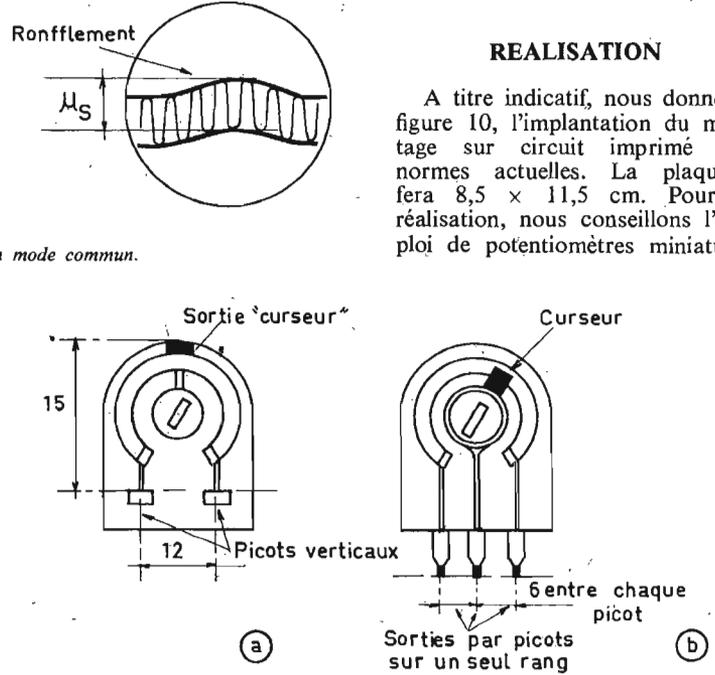


Fig. 11. — Présentations des rhéostats et potentiomètres utilisés.

Ensuite, les entrées sont placées en parallèle ainsi que le montre la figure 9 B et on pousse l'attaque jusqu'à ce que la tension de sortie « U_s » soit, à nouveau obtenue. On note la nouvelle

du type A dans la figure 11; le composant B est toutefois plus facile à trouver. On corrigera en conséquence la plaquette imprimée. Le mode de câblage est nullement critique.

SONDE A HAUTE IMPEDANCE

Dans certaines applications, il peut être utile de disposer d'une sonde à haute impédance d'entrée. A titre d'exemple, nous reproduisons, figure 12, un schéma de sonde utilisant un circuit intégré 2N5515. Il s'agit, en fait, d'un double transistor à effet de champ, associé à des composants miniatures que l'on câblera dans un tube de 3 cm de diamètre — par exemple —. Nous voyons, sur la figure ci-dessus, qu'il s'agit d'une paire de « drain-commun » dont les charges sont situées au bout du câble de liaison; celles-ci sont ajustées pour qu'au repos les tensions V_{e1} et V_{e2} soient nulles. Ce n'est qu'à ce prix que le branchement en direct peut s'opérer sur le module différentiel. L'attaque restera faible car les transistors à effet de champ ne sont pas polarisés. L'impédance d'entrée fait $10 \text{ M}\Omega/25 \text{ pF}$.

Roger Ch. HOUZE.
professeur à l'E.C.E.

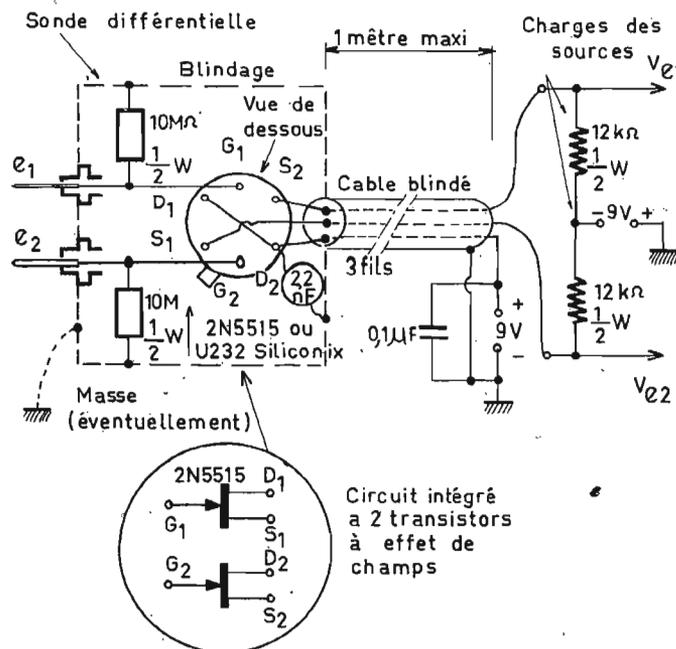
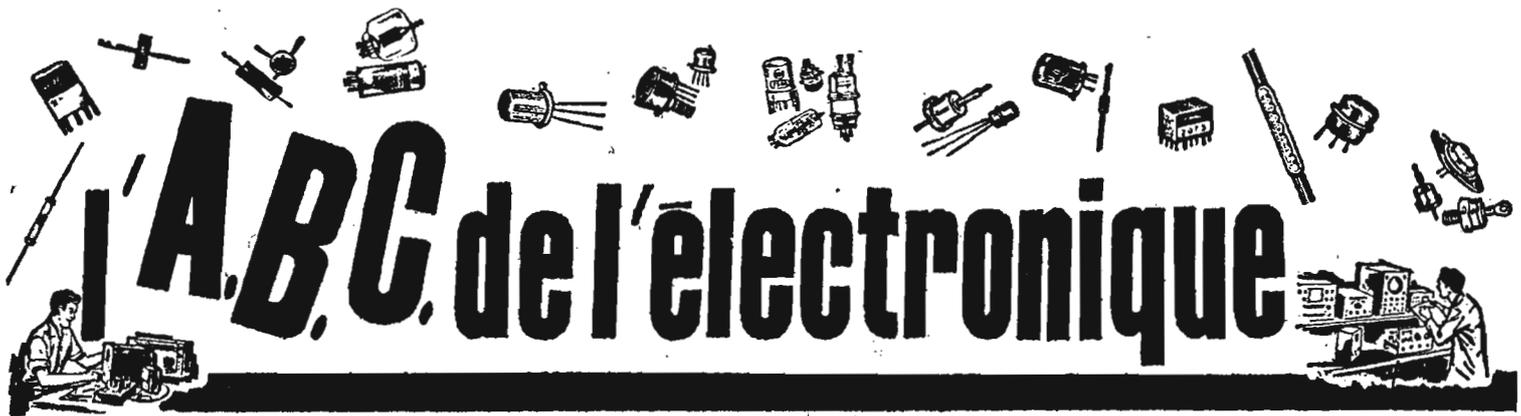


Fig. 12. — Utilisation d'une sonde à haute impédance d'entrée utilisant un circuit intégré comportant deux transistors à effet de champ parfaitement identiques.



RÉGULATEURS DE TENSION

Montage shunt — Méthode de construction

PRINCIPE DU MONTAGE SHUNT

COMME son nom l'indique, le régulateur shunt est un dispositif électronique qui est branché en parallèle (ou dérivation) sur le circuit d'utilisation. Il consomme donc un certain courant qui varie de la manière suivante : si la tension de sortie a tendance à augmenter, le régulateur shunt consomme plus de courant, ce qui fait baisser la tension à ses bornes.

On a vu précédemment au cours de l'analyse du régulateur série que celui-ci, monté en série, est amené à avoir une résistance plus élevée lorsque la tension de sortie augmente, ce qui a pour effet de réduire cette augmentation de tension.

Dans les deux cas, il y a une sorte de **rétroaction**, la tension de sortie commande l'action du régulateur série en shunt. Un schéma simple de régulateur shunt est donné par la figure 1. Ce schéma est destiné à servir de base à l'explication du fonctionnement des régulateurs shunt mais il s'agit d'un schéma de dispositif pratique, proposé par la RCA et dont nous disposons de la nomenclature et des valeurs des éléments : Q_1 = transistor RCA type 2N3054 NPN, Q_2 = transistor RCA type 2N1481, D = diode de référence (diode zener) de 27 V 0,5 W. Cette diode n'est pas de la marque RCA mais les deux caractéristiques : tension et puissance, sont suffisantes pour trouver le modèle qui convient chez divers fabricants de semi-conducteurs.

Ainsi, La Radiotechnique inscrit dans son catalogue des diodes de 0,4 W, 27 V, la BZX79 et la BZY88. Les résistances ont les valeurs suivantes : $R_1 = 28 \Omega$ 10 W, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ 0,5 W.

Avec ce matériel on pourra réaliser rapidement un régulateur recevant à l'entrée une tension de 45 à 55 V continu et donnant à la sortie une tension régulée de 28 V.

Cette régulation est de 0,5 % lorsque la tension d'entrée varie entre 45 et 55 V, donc, par rapport à 50 V de $\pm 10 \%$, et aussi lorsque le courant fourni à l'utilisation (appareil dont l'alimentation est branchée à la sortie du régulateur) varie entre 0 et 0,5 A.

Il s'agit de courant continu, aussi bien à l'entrée qu'à la sortie du régulateur.

La chute de tension dans R_1 est au maximum de $55 - 28 = 27 \text{ V}$ et le courant maximal qui la traverse est supérieur à 0,5 A (courant de l'utilisation + courant du régulateur shunt). La puissance dissipée dans R_1 est donc supérieure, dans le cas extrême, à $27 \cdot 0,5 = 13,5 \text{ W}$, ce qui justifie le choix d'une résistance de 10 W seulement comme on le verra plus loin.

La régulation s'effectuera, par conséquent si l'augmentation de la tension de sortie commande la résistance variable Q_1 et Q_2 , de façon que celle-ci diminue de valeur.

A cet effet, on a disposé dans le montage la diode D et la résistance R_2 , toutes deux en série et le tout en shunt sur la sortie. Le point commun R_2 et D est relié à la base de Q_2 qui avec Q_1 , constituent un amplificateur à liaison directe donc un amplificateur pour continu car il n'y a aucun condensateur dans ce montage.

Avec une tension de 28 V à la sortie, la diode D polarisée en sens inverse (anode du côté - et cathode du côté +), fonctionne dans la région de la tension de coupure. Dans cette région de fonctionnement, la tension qui apparaît aux bornes de la diode se maintient constante à la valeur de la tension de référence de la diode choisie donc, dans le cas de notre exemple à 27 V,

mentation et de régulation, diminue, autrement dit, si l'impédance d'entrée alimentation de l'appareil augmente.

Précisons cette possibilité. Si par exemple, l'appareil à alimenter est un radio-récepteur, la CAG et le réglage de puissance peuvent modifier la consommation de l'appareil, donc sa résistance équivalente $R_{eq} = E_{al}/I_{al}$ dans laquelle $R_{al} = R_E$ et I_{al} = courant fourni par le régulateur à l'appareil à alimenter.

Ne pas perdre de vue que ce dernier est destiné à réguler la tension de sortie et non le courant de sortie, qui peut varier.

Revenons à la tension de sortie E_s et supposons que pour l'une des raisons mentionnées, elle augmente. La tension du circuit composé de D et R_2 augmentant, ce circuit sera traversé par un courant plus élevé mais comme la tension aux bornes de la diode reste constante, c'est la tension aux bornes de R_2 qui augmentera autrement dit, la base de Q_2 deviendra plus positive.

Cela a pour effet une augmentation de tension de l'émetteur de ce même transistor et aussi de la base de Q_1 reliée directement à l'émetteur de Q_1 . Le courant de Q_1 augmentera, la chute de tension dans R_1 aussi et la tension de sortie E_s diminuera comme désiré.

Il y a donc une réaction immédiate de la part de Q_1 lorsque la tension de sortie augmente. Si la tension de sortie E_s tend, au contraire, à diminuer, la tension aux bornes de la diode reste également constante donc c'est la tension aux bornes de R_2 qui diminue. Les deux bases de Q_1 et Q_2 deviennent alors moins positives, le courant de Q_1 diminue, le courant de Q_2 diminue également et la tension de sortie monte.

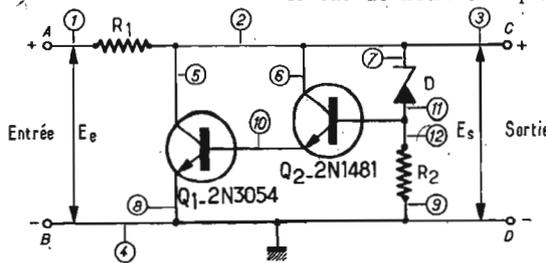


Fig. 1

FONCTIONNEMENT

Les deux transistors fonctionnent comme une résistance variable. Lorsque cette résistance diminue le courant total traversant R_1 augmente et la chute de tension dans R_1 augmente aussi ce qui a pour effet de diminuer la tension de sortie.

et cela, dans une large gamme de courants inverses passant par cette diode.

L'augmentation de la tension de sortie E_s peut être due à deux causes :

1° La tension d'entrée E_e augmente.

2° Le courant exigé par l'appareil alimenté par le système d'ali-

CONSTRUCTION D'UN REGULATEUR SHUNT

Tous les appareils électroniques sont construits selon des méthodes analogues dans lesquelles il y a plusieurs étapes :

1° Etude du schéma théorique.
2° Acquisition des composants nécessaires au montage.

3° Evaluation de leur emplacement sur une platine, châssis, panneau, etc.

4° Evaluation des dimensions de l'appareil en tenant compte de divers facteurs, notamment :
a) Dimensions des composants.
b) Leur dispositif de montage, par exemple avec ou sans accessoire complémentaire. Ainsi dans le cas d'un semi-conducteur de puissance il se peut que celui-ci soit muni d'un radiateur de chaleur, obligatoire.

5° Evaluation des distances à observer entre les composants voisins. Ainsi on sait qu'une résistance ordinaire augmente de valeur lorsque sa température augmente, donc on éloignera une résistance de ce genre d'un dispositif chauffant.

6° Recherche dans les notices techniques du brochage des semi-conducteurs à utiliser.

Commençons par le brochage. On le trouve dans les catalogues des fabricants et on peut aussi exiger des renseignements lors de l'achat des composants chez un revendeur.

BROCHAGE ET DIMENSIONS DES COMPOSANTS

Les transistors Q_1 et Q_2 étant des RCA, nous rechercherons leur brochage dans le catalogue de ce fabricant (manuel RCA de l'année).

Le transistor Q_1 , du type 2N3054 est un transistor de puissance de 4 A - 25 W. Son boîtier est du type TO66 et son montage sur un châssis métallique ou sur une platine isolante nécessite des dispositifs spéciaux et beaucoup de soins.

On indique à la figure 2 la forme et les cotes du boîtier TO66 du transistor 2N3054.

Voici au tableau I ci-après les dimensions du TO66 (voir Fig. 3).

TABEAU I

Cote	Dimensions en mm	Dimensions en pouces
a	31,79 max.	—
b	24,33 à 24,43	0,902 à 0,958
c	4,72 à 5,44	0,093 à 0,107
d	17,78 max.	—
e	14,48 à 14,99	0,57 à 0,59
f	9,144	0,36 max.
g	11,94 à 12,7	0,5 max.
h	6,35 à 8,64	0,25 à 0,34

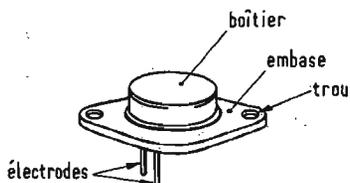


Fig. 2

Exemple : $f = 9,144$ mm ou 0,36 pouce. Un pouce = 25,40 mm donc : $0,36 \cdot 25,40 = 9,144$ mm.

On notera toutefois que les valeurs en pouces ont été reproduites d'après les documents RCA et celles en millimètres d'après un document SESCOSEM. Dans le cas d'un dispositif quelconque, ce sont les cotes données par son fabricant qui sont à adopter.

Remarquons qu'il y a une certaine tolérance pour certaines valeurs numériques. Tenir compte de celles-ci lors du perçage des trous dans le châssis ou la platine.

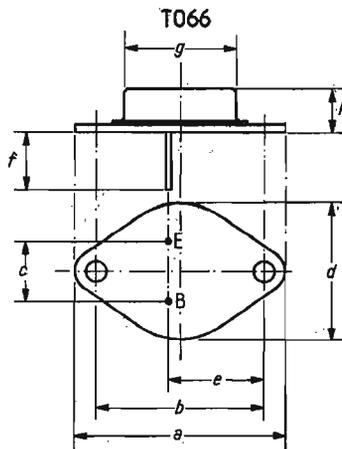


Fig. 3

La méthode la plus sûre, est de mesurer soi-même les cotes sur le dispositif à monter. Reste à voir maintenant quel est le mode de montage de ce boîtier TO66.

En premier lieu quel est le brochage ? L'ensemble du semi-conducteur se présente en boîtier métallique avec une partie cylindrique plate disposée sur une embase de forme proche d'un losange à coins arrondis (voir Fig. 4B).

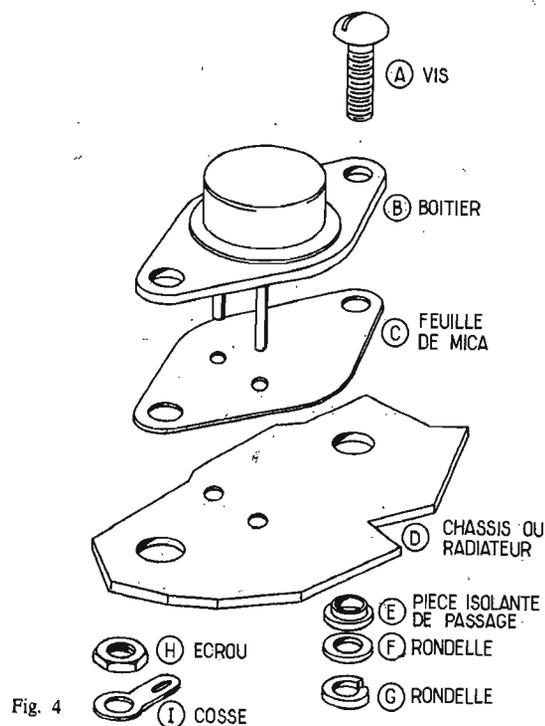


Fig. 4

Les deux broches sont celles de l'émetteur E et de la base B. Lorsqu'on regarde le dispositif de façon que les broches soient orientées vers l'observateur et qu'elles soient situées à gauche de l'axe de symétrie, la base est en bas et l'émetteur en haut. Egalement si l'on voit le transistor de profil comme en haut de la figure 3, la broche qui se trouve vers l'observateur est l'émetteur et celle qui est derrière est la base.

Le collecteur est connecté par le fabricant à tout l'ensemble métallique du boîtier ce qui va nous apporter des complications de montage mais cela est dû au fait que le collecteur doit dissiper de la chaleur, ce qui sera aisé avec ce mode de présentation.

Pour fixer le TO66 et ses semblables d'autres dimensions sur un châssis métallique on tiendra compte des éléments de la figure 4 qui donne le détail du matériel accessoire de montage, vis, rondelles, cosses, écrous, pièces isolantes, feuille de mica à la fois isolante et permettant la transmission de la chaleur du boîtier vers le châssis.

Ce dernier servira de dissipateur de chaleur (radiateur). Voici comment on montera le transistor. Le châssis sera percé de trous qui correspondront à ceux du transistor (embase et électrodes B et E). Ceux de B et E seront de diamètre beaucoup plus grand que les diamètres des broches B et E (voir Fig. 5) de façon que tout contact soit évité entre le châssis qui sera au potentiel 0 de la masse, et ces broches. Remarquons toutefois, en examinant le schéma de la figure 1, que dans le cas particulier de notre montage, l'émetteur E du transistor Q_1 ,

2N3054, doit être mis à la masse. On percera toutefois le trou destiné à laisser passer la broche E comme dans le cas général et la broche sera soudée à la masse au cours du câblage de cet appareil.

Les diamètres des trous de passage des vis devront avoir la même valeur que celle de la pièce de passage et d'isolation (E) figure 4.

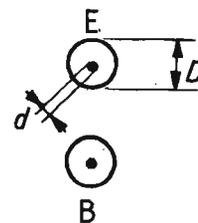


Fig. 5

Le boîtier C sera alors fixé sur le châssis, **parfaitement plan** (exigence absolue), par l'intermédiaire de la feuille de mica C et on disposera les deux pièces isolantes dans chaque trou de fixation. Les deux vis seront alors disposées, avec la tête vers le haut (côté boî-

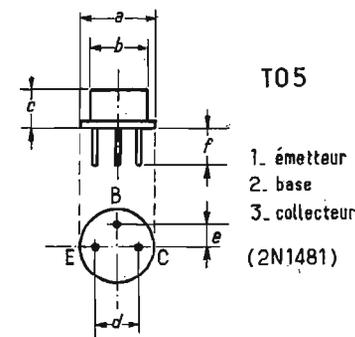


Fig. 6

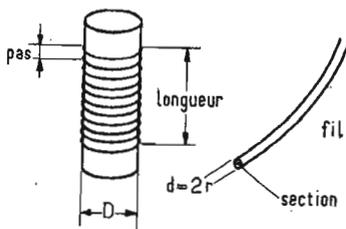


Fig. 7

tier) et toucheront, par conséquent, le boîtier et le collecteur qui lui est connecté intérieurement.

L'extrémité de chaque vis apparaîtra à travers la pièce isolante et on montera dans l'ordre : une rondelle, la cosse à souder, une autre rondelle, l'écrou de serrage. Bien caler sur les éléments afin qu'aucun contact ne soit possible entre les deux points E et B et le collecteur (cosse à souder) et le châssis. Ne pas serrer trop fort car le transistor, la feuille de mica et la pièce isolante sont fragiles mais s'assurer que les contacts sont excellents entre le boîtier, la feuille de mica et le châssis. On conseille, pour améliorer ces contacts, l'emploi d'une graisse spéciale aux silicones qui est vendue chez les commerçants détaillants de matériel électronique. Ne jamais remplacer la feuille de mica prévue, par une autre destinée à un autre transistor.

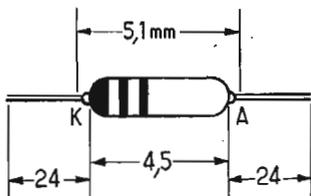


Fig. 8

LE TRANSISTOR Q₂ type 2N1481

Ce transistor NPN, RCA, a un boîtier dont la figure 6 donne l'aspect. C'est un transistor de 1 A 5 W donc un transistor de puissance non négligeable bien que modérée.

Le boîtier est du type TO5. Les cotes a à f sont données par le tableau II ci-après :

Le brochage est : 1 : émetteur, 2 : base, 3 : collecteur. Sur la figure 6, le transistor est vu avec les fils vers l'observateur. Si la base est en haut et au milieu, l'émetteur est à gauche et le collecteur à droite.

RESISTANCES R₁ ET R₂

La résistance R₂ est un modèle de 0,5 W donc sans aucune particularité de montage. Un modèle à couche de carbone de la RTC - La Radiotechnique de 0,5 W, est long de 10,5 mm c'est tout ce qu'il faut savoir pour monter cette résistance. La résistance R₁ doit être de 10 W comme le recommande la RCA qui a proposé le montage régulateur shunt que nous voulons réaliser. Une telle résistance doit être bobinée.

Sa puissance étant de 10 W et sa valeur 28 Ω, le courant qui la traversera est donné par la relation :

$$P = RI^2$$

de laquelle on tire $I = \sqrt{P/R} = \sqrt{0,36} = 0,6 \text{ A}$,

Le courant de sécurité est à peine plus élevé que celui permis avec ce montage, soit 0,5 A.

Une résistance bobinée de 10 W 28 Ω peut se trouver dans le commerce mais on peut aussi la réaliser soi-même avec du fil résistant enroulé sur un tube de céramique. On pourra choisir du fil de constantan. Pour un courant de 0,6 A maximum il faut utiliser du fil de 0,4 mm de diamètre ou 0,2 mm de rayon, dont la section est évidemment $\pi r^2 = 0,126 \text{ mm}^2$. La résistance de ce fil est de 3,89 Ω par mètre. Il faut par conséquent une longueur de $28/3,89 = 7,2 \text{ m}$.

Supposons que l'on effectue le bobinage sur un tube de 20 mm de diamètre. Comme le fil est nu, il faut adopter un pas supérieur au diamètre, par exemple un pas de 0,8 mm donc un espacement égal au diamètre du fil, 0,4 mm. Si ce pas est de 0,8 mm et la longueur d'une spire étant égale à $\pi D = 3,14 \cdot 20 = 62,8 \text{ mm}$, il faudra un nombre de spires = $7200/62,8 = 115$ spires, donc la longueur de la bobine sera $115 \cdot 0,8 = 92 \text{ mm}$ (Fig. 7). Pratiquement, la résistance R₁ de 28 Ω se compose de deux parties : la résistance R₁

constituée par la résistance présentée par le transformateur, le redresseur et le filtre, et par une résistance matérielle R₁ égale, évidemment à 28 - R₁. En prenant R₁ égale à 14 Ω on aura à réaliser une résistance R₁ de 14 Ω également. Elle pourra alors être faite avec du fil de constantan de 0,4 mm de diamètre, long de 3,6 m = 3 600 mm donc, avec le pas de 0,8 mm, la bobine de 14 Ω aura une longueur d'enroulement de 46 mm avec 58 spires environ.

A défaut de connaissance de R₁, la meilleure solution est de réaliser une résistance de 14 Ω et de voir ce qui se passera lors des essais. On le retouchera si nécessaire.

Cette résistance de 14 Ω dissipera une puissance maximale de : $P = 0,5^2 \cdot 14 = 0,25 \cdot 14 = 3,5 \text{ W}$ donc chauffera un peu. Il n'y a aucune obligation de la monter dans la partie régulatrice, elle pourra être montée aussi bien et même avec avantage sur la partie alimentation. Remarquons que si la résistance de filtrage est égale ou supérieure à 28 Ω, la résistance R₁ sera totalement supprimée.

figure 9 donne le plan de montage projeté sur lequel aucune dimension n'est donnée. Les branchements sont en petit nombre, aussi il est aisé d'en faire la liste :

- 1° Borne A (+ NREG) à R₁.
 - 2° R₁ à la ligne positive.
 - 3° Ligne positive à C (+ REG).
 - 4° Borne B à borne D (ligne négative).
 - 5° Collecteur de Q₁ à la ligne positive.
 - 6° Collecteur de Q₂ à la ligne positive.
 - 7° Cathode de D à la ligne positive.
 - 8° Emetteur de Q₁ à la ligne négative.
 - 9° R₂ à la ligne négative.
 - 10° Emetteur de Q₂ à la base de Q₁.
 - 11° Base de Q₂ à la diode D (anode).
 - 12° Base de Q₂ à R₂.
- Donc, en tout douze connexions à effectuer après la fixation des quelques éléments sur le châssis, dans notre cas, les quatre bornes A, B, C et D, le transistor Q₁. Sur la figure 1 on a indiqué les douze connexions à effectuer, par leurs numéros d'ordre du tableau ci-dessus.

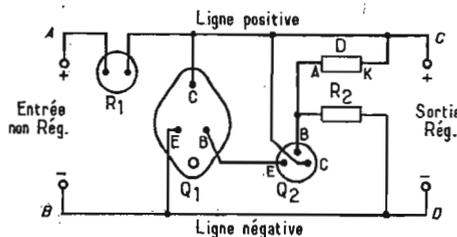


Fig. 9

Nous effectuerons toutefois le montage avec R₁ sur le châssis de la partie régulatrice afin de reproduire le schéma de la figure 1. La diode zener choisie est du type BZX75 de 400 mA 27 V et sa longueur est de 4,5 mm environ sans les fils, ceux-ci étant fournis longs de 24 mm chacun (boîtier TO35) (voir Fig. 8).

La cathode est repérée par un anneau large peint sur le corps de la diode (voir Fig. 8), donc, il n'y a pas moyen de se tromper. Il va de soi que la diode ne fonctionnera correctement que si elle est branchée avec la cathode K vers la ligne + et l'anode A vers R₂.

MONTAGE DU REGULATEUR

Avant de passer au montage définitif on commencera par disposer sur la table, les composants du montage : les deux transistors, la diode, la résistance R₁, la résistance R₂ et la diode D. De plus, il faudra prévoir quatre bornes, deux à l'entrée de la tension non régulée et deux à la sortie de la tension régulée que nous désignerons par A, B, C et D. La

Examinons le plan provisoire de la figure 9 et voyons si des dispositions spéciales ne seront pas nécessaires pour exécuter le nombre définitif.

En premier lieu, il y a le voisinage entre R₁ et Q₁, qui n'est pas très recommandable car il faut éviter que Q₁ chauffe en raison du voisinage de R₁, dissipant 3 W. Il est vrai toutefois qu'il s'agit de la puissance maximale admissible pour cette résistance de 14 Ω.

On prévoira un espace de 10 mm entre R₁ et Q₁. Comme le diamètre de R₁ est de 20 mm, on placera cette résistance bobinée debout sur le châssis métallique entre les bornes A et B et à 10 mm environ de Q₁.

La largeur de ce transistor est (voir tableau I) = 17,78 mm max. donc on comptera 20 mm pour placer Q₁.

L'orientation indiquée sur la figure 9 est bonne, le collecteur sera branché à la 1.

Il sera facile de connaître l'émetteur à la ligne de masse (ligne négative) et la base à l'émetteur de Q₂. L'espacement entre Q₁ et Q₂ sera de 10 mm afin d'éviter que Q₁ chauffe Q₂. Le diamètre de Q₂

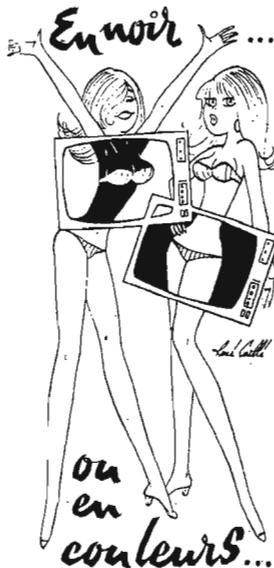
TABEAU II

Cote	Valeur en mm	Valeur en pouces
a	8,85 à 9,85	0,335 à 0,37
b	8,85 à 9,2	0,355 à 0,35
c	6,3 à 6,85	0,24 à 0,26
d	5,08	0,2
e	2,54	0,1
f	39,5 min.	1,5 minimum

Pour apprécier encore plus...
vos émissions favorites !

Equipez votre téléviseur d'un "DYNATRA"

**RÉGULATEUR
DE TENSION
AUTOMATIQUE**



- l'image sera plus nette et plus stable
- la vie de votre téléviseur sera plus longue
- les pannes seront plus rares
- 18 modèles suivant votre récepteur, de 180 w à 475 w.

"DYNATRA"

41, rue des Bols - PARIS 19^e
607 32-48 & 208 31-63

On vente chez tous les bons vendeurs

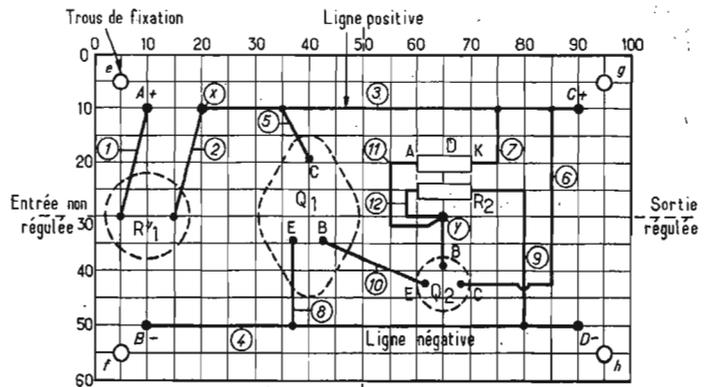


Fig. 10

est 10 mm environ (voir tableau II). Au dessus de Q_2 on aura la place nécessaire pour disposer le diode D et la résistance R_2 .

Les bornes C et D pourront être proches des éléments Q_2 , D et R_2 . Finalement, en additionnant tous les espacements mentionnés, on aura besoin d'un châssis long au minimum de 80 mm : 20 mm (bornes A, B et résistance R_1) + 10 mm d'espacement + 20 mm pour Q_1 + 10 mm d'espacement + 10 mm pour Q_2 , D et R_2 + 10 mm d'un espacement qui contiendra les bornes C et D.

On aura besoin en tout de 80 mm de longueur de platine ou de châssis. La largeur est déterminée par Q_1 dont la dimension désignée par la figure 3 est de 31,79 mm, donc une largeur de 40 mm conviendra très bien. Pratiquement les dimensions seront 100 x 60 mm.

Le châssis est vu côté câblage, de sorte que certains composants comme R_1 , Q_1 et Q_2 sont vus de dessous, leur corps étant situé sur l'autre face, comme le montre la figure 11. Reste à voir comment on isolera du châssis métallique les points de branchements qui ne sont pas à la masse. C'est ce qui sera expliqué dans notre prochain ABC.

NOTE IMPORTANTE

Le développement donné au mode de construction de ce régulateur est évidemment exceptionnel. Il faut considérer le présent ABC et le prochain, non comme des réalisations (il y en a d'excellentes dans notre revue) mais plutôt comme une étude détaillée de la construction des appareils électroniques modernes. En général, on néglige, dans les descriptions de montages, d'indiquer au

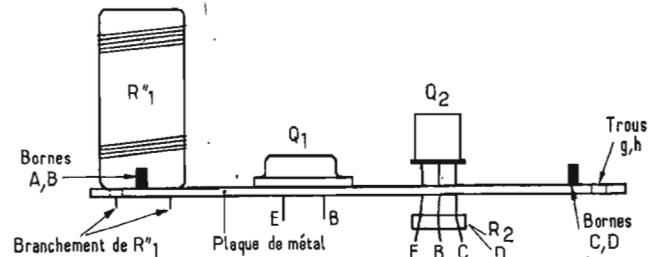


Fig. 11

**ETABLISSEMENT
DU CHASSIS DEFINITIF**

Il sera assez commode de prévoir un châssis en métal épais de 1,5 à 2 mm. La platine sera comme prévu de 100 x 60 mm et le châssis se réduira à celle-ci, aucun réglage n'étant nécessaire dans ce régulateur shunt.

La figure 10 donne la disposition des éléments. Le quadrillage en carrés de 5 mm permettra de déterminer aisément les emplacements des éléments. On a respecté les cotes établies plus haut.

lecteur comment on détermine la manière correcte et rapide de construire un appareil, comment déterminer les dimensions, comment monter un transistor de puissance, etc. Tout ce qui est dit pour le régulateur, servira d'exemple pour l'étude d'autres montages, effectués par le lecteur lui-même. Celui-ci ne deviendra un vrai technicien que lorsqu'il sera capable de construire un appareil sans plan de câblage mais uniquement d'après le schéma théorique et une liste des composants vraiment complète donnant leurs caractéristiques.



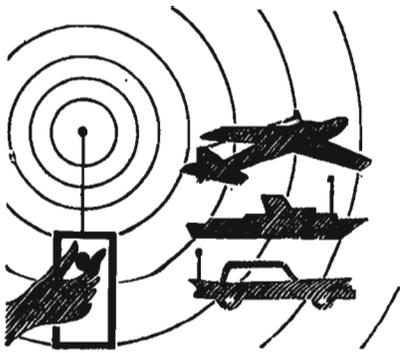
**devenez
un RADIO-AMATEUR !**

pour occuper vos loisirs tout en vous instruisant. Notre cours fera de vous l'un des meilleurs EMETTEURS RADIO du monde. Préparation à l'examen des P.T.T.

GRATUIT ! Documentation sans engagement.
Remplissez et envoyez ce bon à
INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE
35-DINARD

NOM : _____
ADRESSE : _____

HPA 28



La Page des F.1000

RADIOCOMMANDE ★ des modèles réduits

DÉCODEUR

3 VOIES

D EPUIS la diffusion des techniques digitales dans le domaine de la télécommande amateurs, certains constructeurs ont lancé une mode, celle des C.I. utilisés partout et souvent sans nécessité. Alors que d'autres se refusent à les utiliser.

Pourtant les C.I. s'avèrent imbattables en deux points d'une installation de radiocommande, les amplis de servomécanisme et les décodeurs d'impulsions en proportionnelle, car ils permettent une miniaturisation et une fiabilité que n'offrent pas les montages en composants discrets.

D'autre part si les circuits intégrés linéaires sont d'un emploi parfois difficile à comprendre, les circuits digitaux sont contrairement à ce que l'on pense trop souvent d'un emploi très facile à saisir même par des amateurs peu avertis, pour peu qu'ils en étudient le fonctionnement avec rigueur, méthode et logique.

Nous vous proposerons donc l'étude d'un petit décodeur 3 voies susceptible d'être utilisé avec une installation digitale proportionnelle du genre du « triton » dont la diffusion est assurée par les Ets R.D.

FONCTIONS A ASSURER PAR LE DECODEUR

Un décodeur 3 voies comporte 1 entrée E par laquelle lui sont fournies les informations sous forme de trains d'impulsions dont la période doit satisfaire la condition :

$$T > t_{1 \max} + t_{2 \max} + t_{3 \max} > 2 + 2 + 2 > 6 \text{ ms}$$

en général $T = 20 \text{ ms} = 50 \text{ Hz}$.

Il possède également 3 sorties S_1, S_2, S_3 sur lesquelles on recueille des informations qui seront dirigées vers l'électronique des servomécanismes.

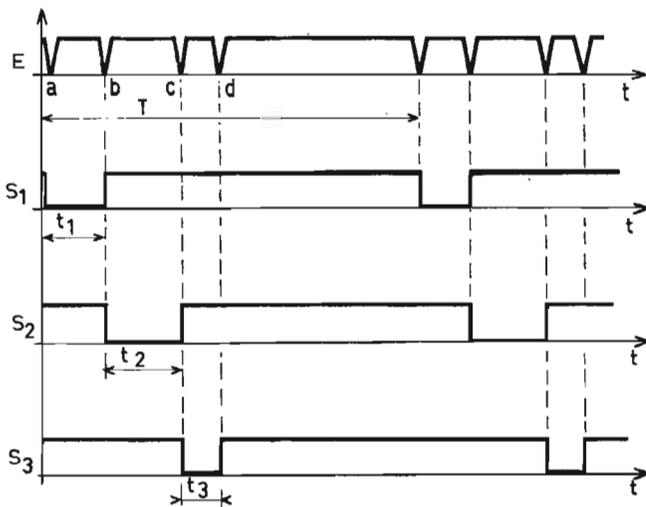


Fig. 1

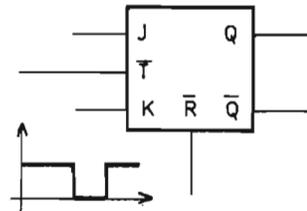


Fig. 2

Si pour des positions données des manches de pilotage, les impulsions apparaissent aux instants : $a + k_T; b + k_T; c + k_T; d + k_T$ ($k \in \mathbb{N}$); les créneaux recueillis sur les sorties doivent avoir pour durées respectives :

$$\begin{aligned} S_1 \rightarrow t_1 &= (b + k_T) - (a + k_T) = b - a \\ S_2 \rightarrow t_2 &= c - b \\ S_3 \rightarrow t_3 &= d - c \end{aligned}$$

METHODE DE DECODAGE UTILISEE AVEC LES C.I.

D'après ce que nous avons vu plus haut le décodeur doit dis-

poser pour une période T de quatre états stables, séparant les impulsions et de durée respective : t_1, t_2, t_3 , et $t_0 = T - (t_1 + t_2 + t_3)$, au cours duquel aucun signal ne doit apparaître sur les sorties, c'est l'état de repos du décodeur.

Le décodeur sera donc essentiellement constitué d'un compteur binaire à deux étages donc à $2^2 = 4$ états stables.

Il faudra ensuite identifier chaque état stable au moyen de fonctions logiques du type NAND = NO-AND (ET-NON).

LES BASCULES JK

Les bascules JK sont des éléments bistables dont le fonctionnement est le suivant :

— Les sorties complémentaires Q et \bar{Q} ne peuvent changer d'état que lorsque l'on envoie une impulsion sur l'entrée T dite d'horloge (Fig. 2).

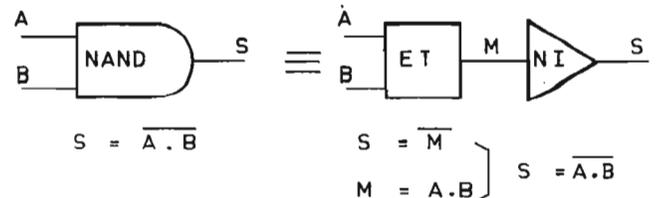


TABLEAU DE VÉRITÉ

A	B	M	S
0	0	0	1
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

Fig. 3

Si $Q = 0$ (et $Q = 1$); $0 =$ potentiel bas $\leq 0,8$ V; $1 =$ potentiel haut > 2 V.

Et si on veut rester à 0 : il faut et il suffit que $J = 0$ à l'instant où apparaît l'impulsion d'horloge.

Si on veut passer à 1 :

$$J = 1$$

— Si $Q = 1$ (et $Q = 0$), et si on veut rester à 1 :

$$K = 0$$

et si on veut passer à 0 :

$$K = 1$$

J et K en « l'air » (non connectés) revient à y appliquer un 1 logique.

R est une entrée de remise à zéro prioritaire sur J, K et T.

LES PORTES NAND (Fig. 3)

CONSTITUTION DU DECODEUR (Fig. 4)

Le décodeur est constitué de deux C.I. en boîtier DIL de

SESCOSEM. l'un SCF473E contient les 2 bascules JK, l'autre SFC400E contient 4 portes Nand à 2 entrées dont 1 reste inutilisée.

FONCTIONNEMENT DU DECODEUR

D'après ce que nous venons de voir au sujet des bascules JK, il résulte pour le compteur représenté en figure 4, le tableau des états suivant (pour une période).

La lecture de ce tableau nous montre que ce décodeur satisfait bien aux conditions indiquées en figure 1.

Si nous supposons que les 2 bascules sont au 0 ($Q_A = 0$, $Q_B = 0$) il y a donc zéro sur J_B et K_B la première impulsion n'agira donc pas sur B mais seulement sur A dont les entrées

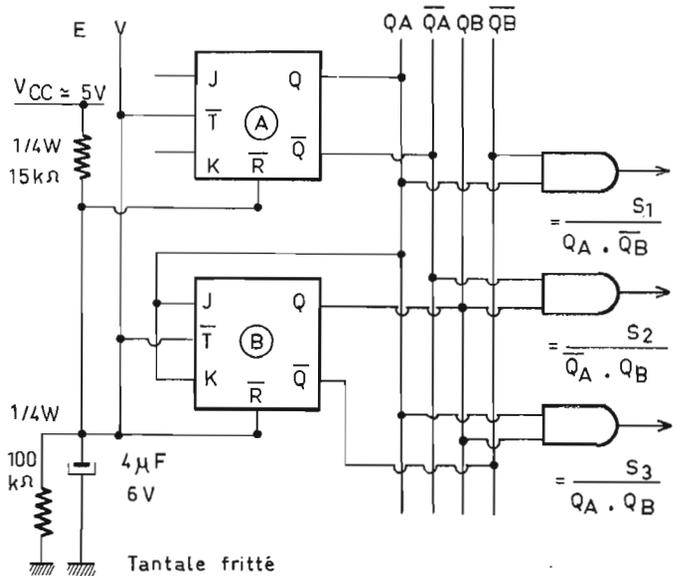


Fig. 4

Instant	E	QA	QĀ	QB	QB̄	JA et KA	JB et KB	S ₁	S ₂	S ₃	Durée		
a	1	0	1	0	1	1	0	1	1	1	} t ₁		
	0	1	0	0	1	1	1	0	1	1			
b	1	1	0	0	1	1	1	0	1	1		} t ₂	
	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1			
c	1	0	1	1	0	1	0	1	0	1			} t ₃
	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0			
d	1	1	0	1	0	1	1	1	1	0	} t ₃		
	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1			

sur la carte imprimée (double face) avec 2 condensateurs $1 \mu\text{F}$ 8 V tantale 47 nF film plastique ou céram., montés en parallèle.

REALISATION

Rappelons que les C.I. sont sensibles à la température en conséquence :

— Utiliser de la soudure fine à bas point de fusion et pas trop riche en résine.

— Utiliser un fer à souder puissant (50 W) de façon à ne pas être obligé de chauffer longtemps les deux surfaces à souder.

— Opérer très rapidement, on y parvient avec un peu d'entraînement.

AUTRES POSSIBILITES

Il est possible avec un nombre restreint de C.I. en boîtier DIL de réaliser des décodeurs jusqu'à 15 voies simultanées. Toujours dans un volume restreint il est possible au moyen d'une impulsion double de faire recycler le décodeur de façon à n'utiliser que les 4 premières voies selon les possibilités de l'émetteur... etc.

Nous signalons au lecteur intéressé par les C.I. digitaux que la société SESCOSEM, 38 - Saint-Egrève a publié une note d'application technique n° 56-J-T-109 d'initiation à l'emploi des C.I. digitaux qui pourra aider l'amateur (expérimenté) de télécommande à appliquer les innombrables possibilités des C.I. digitaux à son passe-temps favori.

J.M. SOUCAT.

LE MODELE REDUIT... C'EST BABY-TRAIN!...

TRAIN AVION BATEAU AUTO

POUR ÊTRE AU COURANT DES NOUVEAUTÉS ET DES MEILLEURS PRIX A JOUR POUR :

- PLASTIQUES ● BATEAUX ● TRAINS ● AVIONS

accastillage, accessoires, toutes pièces détachées ET RADIOCOMMANDE

ÉMETTEUR RÉCEPTEUR monocanal grande portée: 299,50 F

Demandez tout de suite NOTRE DOCUMENTATION GÉNÉRALE (300 pages), franco 10 F

BABY-TRAIN, 11 bis, rue du Petit-Pont, PARIS (5^e) Métro St-Michel
Magasins ouverts tous les jours sans interruption, MÊME L'ÉTÉ, de 9 à 19 heures

Plus de problème de stationnement !..
LE PARKING "NOTRE DAME" EST A 100 M.
Son de parking GRATUIT pour achat de 100 F minimum

J et K « en l'air » sont au 1 , Q_A va donc passer au 1 et imposer

un 1 sur J_B et K_B la seconde impulsion fera donc $Q_A = 0$ et $Q_B = 1$, la troisième impulsion n'agira que sur A et on aura $Q_A = 0$ et $Q_B = 1$.

La 4^e agira sur A et B simultanément d'où $Q_A = 0$ et $Q_B = 1$ et le cycle peut recommencer.

N.B. — Quand l'appareil vient d'être mis sous tension et qu'il reçoit la première impulsion, il faut être sûr que l'on a $Q_A = 0$ et $Q_B = 0$. Pour cela on disposera un réseau RC qui maintiendra R_A et R_B au zéro pendant un certain laps de temps à la mise sous tension, on aura donc au départ : $Q_A = 0$ et $Q_B = 0$.

— Il est nécessaire de découpler fortement l'alimentation le plus près possible des C.I. donc

Comment utiliser les flammes pour l'amplification et la reproduction sonores

LA technique de l'enregistrement et de la reproduction des sons fait appel à des dispositifs très divers basés sur des principes qui peuvent varier dans de notables proportions. On connaît les méthodes électroniques et magnétiques, en particulier, mais il y en a d'autres d'usage plus limité et qui peuvent permettre pourtant d'obtenir des résultats remarquables dans des domaines spécialisés.

Depuis la création même des premiers haut-parleurs électriques de nombreux chercheurs ont étudié et présenté des formes diverses et originales, qui se distinguent aussi bien par les caractéristiques du système moteur, que par celles du diffuseur, qu'il s'agisse de modèles à pavillon acoustique ou à diffuseur direct de grande surface.

Ces modèles curieux sont bien souvent ignorés ; ils peuvent cependant avoir à l'heure actuelle, une valeur technique et l'utilisation de nouveaux moyens industriels peut permettre d'augmenter leurs possibilités souvent dans des conditions imprévisibles.

C'est ainsi, que l'on a découvert depuis longtemps la possibilité de réaliser des systèmes de haut-parleurs produisant des ondes sonores sans système traducteur apparent agissant sur les masses d'air ambiantes.

Parmi les précurseurs, les travaux de l'Anglais William Duddel sont particulièrement remarquables. Si l'on relie les deux pôles d'un arc alimenté par un courant continu à un circuit contenant un condensateur et une bobine de self induction, il se produit dans certaines conditions des oscillations électriques entretenues dans ce dernier circuit.

On peut, par ce moyen, obtenir des modulations de l'arc électrique à fréquence musicale agissant sur les masses d'air ionisées de l'arc, et déterminant la production d'un son plus ou moins intense (Fig. 1).

Ce phénomène avait été indiqué par Elihu Thomson et le professeur Simon l'utilisa au début du XX^e siècle pour la production des ondes entretenues. William Duddel reprit l'étude de cet arc chantant et fit breveter un montage, dans lequel les modulations de la voix agissaient sur un microphone en déterminant un courant variable qui se superpose au courant d'alimentation de l'arc, en faisant varier l'amplitude des oscillations. Ce montage devait être perfectionné par Ruhmer et servir pratiquement à obtenir les premiers enregistrements photographiques des sons sur les films de cinéma.

L'avantage essentiel de la méthode consiste évidemment dans la suppression du diaphragme et du diffuseur, puisque la masse des particules électroniques dans un arc est négligeable. Il s'agit là ainsi de la forme idéale du haut-parleur, spécialement pour la reproduction des sons aigus ; le problème cependant, n'est pas si simple à résoudre qu'il pouvait le paraître à première vue, et il a fallu attendre fort longtemps pour pouvoir réaliser de premiers résultats pratiques.

La Société Telefunken avait expérimenté ainsi un haut-parleur à arc comportant une électrode de contrôle placée entre les deux charbons, mais, à l'époque moderne, c'est sans doute l'ionophone ou haut-parleur ionique, qui a offert, pour la première fois, une solution pratique acceptable dans cette catégorie.

Dans cet appareil, l'air est mis en vibration par des variations de pression déterminées par l'ionisation d'une masse d'air contenue dans un tube, et suivant le rythme de la modulation. Le système émetteur constitué par un tube de quartz fermé à l'une de ses extrémités et comportant un tube central dont la pointe est recouverte d'un enduit favorisant l'émission des ions ; une seconde électrode est disposée à l'extérieur du tube, et on applique entre ces deux électrodes une tension produisant un champ électrique très intense déterminant une ionisation de l'air contenu dans le tube et un échauffement de l'électrode centrale qui produit une forte émission ionique. Cette ionisation est entretenue par un générateur haute fréquence qui produit la haute tension nécessaire.

Le système est particulièrement adapté à la reproduction des sons de fréquence élevée supérieure à 5 000 Hz, et même au delà de 20 000 Hz. C'est donc par excellence, un dispositif tweeter efficace et intéressant, mais, malheureusement, les difficultés d'alimentation ont limité jusqu'ici ses emplois.

LA FLAMME VIBRANTE

Les haut-parleurs, quel que soit le moteur utilisé, fonctionnent généralement avec un système qui transforme les oscillations électriques en vibrations mécaniques en agissant sur les masses d'air avoisinantes. Mais, depuis déjà longtemps, comme nous l'avons noté précédemment, on a eu l'idée de moduler directe-

ment des masses d'air pour obtenir l'amplification et la reproduction des sons, sans passer par l'intermédiaire d'un diffuseur.

Pour montrer l'état vibratoire d'un tuyau et, en général, de toute masse gazeuse, on peut ainsi utiliser la capsule manométrique de Koenig. C'est une petite boîte très plate, dont l'une des bases est rigide, et dont l'autre est constituée par une mince membrane de caoutchouc, qui ferme une ouverture pratiquée sur la paroi du tuyau sonore. Un courant de gaz d'éclairage traverse la boîte et vient brûler à l'extrémité d'un ajustage (Fig. 2).

Tant que l'air du tuyau est au repos, la petite flamme blanche reste immobile ; mais, dès qu'il entre en vibration, la membrane de caoutchouc se déforme dans un sens ou dans l'autre, suivant les alternatives de compression ou de dilatation. La pression du gaz qui remplit la capsule se trouve elle-même périodiquement augmentée ou diminuée et il en est de même de la hauteur de la flamme.

Si l'on regarde celle-ci dans un miroir tournant, on voit, à la fois, son image dans les positions successives du miroir, à cause de la persistance des impressions lumineuses. On obtient ainsi une bande lumineuse uniforme, lorsque l'air du tuyau est au repos et, lorsqu'il vibre, une bande dentelée, qui montre que la flamme est alternativement plus haute et plus courte.

Ces variations de la flamme vibrante ont été utilisées au début du cinématographe sonore pour effectuer les premiers enregistrements photographiques des sons. Dès les débuts du cinématographe sonore, J. Laudet collaborateur de Léon Gaumont, avait eu ainsi l'idée de réaliser un amplificateur sonore à flamme vibrante. Avant lui, le docteur Stein de Leipzig avait fixé sur des bandes de papier photographique les vibrations des flammes manométriques de Koenig et le Hollandais Hedick avait proposé également d'utiliser un courant de gaz modulé pour l'enregistrement.

L'amplification par la flamme est ainsi une idée fort ancienne mais dont les possibilités

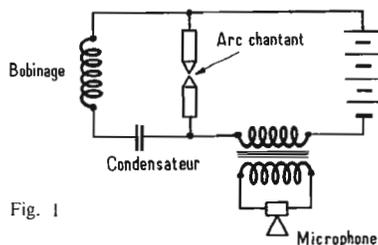


Fig. 1

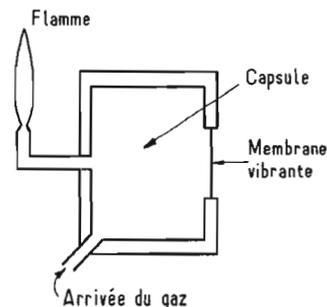


Fig. 2

ne doivent pas être négligées, car elles viennent, de nouveau, d'être étudiées récemment aux Etats-Unis dans le Centre de Technologie et les Laboratoires de Sciences Physiques de l'Université de Californie. Sous la forme moderne, on utilise la flamme d'une torche de soudure oxyacétylénique en réglant la flamme de la torche jusqu'à ce qu'on obtienne une couleur bleuâtre, avec une température de l'ordre de 2 300 °C. Les électrodes sont constituées par deux petits barreaux de tungstène plongés dans la flamme, disposés l'un au-dessus de l'autre, séparés par une distance de quelques centimètres et entre lesquels la flamme jaillit.

Le système sonore à haute fidélité comprend ainsi un certain nombre d'éléments ; un magnétophone, constituant la source musicale, un amplificateur de puissance relié à son tour à l'enroulement primaire d'un transformateur et, enfin, un dispositif d'alimentation en courant continu, dont les bornes de sortie négatives et positives sont reliées par l'intermédiaire du secondaire du transformateur aux deux électrodes plongées dans la flamme.

C'est la flamme qui constitue ainsi le système reproducteur sonore du haut-parleur, et ce sont les ions des deux gaz combustibles, oxygène et acétylène, qui assurent la conversion de l'énergie, en convertissant ainsi dans le flux de gaz en combustion le signal d'entrée modulé en amplitude en ondes sonores audibles. Plus la flamme est chaude, plus l'ionisation des gaz combustibles est élevée, plus l'intensité et la qualité de la reproduction sonore sont élevées.

Lorsqu'on réduit l'arrivée du mélange gazeux, on entend encore un son audible, mais le volume est réduit et très différent de celui qu'on obtient lorsque la flamme brûle normalement avec une couleur bleuâtre en assurant une ionisation importante.

LE FONCTIONNEMENT DU HAUT-PARLEUR A FLAMME

Le haut-parleur à flamme ainsi réalisé, ou haut-parleur à ionisation simplifié, présente la particularité remarquable d'être absolument **omni-directionnel** ; le son émis par la flamme est diffusé avec une force égale dans toutes les directions, et dans une zone sphérique de 360°.

La gamme de fréquences réalisée et la fidélité sont d'autres caractéristiques originales du système. La gamme de réponse en fréquence est trois à quatre fois plus étendue que celle de tous les haut-parleurs connus de principe plus ou moins mécanique et comme avec les systèmes de ce genre, il est possible d'envisager des réponses en fréquence encore plus élevées au-delà de la gamme audible.

Ainsi, par exemple, les meilleurs types de haut-parleurs à diaphragme, quels que soient leurs perfectionnements et leurs prix, ne peuvent permettre de reproduire normalement des sons de fréquence supérieure à 30 000 Hz environ, ce qui est, d'ailleurs, déjà très élevé puisque la plupart des sujets ne peuvent même percevoir nettement des sons aigus de fréquence supérieure à 12 000 à 16 000 Hz. Mais le haut-parleur à flamme reproduit au minimum des sons de 100 000 Hz !

La réponse en fréquence des haut-parleurs habituels à élément mécanique commence en outre à s'affaiblir sur la gamme des sons aigus à partir de 10 000 Hz environ, alors que cette caractéristique n'existe pas sur le haut-parleur à flamme. Ce dernier reproduit avec une égale fidélité aussi bien les sons graves, au-

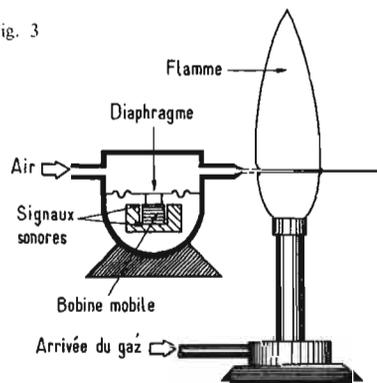
dessous même de 16 à 20 Hz que les sons aigus des fréquences les plus élevées que l'on peut mesurer.

On modifie le fonctionnement du haut-parleur à flamme, et l'on peut obtenir, à la fois, des effets sonores et visuels, en injectant dans la flamme des produits d'addition convenablement choisis et, en particulier de petits tubes de verre au silicate de sodium que l'on introduit dans la flamme chaude. La flamme change de couleur ; elle passe du bleu à l'orange flamboyant et au même moment, le volume de la flamme semble presque doubler.

En **ensemencant** ainsi la flamme avec une petite quantité de métal alcalin facilement ionisable de sodium dans ce tube de verre au sodium, par exemple, ou même avec une pincée de simple chlorure de sodium, c'est-à-dire de sel de table, une plus grande quantité d'ions est introduite dans la flamme. Cette super-ionisation ne permet pas seulement à la flamme de servir de support à un courant plus intense, mais elle réduit d'une façon notable la résistance entre les électrodes, depuis une valeur de l'ordre d'environ un mégohm, lorsque le flux gazeux n'est pas allumé, jusqu'à une valeur réduite de l'ordre de 2 500 Ω, lorsque la flamme est ainsi super-ionisée par ensemencement.

Ainsi un courant plus intense traverse le circuit de modulation et se produit entre les électrodes, et nous pouvons obtenir une amplification sonore efficace et réelle. Le gain, qui peut être mesuré plus ou moins facilement, est de l'ordre de 15 dB avec une amplification de l'ordre de trente-deux fois.

Fig. 3



Ces recherches sur l'amplification par la flamme n'ont pas seulement un intérêt certain pour la réalisation d'installations de reproduction sonore musicale ; elles peuvent servir à des applications de plus en plus utiles dans le domaine de l'électronique, des missiles, et des fusées, par exemple. On a étudié des fusées comportant des détecteurs de sons pour contrôler le fonctionnement de leurs moteurs ; de tels troubles avec des effets de résonance permettent de moduler facilement la flamme produite par les fusées, et d'obtenir des sons caractéristiques, qui peuvent permettre de diagnostiquer tous les troubles de fonctionnement.

Le phénomène est si simple, en principe, et si facile à reproduire, que tout praticien de l'électronique peut essayer de réaliser un haut-parleur à flamme, en utilisant simplement un bec Bunsen ou une lampe à souder quelconque. Même la flamme d'une veilleuse d'une cuisinière à gaz ou d'un chauffe-eau peut reproduire un certain son, bien que la température de la flamme soit trop basse, lorsqu'elle est obtenue au moyen de méthane ou de gaz

naturel, et non pas avec un combustible oxyacétylénique. Elle ne peut donc assurer un son réellement satisfaisant et fidèle.

Mais il s'agit ainsi de perfectionner encore la modulation électrique de la flamme et, comme nous l'avons déjà vu de nombreux chercheurs ont déjà tenté de moduler la flamme en utilisant différents systèmes de pression variable et, en particulier, des diaphragmes vibrants. De tels systèmes ne permettaient pas d'obtenir évidemment une fidélité absolue des sons obtenus.

LES TRANSFORMATIONS SUCCESSIVES DE SYSTEMES DE MODULATION

Nous avons noté précédemment les recherches effectuées en France sur les flammes et les arcs chantants. Dès 1858, également, en Angleterre, le physicien John Leconte avait indiqué la possibilité d'utiliser la flamme du gaz pour des applications musicales et les variations de la lumière obtenues surtout à l'extrémité inférieure du spectre audible, de l'ordre de quelques hertz.

Alors que l'œil humain ne peut détecter directement la réponse en fréquence au-dessus de 16 ou 17 Hz, il est remarquable que des réponses aux très basses fréquences peuvent être facilement observées, comme nous l'avons déjà montré, dans la flamme d'un haut-parleur à flamme chantante.

La combustion « oscillatoire » a été le sujet, d'ailleurs, d'une session spéciale d'un symposium organisé aux Etats-Unis par l'Institut de la Combustion et dans lequel les experts spécialisés de la combustion ont étudié la réponse des flammes à des pressions extérieures de modulation. La température de combustion augmente lorsque la pression augmente également et, lorsque la pression sonore augmente, la température de la flamme s'élève. Ainsi, lorsque la température s'élève, l'ionisation augmente ; il y a là un facteur déterminant de la fidélité du haut-parleur à flamme et de l'amplification au-delà d'un spectre de fréquences déterminé.

Plus récemment encore, l'Institut de Recherches de Stanford aux Etats-Unis a mis au point, ce qu'il a appelé un « Pavillon du Dragon » par comparaison avec les dragons mythiques crachant des flammes. C'est un pavillon de haut-parleur à diaphragme du genre de celui utilisé dans les installations de public address comportant un écran à l'extrémité, et à travers lequel, lorsqu'il s'agit d'obtenir un volume sonore additionnel, on introduit du méthane et de l'air qui sont enflammés.

L'extrémité du pavillon fermée est convertie en un brûleur, qui projette de la flamme « comme un dragon », et on obtient une amplification sonore de l'ordre de 15 dB.

D'autres chercheurs ont eu l'idée d'étudier des phénomènes analogues dans la flamme de sortie des fusées et des moteurs à réaction. L'idée consistait à produire des sons dans le système de sortie de propulsion à un emplacement déterminé, et de le recueillir à un autre, de façon à obtenir une meilleure connaissance de la relation existant entre la combustion dans la fusée et le bruit correspondant. Des bruits très variés peuvent ainsi être étudiés au moment du fonctionnement interne d'une fusée ou d'un appareil à réaction, spécialement des résonances internes indésirables pourraient être détectées en analysant les bruits de sortie des flammes ou des fusées.

Le système utilisé pour la modulation peut, d'ailleurs, être purement mécanique et basé sur le principe de la capsule de Koenig. On

peut ainsi utiliser la flamme du gaz naturel d'un brûleur de Bunsen comme élément de modulation, en employant simplement un moteur du haut-parleur électro-dynamique à bobine mobile placé dans une chambre à air avec une extrémité reliée à un tube flexible, dont l'ajutage est en liaison avec la flamme.

Lorsque le système de bobine mobile est relié à une source à fréquence musicale, le diaphragme est mis en mouvement, et module un flux d'air à basse pression, qui est projeté sur la flamme à travers la chambre et sort par l'ajutage formé par un tube de cuivre (Fig. 3).

Lorsqu'on approche plus ou moins l'oreille de la flamme, on peut entendre un son dans des conditions satisfaisantes, et l'on réalise ainsi un système de modulation de la flamme très simple et immédiat.

D'autres systèmes de modulation électromécaniques sont réalisables de la même

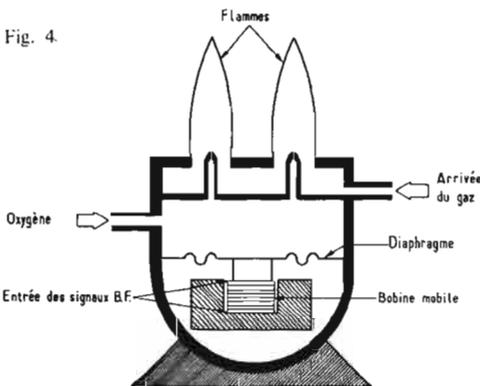


Fig. 4

manière, et l'un d'eux est indiqué sur la figure 4. Il comporte un diaphragme plus grand modulant le gaz naturel et l'oxygène fournis par le système d'alimentation d'une lampe à souder, comme nous l'avons déjà indiqué précédemment. Le mélange ainsi obtenu, qui est plus chaud, et de l'ordre de 1 750 °C, peut produire des sons d'intensité plus élevée et de plus grande fidélité, tout au moins sur la gamme de fréquences limitée du diaphragme. Comme il était prévu, plus la flamme est chaude plus l'amplificateur à flamme est efficace, et plus la flamme de sortie produit des sons intenses.

LES POSSIBILITES DES SYSTEMES SONORES A COMBUSTION

La combustion, par sa nature propre, produit des ions, qui sont la base des phénomènes électriques. Plus la combustion produit une température élevée, plus le nombre des ions produits est important ; cependant, cette ionisation de la combustion peut être augmentée artificiellement par un ensemencement, comme il a été noté précédemment.

Pour une flamme fortement ionisée, les conditions permettent d'obtenir un courant par l'intermédiaire des ions entre deux électrodes plongées dans la zone de combustion ionisée, en complétant ainsi un circuit électrique. Un tel courant peut être modulé extérieurement avec une fréquence audible, et la flamme peut ainsi reproduire le son.

Le courant de modulation ionisé peut agir sur les molécules d'air adjacentes pour assurer une conversion de l'énergie électrique en son audible, et de nombreux chercheurs ont étudié dans cet esprit le comportement des gaz fortement ionisés.

En réalité, dans ces phénomènes de forte ionisation, les ions des gaz présentent une

plus grande cohésion, comme dans un liquide. En raison de cette cohésion, les ions ont une substance suffisante pour produire une tension de surface comme les ions et les molécules dans un liquide.

De la même façon, les ions gazeux forment une sorte de diaphragme invisible, qui peut être prévu logiquement pour assurer le couplage avec l'air environnant et pour exercer une force sur ces molécules d'air adjacentes. Dans de telles conditions, le courant électrique de gaz fortement ionisé et modulé dans la zone de combustion peut produire des poussées et des oscillations des molécules d'air adjacentes, en convertissant l'énergie électrique en énergie audible ; de même le comportement physique d'un diaphragme de haut-parleur solide agit sur l'air avoisinant.

LES REALISATIONS ACTUELLES

On voit, sur la figure 5, les caractéristiques schématiques d'un montage réalisé récemment, et dont nous avons expliqué précédemment les principes. Un magnétophone est relié à l'entrée d'un amplificateur de 75 W, dont la prise de sortie est connectée à l'enroulement secondaire d'un transformateur de 8 Ω utilisé d'une manière inverse à celle d'un transformateur de sortie ordinaire, c'est-à-dire en réducteur de tension. Un dispositif d'alimentation de 500 V sous 200 mA est relié par l'intermédiaire de l'enroulement primaire de ce transformateur aux deux électrodes du système à flamme, qui sont plongées dans la flamme et écartées de 50 à 100 mm. L'écartement des électrodes ne sont, d'ailleurs, pas particulièrement critiques.

La torche à souder alimentée par l'acétylène et l'oxygène et comportant un ajutage d'ouverture réduite produit une flamme presque silencieuse ; le dispositif est du type utilisé habituellement pour la soudure.

Le mode d'introduction du métal alcalin dans la zone de combustion n'offre pas de grandes difficultés techniques mais pour obtenir le meilleur résultat, l'effet de superionisation doit se produire en dessous de l'électrode inférieure, comme on le voit sur le schéma.

Ce fait est dû à ce que la partie inférieure de la flamme la plus chaude doit être ionisée, de telle sorte que la masse des ions qui montent ainsi vers le haut se produise entre les électrodes. L'utilisation d'une tige de verre au sodium ou l'emploi d'amiante imbibée d'une solution saline, suffit pour assurer la superionisation.

Le mode de fonctionnement est ainsi obtenu de la manière suivante : la torche est allumée ; elle est réglée légèrement de façon à obtenir un mélange combustible assez riche, avec plus d'oxygène que d'acétylène, ce qui assure une flamme plus chaude. La flamme elle-même est réglée pour obtenir un sifflement minimal et on obtient une flamme bleue et brillante.

L'alimentation est ensuite mise en marche, en suivant les déviations de l'aiguille d'un milliampèremètre, monté en série avec les électrodes. L'opérateur chargé d'assurer le fonctionnement de ce haut-parleur à flamme, commence à ensemencer, au moyen, par exemple, de sa tige en verre de sodium, en introduisant avec précaution son extrémité dans la base de la flamme.

Lorsque la flamme tourne à la teinte orange brillante, ce qui indique la superionisation, il règle l'alimentation, le contrôle de la flamme, et l'introduction de la tige de sodium pour obtenir une intensité de courant maxi-

male, qui peut être de l'ordre de 200 à 300 mA. Finalement, le magnétophone est mis en marche et le son amplifié est fourni par la flamme.

Un facteur critique du fonctionnement est, cependant, la hauteur physique de la flamme, et le son fourni par la flamme d'une torche de 15 cm de haut est généralement satisfaisant. Il risque seulement de se produire un léger sifflement dans les fréquences assez basses ; en principe, cependant, la flamme pourrait reproduire toutes les fréquences et la hauteur de la flamme peut être simplement trop courte pour assurer cette reproduction totale.

Des essais ont été faits, avec un photomultiplicateur et un système photo-électrique pour reproduire les sons en utilisant le faisceau lumineux produit par la flamme, et l'on aurait pu ainsi obtenir de meilleurs résultats qu'avec la production directe des sons elle-même.

Cette différence, surtout constatée au-dessous de 2 000 Hz, serait due au fait qu'une flamme frontale ionisée de 15 cm de long contient, en réalité, seulement une bande

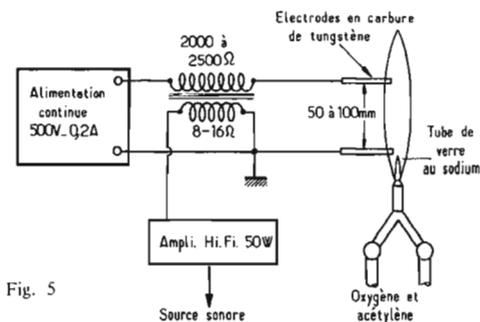


Fig. 5

d'ions modulée de 50 à 100 mm suivant la distance entre les électrodes. Elle n'est donc pas assez longue et ne peut produire assez d'énergie pour mettre en vibration des molécules d'air assez nombreuses, sur ces longueurs d'onde.

Il n'y a donc pas ainsi une longueur de flamme suffisante pour assurer un couplage satisfaisant entre la flamme et les molécules d'air, lorsque la longueur d'onde qui doit être obtenue est mesurée en millimètres ou en centimètres, mais est beaucoup plus longue que la flamme elle-même.

Il y a ainsi, en quelque sorte, une analogie avec ce qui se passe dans un haut-parleur de type ordinaire à diffuseur, et la flamme peut être comparée, d'une manière élémentaire, au diaphragme du diffuseur. Si ce dernier n'a pas un diamètre suffisant, il est beaucoup plus difficile de reproduire les sons graves. Si nous pouvions utiliser des flammes de grande longueur du genre de celles qu'on obtient avec des hydrocarbures, et d'une longueur de l'ordre de 0,60 à 0,90 m, il deviendrait possible d'obtenir la reproduction de toutes les fréquences musicales.

Par ailleurs, l'utilisation d'un dispositif photo-électrique avec photomultiplicateur constitue une solution efficace, mais évidemment beaucoup plus complexe.

Les usages de l'amplification par la flamme sont ainsi d'un intérêt immédiat, surtout dans le domaine des recherches techniques et scientifiques concernant les fusées et les réacteurs, mais les flammes parlantes présentent pour le moment également un intérêt évident, démonstratif et original. Pour l'avenir, l'amplification par la flamme peut présenter une importance certaine pour le développement de l'électronique, et devenir un élément de montage.

R.S.

AMPLI/CORRECTEUR INTÉGRÉ DE MOYENNE PUISSANCE SN76023N Texas Instruments

LA société Texas Instruments vient de lancer sur le marché du « Grand-Public » un circuit intégré amplificateur de moyenne puissance qui s'apparente au modèle IC12 de Sinclair (Le papillon).

Ce circuit intégré de référence SN76023N est encapsulé dans un boîtier « dual in line » et il est constitué de 22 transistors (dont 5 d'entre eux montés en diodes) et de 7 résistances.

Cet amplificateur intégré est capable de fournir une puissance de 4,5 W pour une charge de 8Ω et une puissance de 3,5 W pour une charge de 16Ω , ceci avec une tension d'alimentation de 24 V.

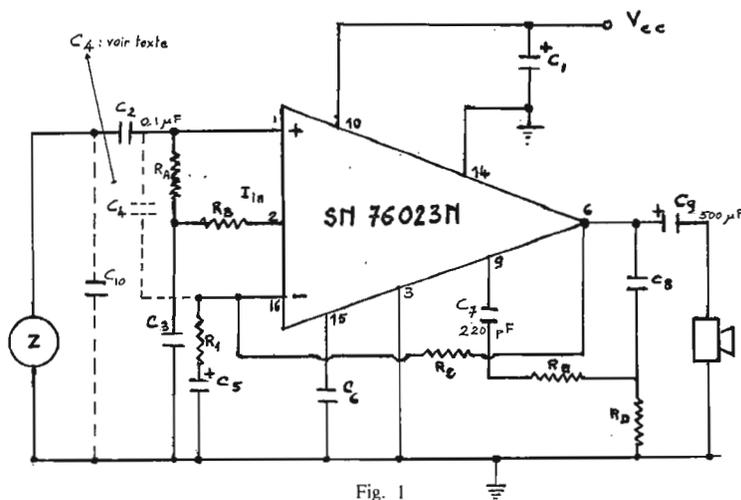
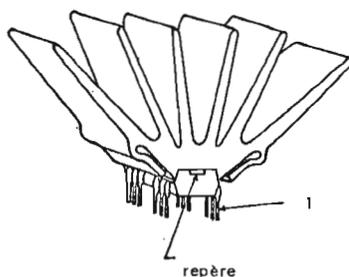


Fig. 1

Fourni avec ce circuit intégré, un circuit imprimé permet de réaliser un ampli/correcteur compact (surface de 1 dm²).

MONTAGE DE BASE (Fig. 1)

Le point de repos en continu à la sortie de l'amplificateur est défini par la tension sur l'entrée non inverseuse (connexion 1). En effet, le potentiel en 1 est : $V_{(1)} = V_{(2)} - (R_A + R) I_{in}$ où I_{in} est le courant d'entrée dans la connexion 2.

Le filtre R_B-C_3 permet d'éliminer à la fois les variations de V_{cc} répercutées en $V_{(2)}$ et une éventuelle réaction positive sur l'entrée 1. Bien sûr, la réjection du bruit de l'alimentation sera d'autant meilleure que l'atténuation du filtre R_B-C_3 sera importante.

L'impédance Z_o vue par un signal appliqué à travers C_2 est déterminée par l'association en parallèle de R_A et de l'impédance d'entrée Z_{in} du circuit. Dans la grande majorité des cas, Z_{in} sera de l'ordre de 1 M Ω et ainsi, il sera bon de considérer que l'impédance Z_o est pratiquement R_A .

Le découplage de l'alimentation V_{cc} est effectué par C_1 ; la valeur de C_1 dépend de la régulation de l'alimentation; cependant une valeur aussi basse que 0,1 μF suffit dans la majorité des cas.

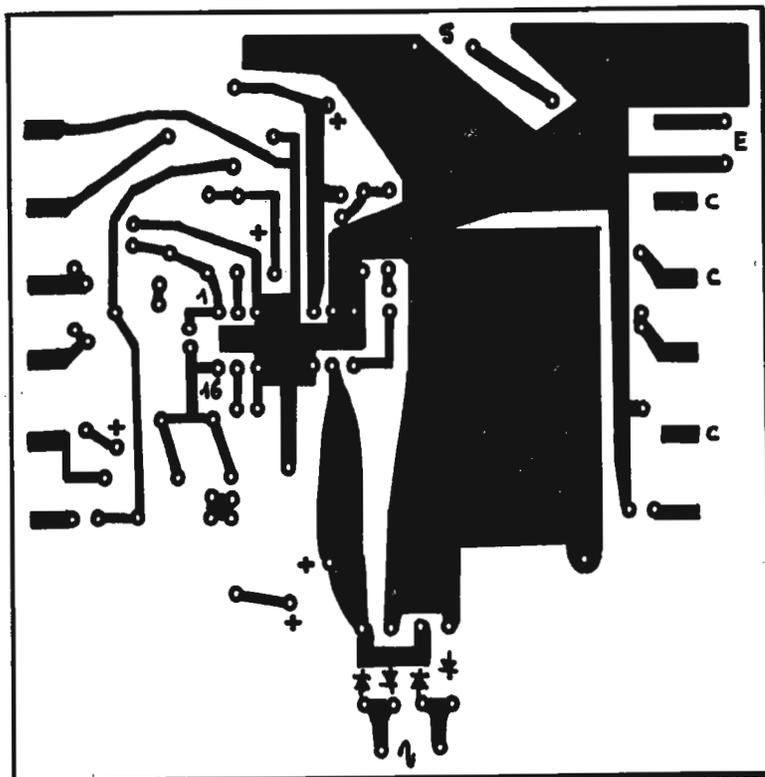
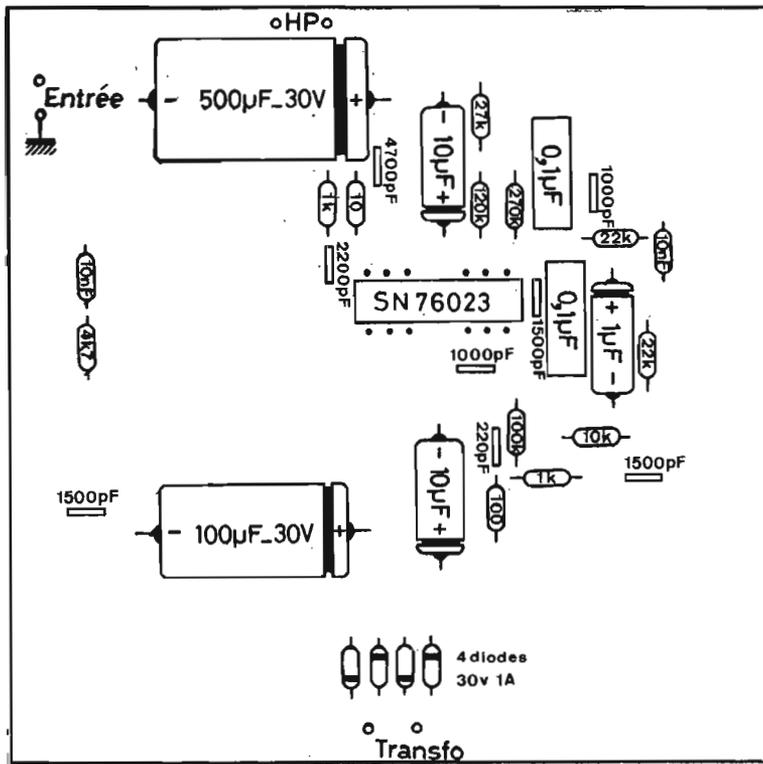
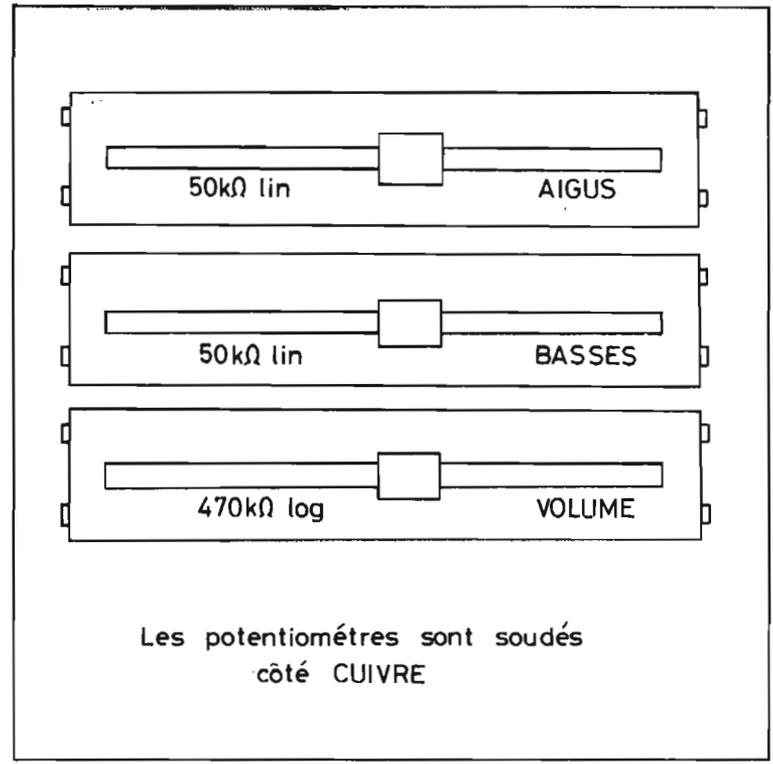


Fig. 2



(a)

FIG.3



(b)

La capacité C_1 devra être placée aussi près que possible de la connexion 10. Dans le cas où l'on dispose d'alimentations peu régulées, C_1 devra être une capacité chimique.

Dans le cas de gains G faibles (moins de 30 dB par exemple), il est nécessaire de découpler les signaux de fréquences élevées par la capacité C_4 .

La capacité C_6 (1 000 pF), qui agit sur l'entrée de compensation 15, permet d'obtenir, pour un gain en boucle fermée de 46 dB, une bande passante de l'ordre de 200 kHz.

Si C_6 est augmentée au-delà de cette valeur, il risque d'apparaître une limitation dans la vitesse de variation en sortie de signaux à haut niveau.

La capacité C_7 procure une compensation sur les excursions négatives de tension.

Le filtre R_D-C_8 est normalement requis pour tout amplificateur basse fréquence en classe B avec charge selfique : la capacité C_8 compense l'inductance du haut-parleur, tandis que R_D limite le pic de courant dans la capacité.

La valeur de la capacité C_9 de couplage de l'amplificateur à la charge permet de déterminer la fréquence de coupure basse de l'amplificateur comme étant celle où l'impédance de C_9 est égale à celle de la charge.

LE CIRCUIT IMPRIME

Lors de la réalisation du circuit imprimé (Fig. 2), un certain nombre de précautions ont été prises, à savoir :

- C_1 doit être aussi près que possible de l'entrée 10.
- Utilisation d'un point de masse central.
- Eviter des fils longs sur le circuit pour commander le haut-parleur.
- Avoir une excellente séparation entre l'entrée et la sortie.

Le circuit imprimé fourni avec le SN76023 est en bakélite, sa surface est de 10×10 cm.

CABLAGE DU MODULE

Le plan de câblage est indiqué par les figures 3 (a) et 3 (b).

Commencer par souder les composants de la figure 3 (a), en veillant à la bonne orientation des chimiques, des redresseurs et du circuit intégré SN76023.

Terminer le câblage par les 3 potentiomètres qui eux sont soudés côté cuivre.

Relier les sorties « Transfo » au secondaire du transformateur d'alimentation, les sorties « H.P. » à une enceinte d'impédance 8 ou 15 Ω et injecter un signal aux points « Entrée ».

La modulation pourra provenir par exemple d'un « Tuner » ou d'une platine de tourne-disque si celle-ci possède un préamplificateur avec contre-réaction RIAA.

CARACTERISTIQUES DE L'AMPLIFICATEUR

- Tension d'alimentation : 24 V
- Puissance de sortie :
 $Z = 8 \Omega \rightarrow P = 4,5 \text{ W}$
 $Z = 15 \Omega \rightarrow P = 3,5 \text{ W}$
- Impédance d'entrée : 220 k Ω .
- Gain en boucle fermée à 1 kHz : 48 dB.
- Courant consommé pour l'entrée en court-circuit : 6,5 mA.
- Taux de distorsion : 1 %.

Nous avons apprécié le faible volume de cet ensemble de moyenne puissance avec ses potentiomètres à glissières directement soudés sur le circuit imprimé.

De part ses faibles dimensions, cet amplificateur-correcteur pourra rendre de grands services, dans le cas de petites sonorisations par exemple (annonces publicitaires dans les grandes surfaces).

Constructeur de micromodules équipant les ordinateurs, l'aérospatial. TEXAS INSTRUMENTS

lève le rideau sur ses fameux circuits intégrés particulièrement adaptés à la réalisation d'un ampli avec contrôle de tonalité par pot. à curseurs (3) courbe haute fidélité (22 transistors dans le circuit intégré). Dim. $2,5 \times 4,2$ cm. 6 watts eff. sur 8 ohms. Livré avec circuit imprimé pour le câblage de tous les éléments avec schémas et radiateur. 69 F
 Le kit complet : le circuit intégré et circuit imprimé, condensateurs, résistances, 3 potentiomètres à glissières, alim. avec redresseurs et transfo 125 F

Du nouveau avec POWER ACOUSTIC

- Ampli 2 x 80 W RMS - Réf. APK280. Stéréo tout transist. Puis. maxi av. ch. de 8 Ω et tension 800 mV. En rack complet en ordre de marche 1 127 F
- « Panel kit » - Réf. APK2802 946 F
- Préampli mélangeur - Réf. MPK602. 6 entrées, 2 canaux stéréo de sortie. En rack et en ordre de marche 894 F
- Graphic Equalizer - Réf. TPK409. Préampli correct de courbe de rep. à 9 bandes de fréq. En rack et en ordre de marche. 789 F
- Ampli 150 W RMS - Réf. APK150. En rack et en ordre de marche. 996 F
- En kit - Réf. APK1501 827 F
- Ampli 80 W en « Panel kit » - Réf. APK1702 493 F

Les kits sont avec transfo, aliment. radiat. Voir détail page n° 29.

TERAL, 26 ter, rue Traversière, PARIS-12^e - DOR. 47-11

TUNER FM à circuit intégré CA3089E

à 67 transistors et 7 diodes

GENERALITES

LES montages radio actuels peuvent se classer de différentes manières selon le point de vue dont on se place. Lorsqu'il s'agit du mode de modulation, AM (modulation d'amplitude) et FM (modulation de fréquence), il y a plusieurs manières de concevoir les récepteurs, dont les plus importants sont :

1° - Récepteur radio AM uniquement.

2° - Récepteur radio FM uniquement.

3° - Récepteur radio AM-FM.

La réception de l'AM et de la FM, à volonté, dans un récepteur mixte AM-FM est réalisable de deux manières :

a) parties communes en MF pour les deux signaux à $f = 455$ kHz en AM et $f = 10,7$ MHz en FM. Dans ce cas les mêmes transistors servent d'amplificateurs à 455 kHz et 10,7 MHz et 10,7 MHz ou encore un même circuit intégré remplaçant plusieurs transistors ;

b) il y a deux voies entièrement distinctes depuis les antennes jusqu'aux entrées des dispositifs BF mono ou stéréo.

La méthode (a) est la plus répandue parce qu'elle est simple économique et donne d'excellents résultats mais avec ces montages on n'atteint pas toujours les performances maxima que l'on peut exiger d'un récepteur AM ou FM, chacun considère séparément. La méthode (b) permet de monter dans les chaînes AM et FM, des dispositifs complètement distincts ce qui laisse aux réalisateurs une entière liberté pour monter dans les deux voies, les circuits les plus efficaces existants.

Dans de précédentes études on a décrit les montages de circuits intégrés permettant de réaliser la plus grande partie d'un récepteur à modulation d'amplitude.

Ces circuits intégrés pourront servir aussi comme voies AM dans des appareils récepteurs radio AM-FM dans lesquels la voie FM sera réalisée avec le CA3089-E qui sera décrit ci-après.

Quelle que soit la solution adoptée, le circuit intégré CA3089-E destiné à la FM, devra être précédé d'un sélecteur FM et suivi d'un amplificateur BF convenant au niveau de sortie BF de ce circuit.

Cet amplificateur sera commun aux deux voies.

Il va de soi que le CA3089-E, devra être suivi d'un décodeur si l'on désire que les émissions stéréo soient reçues. Actuellement il est rare que l'on ne fasse pas le nécessaire pour que la stéréo-FM soit reçue, même en appareil auto.

Il s'agit pour le moment de deux canaux stéréo mais il se peut que l'on dispose prochainement de quatre canaux stéréo et parmi les nombreuses solutions proposées dont aucune n'a été adoptée encore (au moment où ces lignes sont écrites) en voici deux pouvant convenir en FM.

LE CA3089-E

On donne à la figure 1 le schéma général d'un récepteur FM utilisant le circuit intégré CA3089-E. Contrairement à la plupart des CI de ce genre, le gain du CA3089-E est suffisant en MF, aussi, il peut être précédé du sélecteur FM sans qu'il soit nécessaire de prévoir un préamplificateur MF entre le sélecteur et ce CI. Le montage de la figure 1 comprend l'antenne à brancher aux deux bornes d'entrée *a* et *b* pouvant être symétriques ou combinées pour constituer une fiche coaxiale, donc 300 ou 75 Ω respectivement. Tous

b) il effectue généralement une adaptation d'impédances entre le transistor mélangeur et les circuits MF ;

c) il contribue, grâce à ses circuits accordés à la sélectivité requise de l'ensemble du radio-récepteur FM considéré.

Remarquons qu'à cette sélectivité le CD contribue peu, car il n'en possède qu'un seul circuit accordé, celui de la détection en quadrature. Il est donc nécessaire de prévoir le nombre nécessaire de dispositifs d'accord sur 10,7 MHz, avant l'entrée du CA3089-E. Sur le schéma de la figure 1 on remarquera le montage d'un

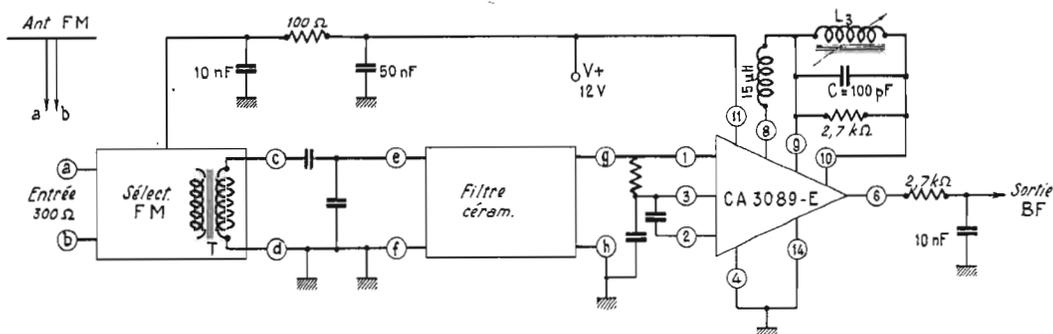


Fig. 1

1° transmission des quatre canaux à la fois par une même émission FM ce qui nécessitera une modification des émetteurs et des décodeurs spéciaux ;

2° transmission de deux canaux par un émetteur (par exemple France Musique) et de deux autres par un deuxième émetteur (par exemple France Culture).

Ce procédé ne demandera, à l'émission aucune modification des systèmes d'émission. A la réception il faudra disposer, toutefois de deux radio-récepteurs complets FM, seule l'antenne pouvant être commune aux deux.

Si la AM est adjointe à un ensemble FM quatre canaux, la sortie de la voie AM pourra être connectée à l'une ou plusieurs des entrées des amplificateurs BF disponibles par une commutation appropriée.

les sélecteurs FM peuvent être adoptés pour une entrée symétrique de 300 (ou 240) Ω ou une entrée coaxiale de 75 (ou 60) Ω . Les valeurs entre parenthèses sont usuelles en Allemagne et on les trouve sur les appareils provenant de ce pays.

Le sélecteur comprend généralement un ou deux étages HF pour amplification de la bande MF située vers 100 MHz, un étage mélangeur et un étage oscillateur. Le mélangeur fournit à sa sortie un signal MF à 10,7 MHz qui est transmis aux points *c* et *d* de sortie du sélecteur par un transformateur T accordé, évidemment, sur 10,7 MHz.

Ce transformateur a une importance dans l'ensemble car il remplit plusieurs missions :

a) il effectue la liaison entre le mélangeur et les dispositifs MF suivants :

filtre céramique qui remplace un ensemble de bobines MF constituant également un filtre de bande sur 10,7 MHz.

A défaut du filtre céramique on pourra monter un bobinage à 3 ou 4 circuits accordés, les résultats seront aussi bons.

Dans ce cas la dernière bobine sera montée entre les points 1 et 3 du CA3089, représenté par un triangle avec ses 14 points de terminaison (figure 1).

On voit entre les points 3 et 10, la bobine L_3 du détecteur en quadrature et au point 6 la sortie BF à brancher à un décodeur pour la stéréo à deux canaux.

La figure 2 donne les schémas synoptiques du montage de sortie du CA3089-E dans le cas de deux canaux stéréo, de quatre canaux stéréo ou d'une combinaison AM-FM à voies AM et FM séparées. La partie (X) comprend

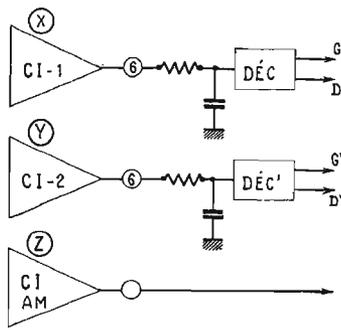


Fig. 2

le CA3089-E suivi du décodeur dont les deux sorties sont G et D.

La partie (Y) est identique à la précédente et donnera, dans le cas de 4 canaux, deux autres signaux BF, G' et D'.

En (Z), on montre la voie AM, avec un CA3088-E, par exemple dont la sortie (au sommet du triangle, à droite) devra être branchée par le jeu des commutations, directement aux amplificateurs BF, deux ou quatre selon le cas.

Remarquons qu'en l'absence de la stéréophonie en AM, il sera possible d'utiliser les deux ou quatre amplificateurs BF comme voies de tonalité : en deux canaux basses-médium et médium-aiguës, en quatre canaux : basses, médium-basses, médium-aiguës, aiguës, en interposant des filtres ou en agissant sur des filtres incorporés dans les amplificateurs.

MONTAGE DU CA3089-E

Nous ne donnons pas ici le schéma intérieur détaillé de ce CI car ce schéma est énorme : (il en faudrait deux pages de notre revue pour le loger) et son analyse complète n'est pas indispensable pour les utilisateurs du CI.

En règle générale, on doit s'habituer à considérer un CI comme une sorte de « multipôle » ou composant à plusieurs terminaisons dont le comportement intérieur détaillé puisse être ignoré ou tout au moins, peu approfondi.

Indiquons toutefois que ce schéma est inclus dans le document fourni par la RCA aux utilisateurs du CI (CA3089-E FM-IF system, Doc. N° 561 de la RCA). Il sera certainement fourni, sur demande aux techniciens qui achèteront le CI chez l'importateur ou par l'intermédiaire d'un commerçant spécialiste.

Voici, à la figure 3 un schéma synoptique de ce circuit intégré. Les limites sont le rectangle tracé en deux traits parallèles. Les points de branchement sont au nombre de 16 et représentés par des numéros, 1 à 16 entourés d'un cercle, la broche 16 ne figurant pas sur le schéma, n'est pas utilisée. L'entrée MF du signal à 10,7 MHz est entre les points 1 et 3 et à

cette entrée on devra brancher une bobine L_1 . Le point 3 sera découplé vers la masse par un condensateur de 20 nF, valeur largement suffisante pour $f = 10,7$ MHz. Un condensateur de 20 nF également sera monté entre les points 3 et 2.

Passons maintenant, aux circuits disposés à l'intérieur du CI. Celui qui suit l'entrée, point 1 est la partie A qui se compose de six sections : un amplificateur MF à trois étages et trois détecteurs de niveau, un pour chaque amplificateur MF. Dans cette section, il y a 24 transistors et un nombre aussi important de résistances.

détecteur de niveau. Le premier est connecté, par les points 8, 9 et 10, aux bobines L_2 et L_3 . La bobine L_2 est de 15 μ H et la bobine L_3 est à accorder sur 10,7 MHz avec la capacité matérielle de 100 pF et diverses capacités parasites en parallèle sur L_3 et C et de faible valeur totale.

En partant d'une valeur approximative de capacité de 100 pF on pourra déterminer à l'aide de la formule de Thomson, la valeur de L_3 qui, réalisée comme bobine à noyau de réglage, permettra l'accord requis.

La valeur de L_3 est dans ce cas,

5 μ F extérieur sur la partie (G). Celle-ci est un amplificateur permettant d'obtenir le réglage silencieux (« Squelch » ou « Muting »). En l'absence d'une émission reçue par l'antenne, la sortie BF de ce circuit intégré ne laisse passer aucun signal, c'est-à-dire les signaux parasites que l'on entend lorsqu'il n'y a pas de réglage silencieux.

Le détecteur en quadrature de la partie (D) a deux sorties, l'une vers (E) qui est l'amplificateur de CAF. Cette partie reçoit le signal de CAF et l'amplifie de sorte qu'il soit disponible au point 7 pour agir sur une diode à capacité

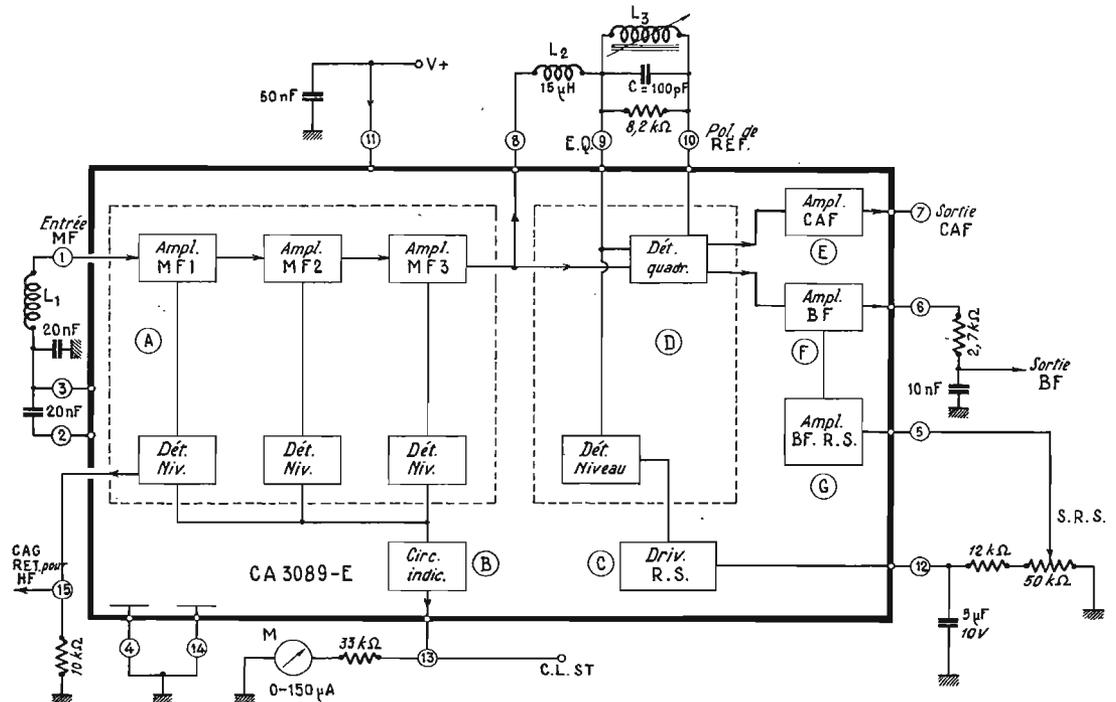


Fig. 3

On peut voir sur le schéma de la figure 3 que la partie (A) destinée à l'amplification MF à 10,7 MHz, possède une entrée de signal au point 1 et plusieurs sorties :

- la sortie du signal MF amplifié, reliée au point 8.
- cette même sortie, reliée intérieurement à la partie (D).
- une sortie de signal reliée à la partie (B) (circuit d'indicateur à microampèremètre).
- une sortie au point 15 fournissant la tension de CAG retardée pouvant être appliquée à l'étage HF du sélecteur mF disposé à l'entrée du récepteur.

Le circuit indicateur (B) fournit au point 13, le courant de déviation du microampèremètre pour continu M, de 0 à 150 μ A (ou 0 à 200 μ A).

Dans la partie (D) on trouve le détecteur en quadrature et le

avec C total = 100 pF :

$$L_3 = \frac{1}{4 \pi^2 f^2 C}$$

avec f en hertz, L_3 en henrys, $4 \pi^2 = 6,28^2 = 40$ environ et $C = 10^{-10}$ farads. En utilisant cette formule on obtient 2,2 μ H environ, valeur à remplacer par une plus petite étant donné que la capacité d'accord est un peu plus grande que 100 pF. A la mise au point, il suffira d'enlever des spires de L_3 si le réglage par le noyau ne permet pas l'accord. Une autre méthode est de laisser L_3 fixe et utiliser un condensateur ajustable.

Le détecteur de niveau de la partie (D) du CI, commande le circuit driver R.S. qui a son tour agit, par l'intermédiaire du dispositif de réglage 12 k Ω - 50 k Ω -

variable associée à l'oscillateur du sélecteur de tête de l'appareil. L'autre sortie du détecteur en quadrature fournit à la partie (F), le signal BF qui est amplifié et devient disponible au point 6.

En ce point on trouve à l'extérieur du CI, le filtre RC composé d'une résistance de 2,7 k Ω et d'un condensateur de 10 nF. Ce filtre est incontestablement un circuit diminuant le gain à mesure que la fréquence s'élève, donc c'est un désaccentuateur qui pourrait empêcher, éventuellement, le fonctionnement du décodeur. Il suffira alors de réduire ou de supprimer la capacité du filtre.

Comme on vient de le voir, d'après cette analyse simplifiée, le circuit intégré CA3089-E possède la plupart des dispositifs auxiliaires tels que CAG, CAF, réglage silencieux et indicateur d'accord.

Grâce à la CAF, par exemple, le CI conviendra très bien, non seulement dans un radio-récepteur d'appartement ou même portatif, mais aussi dans un récepteur auto.

Le réglage silencieux et la CAG seront particulièrement appréciés à bord d'un véhicule à moteur à explosion et fonctionnant en un milieu parasite.

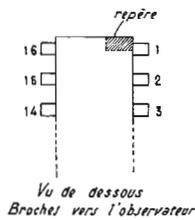


Fig. 4

CARACTERISTIQUES GENERALES

Le CA3089-E est présenté en boîtier 16 broches « Dual in line » rectangulaire, plastique. Le brochage est celui de tous les circuits montés en boîtier rectangulaire : vu avec les broches vers l'observateur (voir figure 4), la broche 1 est à droite et en haut du côté du repère ce qui situe toutes les autres broches, par exemple la broche 16 est à gauche du repère et en haut. Si au contraire le CI est vu de **dessus**, la broche 1 sera en haut et à gauche et la 16 en haut et à droite, les broches 8 et 9 étant alors en bas. Le boîtier à 16 broches est très petit : longueur 19,93 mm max., largeur 8,25 mm max., distance entre broches et axe en axe : 2,54 mm = 1/10 de pouce.

Voici les principales performances de ce CI : sensibilité de limitation exceptionnelle : 12 μ V au point - 3 dB ; distorsion faible :

0,1% avec montage à deux bobines L_3 qui sera commenté plus loin, fonctionnement excellent avec une seule bobine L_3 , BF de sortie de 400 mV fournit un signal de réglage silencieux de CAF, de commande d'indicateur et de CAG retardée. Dans ce CI des régulateurs de tension intérieurs sont prévus.

Ces régulateurs permettent de maintenir le courant consommé à une valeur constante lorsque la tension d'alimentation appliquée entre V_+ et masse, varie de + 8,5 à 16 V, qualité précieuse pour appareils portatifs ou sur véhicules.

On est assuré d'un bon fonctionnement dans la gamme de température ambiante - 40 °C à + 85 °C, qualité également intéressante pour des appareils transportables d'une région à l'autre par tous temps et climats.

TABLEAU I

Caractéristiques limites maxima à 25 °C :

- Alimentation : 16 V.
- Tension entre points 11 et 4 : 16 V.
- Tension entre points 11 et 14 : 2 V.
- Courant continu passant par 15 : 2 mA.
- Dissipation totale à $T_A = 60$ °C : 600 mW.
- Au-dessus de 60 °C : dérive de 6,7 mW/°C.
- Température ambiante : - 40 à 86 °C.
- Température des broches pendant la soudure : + 265 °C.

La soudure doit être faite à une distance de 0,79 mm au moins du boîtier et pendant 10 s au maximum.

Voici maintenant, au tableau II ci-après les caractéristiques électriques de fonctionnement normal.

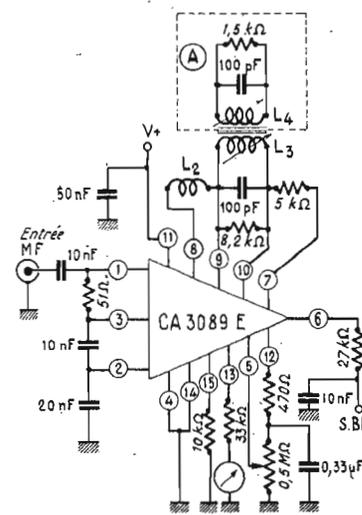


Fig. 5

MONTAGES DE MESURE

Un montage de mesures valable lorsque la bobine d'accord du détecteur de phase est à deux bobines est celui de la figure 5. Le même montage est valable avec une seule bobine, la partie A étant alors enlevée du schéma. Cette variante sera désignée par figure 5-A. Toutes les données du tableau II ont été déterminées à l'aide de ces montages de mesures qui sont d'ailleurs peu différents du montage du CI dans un récepteur. La principale différence est que le générateur de signaux à 10,7 MHz est branché à la place du filtre céramique ou du bobinage équivalent (voir par exemple la figure 1). La résistance de 51 Ω permettra l'adaptation du générateur de 50 Ω à l'entrée du CI. La bobine L_1 sera donc, enlevée.

Le gain sera mesuré avec un indicateur disposé à la sortie et la distorsion avec un distorsiomètre disposé également à la sortie point 6. La valeur du produit KQ_C , Q_C étant la valeur commune des coefficients de surtension en

charge, est donnée par la relation $KQ_C = 0,7$, c'est-à-dire 70% du produit $KQ_C = 1$ correspondant au couplage critique.

Les bobines seront réalisées sur un tube de 5,5 mm de diamètre (voir Fig. 6) avec 20 spires de fil de 0,16 mm de diamètre, distance de 4 mm entre les deux bobines. A la figure 7, on donne d'autres résultats des mesures.

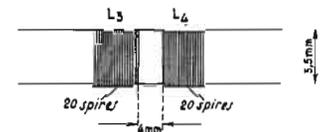


Fig. 6

Celles-ci ont été effectuées avec une alimentation de 12 V, $T_A = 25$ °C et le montage d'essais de la figure 6.

L'effet de la CAG utilisable pour le sélecteur est indiqué par la courbe B. La tension au point 5 du CI est mesurée en fonction de la tension MF à 10,7 MHz,

TABLEAU II

Caractéristiques statiques	Symbole	Conditions de mesure	Circuit figure	Limites			Unité
				Min.	Nom.	Max.	
Courant au repos	C_{11}	Sans signal	5	16	23	30	mA
Tension point 1	V_1	Sans signal	5 et 5 A	1,2	1,9	2,4	V
Tension point 2	V_2	Sans signal	5 et 5 A	1,2	1,9	2,4	V
Tension point 3	V_3	Sans signal	5 et 5 A	1,2	1,9	2,4	V
Tension point 6	V_6	Sans signal	5 et 5 A	5	5,6	6	V
Tension point 10	V_{10}	Sans signal	5 et 5 A	5	5,6	6	V
Dynamiques							
Tension d'entrée de limitation	V_1 lim.	V entrée = 0, IV $f_0 = 10,7$ MHz Mod. AM = 30 %	5 et 5 A		12	25	μ V
Rejection AM (P. 6)	Rej. AM	V entrée = 0,1 V $f_{mod} = 400$ Hz	5 et 5 A	45	55	500	mV
BF (Point 6)	V_0 (BF)		5 et 5 A	300	400	500	mV
Dist. harmonique totale	DT	Déviation ± 75 kHz	5 A	simple	0,5	1	%
Accord simple p. 6	DT		5	double	0,1		%
Accord double p. 6							
Rapport signal/souffle	(S + N)/N	»	5 et 5 A	60	67		dB

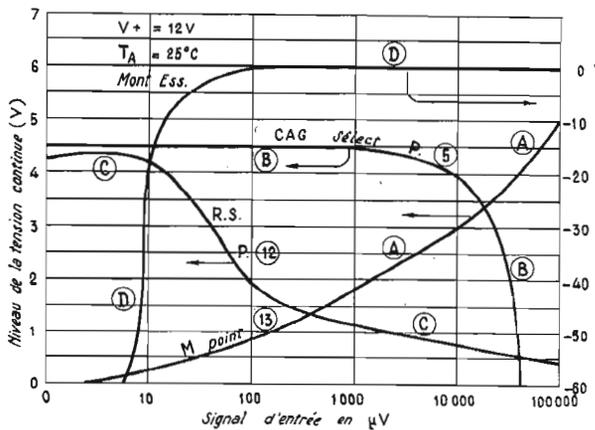


Fig. 7

appliquée à l'entrée. Cette tension est évaluée en μV . Considérons les ordonnées de gauche. On voit que pour 1 000 μV et moins, la tension de CAG se maintient à 4,5 V environ. La courbe D donne le niveau de la tension BF à la sortie, en ordonnées à droite et en décibels par rapport au niveau maximum (400 mV) en fonction de la tension d'entrée.

On voit que ce niveau se maintient au-dessus de 100 μV à l'entrée et tombe rapidement au-dessous de 100 μV . La courbe A donne la tension au point 13 destinée à l'indicateur M. On l'a mesurée en court-circuitant celui-ci. Il est clair que cette tension augmente de zéro (pour moins de 10 μV à l'entrée) jusqu'à 5 V environ pour 100 000 $\mu V = 0,1 V$ à l'entrée point 1.

vantes : $V + = 12 V$, $T_A = 25 ^\circ C$ et un microampèremètre est connecté en série avec une résistance de 5 k Ω entre les points 7 et 10 du CI. Remarquons que sur le schéma de la figure 5, la résistance de 5 k Ω est branchée entre les points mentionnés. Ce courant est celui du signal de correction CAF fourni par le circuit intégré à l'oscillateur du sélecteur d'entrée du récepteur.

CONSTRUCTION DE L'APPAREIL

Ce circuit intégré en raison des diverses possibilités qu'il offre, notamment la CAG différée, la CAF, le réglage d'accord par indicateur à microampèremètre, le réglage silencieux et son grand

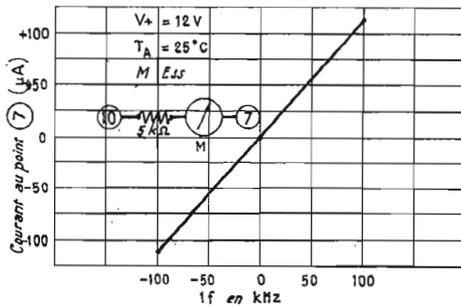


Fig. 8

La courbe C donne les caractéristiques du réglage silencieux, ordonnées à gauche, c'est-à-dire la tension au point 12 du CI. Plus le signal d'entrée est fort, plus la tension au point 12 diminue pour tomber à 0,5 V lorsque le signal est maximum, c'est-à-dire 0,1 V. Voici encore, à la figure 8, le courant en microampères passant par le point 7 en fonction de la variation de la fréquence par rapport à la fréquence « centrale » de 10,7 MHz. Cette déviation Δf est évaluée en kHz et dans les conditions sui-

gain, n'est pas très facile à être utilisé par un technicien non expérimenté, car la mise au point des différents circuits auxiliaires peut être délicate.

De plus, les bobinages L_3 - L_4 doivent être réalisés avec beaucoup de précision pour obtenir une très faible distorsion et un réglage silencieux efficace.

Le montage est réalisable sur une platine isolante imprimée ou non. Le CI sera disposé au milieu et on connectera les divers composants, aussi près que possible des points de terminaison 1 à 15.

A la figure 9 on donne une idée de la disposition des composants extérieurs par rapports au CI vu de dessous avec les broches 1 et 16 en haut du dessin.

On n'a pas respecté les dimensions réelles des composants donc, ce plan ne peut pas être considéré comme un plan de câblage. Les masses pouvant être toutes réunies par un fil de gros diamètre qui fera le tour du CI.

Ainsi, compte tenu des fonctions des divers points, on pourra partir de la masse proche du point 15 et la réunir aux masses proches des points suivants : 14, 13, 12, 11.

La masse point 14 sera réunie par dessus le CI à la masse point 4. Celle-ci sera réunie aux masses situées à droite sur le dessin de la figure 9.

Remarquons que sur la platine, les bornes CAG, CAF, ALIM., sortie BF, vers microampèremètre seront de simples points relais qui seront reliés aux points correspondants du récepteur.

Par exemple le point CAF sera relié au sélecteur, la sortie BF vers le commutateur si l'appareil est AM/FM ou vers le decodeur si l'appareil est uniquement FM.

Rappelons que les tuners FM avec détecteurs en quadrature s'accordent très facilement. Il suffit de régler les accords pour obtenir le maximum de signal BF à la sortie.

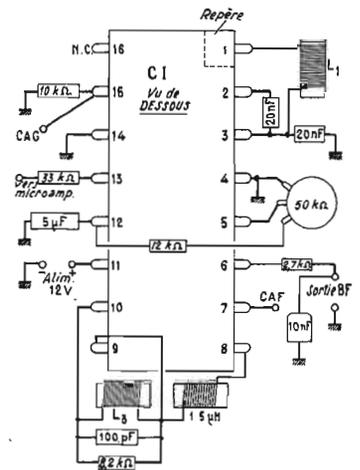


Fig. 9

Comme sélecteur il est recommandable d'adopter un modèle très moderne avec étage HF à transistor à effet de champ.

Nous prévenons nos lecteurs qui s'intéresseraient à ce CI d'attendre la publication d'un prochain article donnant des précisions complémentaires sur le montage pratique, les bobines et la mise en point. Pour le moment, les lecteurs ont été documentés sur ce composant qui, toutefois est disponible en France.

F. JUSTER.

Vient de paraître à la 12^e édition de l'ouvrage :

CONSTRUCTION DES PETITS TRANSFORMATEURS

par Marthe DOURIAU et F. JUSTER



La 12^e édition de ce livre qui a été un de nos plus grands succès de librairie parmi les ouvrages techniques, a été complètement révisée, améliorée et rendue conforme à toutes les exigences de la technique actuelle. En ce qui concerne les divers transformateurs de petite puissance utilisables en électronique : radio, télévision, basse fréquence, chargeur, régulateur, les auteurs ont décrit dans ce livre toutes les méthodes pratiques et à la portée de tous, permettant aux lecteurs de concevoir et de réaliser facilement la plupart des transformateurs de petite puissance dont ils auront besoin.

Principaux chapitres :

Principe des transformateurs. — Caractéristiques des transformateurs. — Calcul des transformateurs. — Les matières premières. — Les transformateurs d'alimentation. — Les bobines de filtrage. — Transformateurs d'alimentation et bobines pour amplificateurs de grande puissance. — Les transformateur BF. — Les autotransformateurs. — Les régulateurs manuels de tension. — Les transformateurs pour chargeurs. — Les transformateurs de sécurité. — Applications domestiques des petits transformateurs. — Panneaux des transformateurs. — Réfection et modifications. — Pratique du bobinage. — Les transformateurs à colonnes. — Quelques transformateurs pour l'équipement de stations-service. — Les transformateurs triphasés. — L'imprégnation des transformateurs. — Les tôles à cristaux orientés. — Quelques transformateurs utilisés dans les montages à transistors.

Un volume broché de 208 pages, format 15 x 21, 143 schémas

Prix : 18 F

En vente à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO

43, rue de Dunkerque, PARIS (10^e)

Tél. : 878-09-94/95

C.C.P. 4949-29 PARIS

(Ajouter 10 % à la commande pour frais d'envoi)

INDICATEUR DE VENT APPARENT

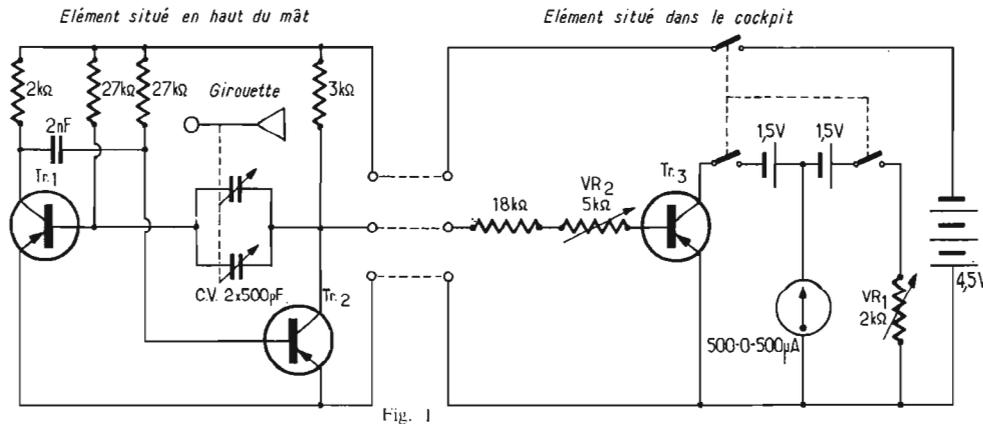


Fig. 1

Cet appareil, de conception simple, est destiné à indiquer la différence entre la direction du vent apparent et la course d'un voilier.

POUR améliorer les performances d'un voilier remontant au vent, il faut réaliser un compromis entre l'obtention d'un près très serré et la conservation d'une vitesse relativement élevée. Un appareil indiquant la vitesse relative et la direction du vent apparent permet d'améliorer le réglage du bateau.

Le dispositif utilisé est léger et peu coûteux. Une simple girouette sert à faire tourner les lames mobiles d'un condensateur variable à air, lequel, à son tour, modifie la constante de temps d'un multivibrateur. Cet ensemble est fixé en haut du mât. Il est raccordé par un câble léger à trois conducteurs à un voltmètre différentiel à transistors installé dans le cockpit, ainsi que les piles.

mobiles du condensateur modifié à la fois la fréquence et le rapport travail/repos du signal de sortie du multivibrateur, tout en ayant peu d'effet sur son amplitude. L'indicateur n'est sensible qu'aux variations du rapport travail/repos. Le signal de sortie provenant du multivibrateur n'est pas intégré électriquement, mais est envoyé directement au voltmètre différentiel dont l'indication est stable, grâce à l'inertie du microampèremètre à bobine mobile. Cette méthode s'est révélée satisfaisante dans la pratique.

En choisissant convenablement les valeurs des composants, on obtient une relation à peu près linéaire entre l'angle des lames fixes et mobiles du condensateur variant de 10° à 100° et le courant collecteur de Tr₂ mesuré par le milliampèremètre à bobine mobile (voir Fig. 2). La variation de tension du collecteur de Tr₂ est mesurée en degrés grâce au voltmètre différentiel à zéro central.

L'appareil monté en haut du mât comporte essentiellement un condensateur d'accord à isolement par air, jumelé, de 500 pF analogue à ceux que l'on utilise dans les récepteurs à transistors. Le montage est effectué sur circuit imprimé. Afin de réduire le frottement, l'un des balais établissant le contact avec les lames mobiles du condensateur est supprimé, tandis que les cages à bille supportant les lames mobiles sont démontées et nettoyées au solvant puis remontées après lubrification à l'huile d'horloger. Une butée fixée à l'axe limite la rotation à 110°. L'ensemble est monté dans un boîtier métallique léger.

La girouette est montée sur l'axe du condensateur. Elle est formée d'une tige d'acier horizontale de 25 cm environ, comportant une palette de rodoïd équilibrée par un contrepoids.

Pour mettre l'appareil en service, régler la girouette de façon à ce que les lames du condensateur

forment un angle de 55° quand elle est dans l'axe du bateau. Effectuer la mise à zéro du microampèremètre en agissant sur le potentiomètre de 2 K. ohms, VR₁. Déplacer la girouette de 45° par rapport à l'axe du bateau; le gain de Tr₃ permet au microampèremètre d'indiquer + ou - 450 µA grâce au potentiomètre de 5 K. ohms VR₂. On doit pouvoir lire directement l'angle entre l'axe du bateau et la direction du vent apparent, 1° étant équivalent à 10 µA.

(D'après Wireless World.)

Tr₁, Tr₂ : AF126 - AF132, Tr₃ : AC125.

SCHEMA DE PRINCIPE

La figure 1 représente le schéma de l'appareil. Toute variation de l'angle entre les lames fixes et

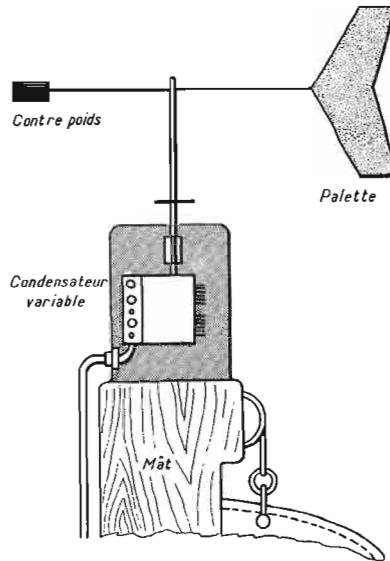
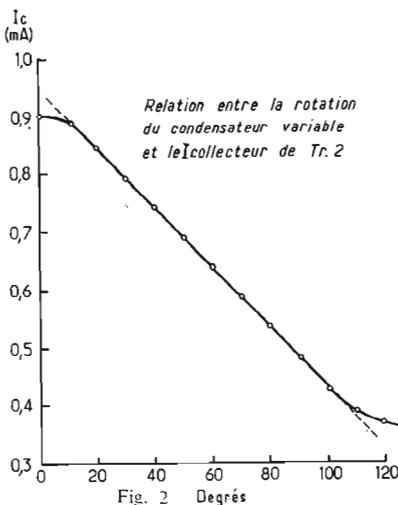


Fig. 3

Êtes-vous prêt?

la télévision en couleurs à portée d'

le diapo-télé test

UN **INNOVATION** SUCCÈS AU SALON

infra INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE

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 ÉLECTRONIQUE

24, r. Jean-Mermoz - Paris 8^e - BAL. 74-65

PRÉCIS PRATIQUE DES CASSETTES ET DES CARTOUCHES

NOUS sommes de plus en plus à « l'âge des cassettes ». On les utilise dans les magnétophones, dont les types sont de plus en plus variés, mais aussi dans les appareils de photographie, de cinématographie, dans les caméras, les projecteurs, et pour bien d'autres usages dans les appareils de contrôle et d'enregistrement. On commence à les adopter dans les machines audiovisuelles ou **vidéoscopes**, qui vont permettre d'enregistrer, à la fois, sur des films ou des bandes les images et les sons, et de les reproduire directement sur les écrans de nos téléviseurs.

L'emploi le plus répandu de la **cassette** consiste pourtant dans son utilisation sur les magnétophones généralement réduits et souvent portatifs, on comprend son importance lorsqu'on sait qu'il y a actuellement quatre millions de magnétophones en service, et que la proportion des appareils à cassettes augmente constamment.

La **cassette de magnétophone** est une petite boîte en matière plastique qui contient la bande magnétique, sur laquelle les sons sont enregistrés ; elle contient également les noyaux sur lesquels s'enroulent les galettes débitrice et réceptrice sur certains dispositifs, des systèmes d'entraînement sont adaptés sur la cassette elle-même, et ne sont plus montés sur la platine du magnétophone.

Dans ce domaine, comme dans beaucoup d'autres encore à l'heure actuelle, **il n'y a pas de normalisation universelle** ce qui est fort regrettable ; il existe des variantes suivant les constructeurs et l'origine des fabrications, mais il y a eu cependant, depuis l'apparition des premiers modèles vers 1964, certaines simplifications, de sorte qu'on peut considérer, d'une part, les **cassettes proprement dites Compactes** adoptées désormais en Europe à l'instigation de **Philips** et, d'autre part, les systèmes **américains** qu'on appelle plutôt des **cartouches** et qui présentent des caractéristiques assez différentes. Devant ces variantes l'utilisateur peut être parfois décontenancé, c'est pourquoi il est bon de **préciser les caractéristiques actuelles et l'avenir prochain**.

Une certaine complexité se manifeste aussi pour les **bandes magnétiques** contenues dans ces cassettes. Alors qu'initialement les bandes contenues dans les boîtiers étaient simplement des rubans à oxyde magnétique du type ordinaire, mais de haute qualité, et très minces, l'amateur a désormais le choix entre les bandes à **oxydes de fer ordinaire**, à **oxydes de fer renforcés au cobalt**, ou même les **nouvelles bandes au di-oxyde de chrome**.

Cependant, ces dernières ne peuvent être employées sans précaution spéciale sur des magnétophones quelconques à cassettes, en remplacement des bandes ordinaires, car elles exigent une polarisation spéciale, alors que les bandes renforcées au cobalt sont adoptées sans difficulté à la place des bandes ordinaires, et permettent généralement des résultats remarquables, une augmentation de l'intervalle de puissance, c'est-à-dire du **contraste sonore**, et une réduction appréciable du **bruit de fond**.

L'ÉVOLUTION DES CASSETTES MAGNÉTIQUES

Les progrès des magnétophones à cassettes ont été rapides. Les premiers modèles ont été créés en 1964 par **Philips** ; depuis lors, cette firme a mis sur le marché plus d'un million d'appareils et son type de cassette a été choisi par une cinquantaine de marques. D'autres constructeurs ont réalisé des matériels similaires utilisant des cassettes différentes (tableau 1).

Dans ce domaine, comme dans beaucoup d'autres encore, à l'heure actuelle, il existe des variantes suivant les constructeurs et l'origine des fabrications. Une dizaine d'autres systèmes existent ainsi actuellement ; l'un des plus répandus est fondé sur l'emploi d'une **cartouche stéréophonique à 8 pistes**, étudiée d'abord aux États-Unis en 1965 par les Sociétés **R.C.A.-Victor**, **Motorola**, **Lear Jet**, et Ford et destinée essentiellement à être employée sur les automobiles pour une sonorisation stéréophonique.

Un an après, ce procédé équipait déjà près de 400 000 véhicules ; il y en a désormais près de 1 million et la **cartouche stéréo 8** a été adoptée par la plupart des fabricants d'automobiles de grande marque : Ford, General Motors, Chrysler, Volkswagen, etc., et introduite en Amérique Latine ; elle a fait son apparition en Europe dès 1970 et, en particulier, en France.

Parallèlement à cette évolution, les magnétophones à cassettes destinés à l'enregistrement, les éditions de musicassettes pré-enregistrées ont été étudiés et mis au point. Actuellement la majorité des éditeurs de disques produisent des **musicassettes**, non seulement en monophonie, mais en **stéréophonie compatible**. Plus de 100 000 titres et plusieurs dizaines de millions de cassettes ont ainsi été mises sur le marché mondial. Les cassettes utilisées pour ces éditions industrielles sont de même type que celles contenant des bandes magnétiques vierges, et fournies aux amateurs pour leurs propres enregistrements.

L'avènement des bandes pré-enregistrées a, à son tour, déterminé l'étude et la production d'un nouveau genre d'appareil, le **lecteur à cassette magnétique**, ne comportant pas des dispositifs d'enregistrement et destiné ainsi à remplacer le petit électrophone pour musique de variétés. Mais, en fait, il faut bien l'avouer le succès des lecteurs d'appartenance est encore assez limité, car les amateurs préfèrent, en général, et pour un prix équivalent, choisir des appareils permettant à volonté l'enregistrement ou la lecture. Par contre, les lecteurs stéréophoniques équipent souvent des automobiles.

En tout cas, les acheteurs n'ont que l'embaras du choix, mais celui-ci peut parfois être plus ou moins malaisé, en raison de l'absence de standardisation du système de cassette.

On distingue ainsi, en principe, **deux sortes de cassettes**, les unes comportent deux axes recevant respectivement la galette débitrice et la galette réceptrice, et la bande magnétique se déplace d'un noyau à l'autre. C'est sur ce principe que sont conçues les cassettes européennes dites **Compact** (ou ini-

SYSTEME	TYPE	LARGUEUR DE LA BANDE mm	VITESSE cm/s	NOMBRE DE PISTES	DURÉE	FREQUENCE Hz
COMPACT (PILIPS)	2 axes	3,81	4,75	Mono : 2 Stéréo 4	C - 60 = 2 x 30mn C - 90 = 2 x 45mn 2 x 60mn	100-8000 à + 6dB
DC INTERNATIONAL (GRUNDIG) (SYSTEME ABANDONNE)	2 axes	3,78	5,08	Mono : 2	DC 90 = 2 x 45mn DC 120 := 2 x 60mn	100-10000 à + 6dB
FIDELIPAC (U.S.A.)	1 axe bande sans fin	6,35	9,5	Mono : 4 Stéréo 2	Divers de 30 mn à 2 h	Plusieurs types de bandes
LEAR (U.S.A.)	1 axe bande sans fin	6,35	9,5	Stéréo 8	4 x 20mn	
ORRTRONICS U.S.A.	1 axe bande sans fin	6,35	9,5	Stéréo 4	40 mn	
MAYACORD (SUISSE)	1 axe bande sans fin		7,5	Mono : 4	4 x 24mn 4 x 40mn	
PLAYTAPE	1 axe		9,5	Mono : 2	24 mn	

Tableau 1. — Les différents systèmes de cassettes et de cartouches

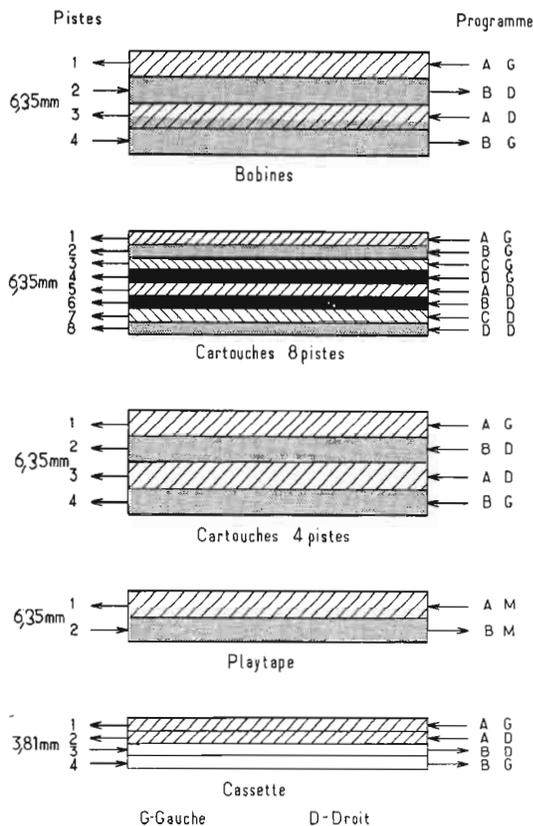


Fig. 1. — Dispositions diverses des pistes sur les bandes de cassettes et de cartouches.

tialement D C International) et d'autre part, les cassettes japonaises Hitachi. Le D C International adopté par Grundig et Telefunken, a d'ailleurs été supprimé à la suite d'accords européens; c'est le système **Compact** qui est alors le seul employé en Europe.

La cassette standard européen Philips dite Compact contient une bande magnétique de 3,81 mm de large, elle permet d'enregistrer deux pistes sur la largeur de la bande, mais il est devenu possible, tout en conservant cette même largeur, d'effectuer des **enregistrements stéréophoniques**. Dans ces conditions, la largeur de chaque piste est alors réduite à 0,6 mm environ, mais au lieu d'être intercalées comme dans les bandes destinées aux appareils à bobines, les deux pistes servant au deux canaux sont successives, de sorte que le système est évidemment compatible, et que la durée de l'enregistrement est la même pour une même longueur de bande, qu'il s'agisse d'enregistrement mono ou stéréo. Les cassettes habituelles sont du type C30, C60, C90, C120; elles permettent, comme leur nom l'indique, d'obtenir ainsi des enregistrements de 2 x 15, 2 x 30 minutes, 2 x 45 minutes, et 2 x 60 minutes, si normalement elles ne permettent pas la marche en avant rapide, la possibilité de retour en arrière est possible; la vitesse de défilement standard normalisée est de 4,75 cm/seconde.

Il suffit de placer le boîtier sur le magnétophone dans la fente ou le guide destiné à cet effet, sans

nécessité d'aucune adaptation spéciale du bobinage. Lorsque la galette débitrice est déroulée, le système s'arrête automatiquement, la cassette est facilement éjectée, et il suffit de la retourner facilement pour obtenir l'enregistrement ou la lecture sur la deuxième partie des pistes dans la direction opposée.

Les machines comportant un compteur à affichage numérique permettent d'obtenir une plus grande précision de repère de l'enregistrement, que par l'observation directe du défilement de la bande à travers la petite fenêtre qui se trouve sur le couvercle du boîtier; mais, bien entendu, le **montage** de la bande est toujours difficile, sinon impossible, et le défilement en avant rapide n'est pas employé. La durée maximale d'enregistrement atteint cependant facilement 2 heures, comme nous l'avons noté plus haut, alors qu'il ne dépasse pas 80 minutes pour la plupart des cartouches américaines et il y a même des cassettes récentes spéciales de 180 ou de 140 minutes.

L'apparition des bandes de haute qualité a permis d'envisager la réalisation et l'utilisation des magnétophones à cassette de ce type qui ne sont plus seulement des machines portatives et d'emploi facile ou destinées à remplacer les électrophones pour disques de variétés, mais constituent de véritables **appareils musicaux**, ce qui est vraiment remarquable étant donné la vitesse de défilement faible de la bande magnétique.

L'événement des perfectionnements remarquables de montage

également permet aussi d'améliorer encore les résultats, en réduisant de façon notable les bruits de fond, qui constituaient un des inconvénients du procédé, en raison justement de la faible vitesse du défilement, et de la réduction de la largeur de la piste aimantée.

Les meilleurs appareils actuels dotés de ce perfectionnement permettent ainsi de concurrencer les modèles de magnétophones ordinaires à bobines, et leurs prix sont, d'ailleurs, du même ordre. Nous voyons même apparaître des modèles récents permettant l'inversion automatique de défilement des bandes, et des modèles mixtes à la fois pour bobines et pour cassettes. En même temps, d'ailleurs, les musicassettes contenant des bandes magnétiques éditées industriellement sont offertes par les fabricants en nombre de plus en plus grand et concurrencent ainsi les disques phonographiques.

LES CARTOUCHES ET LEURS VARIANTES

Les cartouches standard américaines, au contraire des cassettes européennes, sont **essentiellement destinées à la stéréophonie** et contiennent des bandes magnétiques standard de largeur normale de 6,35 mm qui ne sont plus entraînées à une vitesse de 4,75 cm/seconde, mais de 9,5 cm/seconde, mais, en principe, elles sont destinées essentiellement à la **lecture plutôt qu'à l'enregistrement**, et on les emploie ainsi dans des **lecteurs de cassettes**.

La cassette stéréo normale à 8 pistes, et non plus à 4 pistes, est ainsi un boîtier qui contient une seule galette de bande magnétique sans fin. Il y a 8 pistes parallèles toutes enregistrées dans la même direction. Lorsque la cartouche est placée dans le guide ou la fente du magnétophone, le mécanisme d'entraînement est mis en action, et la bande se déplace devant la tête de lecture à la vitesse de 9,5 cm/seconde, ce qui permet la lecture de la première paire de pistes. Une fois que toute la longueur de la bande a été utilisée, ce sont les **têtes magnétiques qui sont décalées** pour la lecture de la seconde partie du programme avec la seconde paire de pistes, et il en est de même pour la troisième et la quatrième paires de la même manière (Fig. 1).

Après la lecture de la dernière paire de pistes de la bande et jusqu'au moment où l'appareil est arrêté, ou la cartouche éjectée l'appareil répète constamment la même suite de programmes, puisque la bande forme **une boucle continue**. En fait, les cartouches stéréos à 8 pistes peuvent être jouées sur des appareils mono-piste pour obtenir une reproduction en mono.

Les **cartouches** possèdent donc **un seul axe avec une seule bobine**. La bande magnétique sort de la spire centrale, pour passer sur les têtes magnétiques, puis va s'enrouler sur la spire extérieure. Elle constitue ainsi une boucle sans fin, et peut assurer, en principe, un défilement infini. Ce type de cassette est adopté aux Etats-Unis et sur quelques appareils européens, et surtout japonais. Ce sont, en particulier, les systèmes Fidelipac, Lear, Orrtronic et Mayacord. Les systèmes Fidelipac et Lear sont, en fait, surtout employés pour les lecteurs de bandes et non pour l'enregistrement.

Les magnétophones à cassettes destinés aux cassettes Compact sont, donc en très grande majorité, des appareils enregistreurs-lecteurs, et non pas simplement lecteurs, alors que les magnétophones stéréo à **cartouches** à 8 pistes **stéréophoniques** sont, au contraire, la plupart du temps **uniquement des appareils lecteurs et non enregistreurs**.

Les cassettes, comme les cartouches, peuvent permettre d'obtenir des enregistrements de plus ou moins longue durée, bien que la vitesse de défilement choisie ne soit pas réglable, comme sur la plupart des appareils à bobines, mais fixe, soit, en général, de 4,75 cm/seconde sur les appareils à cassettes Compact et 9,5 cm/seconde sur les appareils à cartouches à 8 pistes.

La différence de durée des enregistrements est obtenue normalement, non en faisant varier les dimensions des galettes de bande, ce qui serait difficile, puisque le boîtier a toujours les mêmes dimensions, mais en modifiant **l'épaisseur de la bande**, ce qui permet de conserver toujours le même diamètre, tout en augmentant la longueur.

Les bandes magnétiques contenues dans les cassettes et les cartouches varient aussi rappelons-le suivant la composition de l'enduit magnétique; il y a des bandes à oxyde de fer ordinaire de qualité, à oxyde de fer renforcé au cobalt, de prix plus élevé, mais permettant d'obtenir un bruit de fond plus réduit et un intervalle de puissance et un relief sonore plus élevé, et même les nouvelles bandes au dioxyde de chrome, présentant des caractéristiques, tout à fait spéciales, en particulier, permettant une réduction extrêmement notable du bruit de fond, malgré la faible vitesse de défilement des bandes, et la limitation de la largeur des pistes.

Cependant, ces bandes ne peuvent être employées sans précaution spéciale sur des magnétophones quelconques à cassettes en remplacement des bandes ordinaires, car elles exigent une polarisation spéciale alors que les bandes renforcées au cobalt sont employées

sans difficulté à la place des cassettes à bandes magnétiques ordinaires.

LES AVANTAGES DES CASSETTES

Les magnétophones à cassettes sont caractérisés par la **facilité d'utilisation**. Les modèles Compact servent, non seulement à produire, mais à enregistrer ; ils sont, en général, légers et maniables, peuvent être montés sur les automobiles, permettent l'utilisation avec batterie ou secteur au moyen d'un bloc-secteur. En général, une cassette permet sans difficulté au minimum 500 reproductions, comme les tests de lecture l'ont prouvé.

Le prix de revient n'est guère plus élevé que celui des bobines et même les cassettes enregistrées sont aussi avantageuses que les autres supports de son ; les possibilités d'utilisation deviennent de plus en plus grandes depuis l'apparition des **Cassettes stéréo compatibles**, c'est-à-dire pouvant être également utilisées sur des appareils monos du même système, et vice-versa. L'utilisation consiste à poser la cassette, à l'emboîter, à appuyer sur un bouton ; l'éjection est obtenue généralement en appuyant sur un autre bouton ; il n'y a pas de risque d'erreur, la bande est protégée à l'intérieur de la cassette, et on ne peut la toucher qu'à l'endroit prévu pour être au contact des têtes magnétiques.

Les durées d'audition sont très longues par rapport à l'encombrement des boîtiers. La cassette Compact la plus répandue en Europe permettait d'abord une durée d'utilisation maximale de 30 minutes par piste, soit au total de 60 minutes pour les deux pistes. Mais grâce à la protection de la bande dans la cassette, on a pu utiliser une bande plus mince et réaliser ainsi une cassette de 45 minutes d'audition par piste, soit 90 minutes de durée totale, la bande est 4 fois moins épaisse que la bande standard. Avec une bande extrêmement mince il est même devenu possible d'atteindre une durée d'audition de 60 minutes par piste, soit une durée totale de 2 heures ; la protection de la bande est encore assurée efficacement par la cassette, alors que l'emploi des bandes ultra-minces en bobine exige des précautions.

Le seul inconvénient des cassettes réside justement dans le montage de la bande dans un boîtier fermé, ce qui ne permet pas le montage et rend plus difficile certains usages spéciaux, tels que la synchronisation de la bande avec une caméra ou un projecteur de diapositives ou de cinéma. De même le rebobinage à vitesse rapide est généralement obtenu sur la plupart des magnétophones à cassettes, mais la marche en avant rapide n'est pas possible.

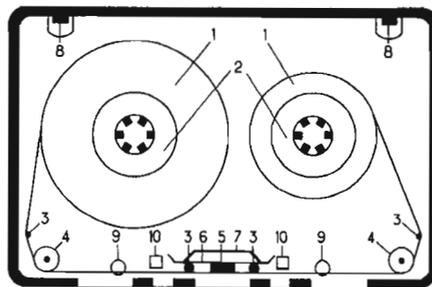


Fig. 2. — Les différents éléments de la cassette Compact

LA CASSETTE STANDARD COMPACT

Les cassettes européennes, dites Compact les plus courantes renferment ainsi une bande magnétique de 3,81 mm de large, avec une tolérance de $\pm 0,05$ mm. Ces bandes réduites en largeur ont des épaisseurs totales de 25, 18, 12 ou 9 microns suivant les durées d'audition désirées avec une vitesse de défilement normale de 4,75 cm/seconde.

Le fonctionnement est généralement le suivant. La bande magnétique (1) enroulée couche magnétique vers l'extérieur, part du noyau d'enroulement en plastique (2) débiteur. Les noyaux sont munis dans l'évidement central de dents qui s'accrochent sur les axes d'entraînement de l'appareil.

La bande défile de gauche à droite ; elle passe successivement devant un téton de guidage (3), un rouleau de guidage (4), glisse devant plusieurs ouvertures correspondant à chaque fonction du magnétophone à l'enregistrement et à la reproduction. Lorsque la cassette est dans l'appareil, une pression sur le bouton de mise en marche « Start » introduit les têtes d'effacement (11) et d'enregistrement lecture (12) et le galet presseur en caoutchouc (13) dans la cassette, comme on le voit sur les figures 2 et 3.

La bande est tout d'abord conduite devant la tête d'effacement (11) qui fonctionne dans la position d'enregistrement ; elle passe ensuite devant la tête combinée (12) enregistrement-reproduction, servant aussi bien à l'enregistrement qu'à la reproduction. Pour permettre un contact satisfaisant de la bande et de la tête, un tampon de feutre est appliqué sur la face intérieure de la bande par une lame de ressort (6). Un blindage magnétique (7) protège la tête de reproduction contre les champs magnétiques indésirables produits par l'appareil et son entourage.

La bande passe ensuite entre le galet presseur (13) et le cabestan (14) assurant l'entraînement à une vitesse de défilement constante. Lors de l'insertion de la cassette, le cabestan placé sur la platine du magnétophone apparaît au travers de l'ouverture (9) dans l'intérieur de la cassette, tandis que le galet presseur n'est mis en position

qu'après pression sur le bouton « Start », et il ne reste plus à la bande qu'à passer devant un rouleau de guidage et un téton de guidage avant d'aller s'enrouler finalement sur le noyau récepteur.

Deux autres ouvertures (10) sur la cassette, sont destinées à recevoir, lorsque celle-ci est placée dans le magnétophone, deux pointes guides ménagées par la platine. Elle permet le maintien de la cassette à sa place exacte.

Sur la partie arrière mince de la cassette, se trouvent deux logements (8) obstrués par une languette de plastique. Lorsque la cassette est neuve ou vierge, cette languette pousse en arrière le levier de blocage de l'enregistrement du magnétophone, lorsque la cassette est engagée dans la platine. Si cette languette manque après avoir été brisée, le blocage devient efficace et immobilise le bouton d'enregistrement du magnétophone. L'enlèvement de la languette protège ainsi l'enregistrement de la cassette que l'on peut préserver de tout effacement accidentel.

De plus, une languette de blocage correspond à chaque piste séparément. Lorsque la cassette est posée à plat, c'est la languette qui se trouve en arrière et à gauche qui protège la piste dont on peut lire le numéro sur l'étiquette. On peut ainsi à volonté bloquer l'enregistrement des deux pistes, ou d'une seule, suivant la nature de l'enregistrement et, en particulier, lorsqu'on emploie des musicassettes préenregistrées. L'enlèvement des languettes évite le risque d'un effacement accidentel d'un enregistrement coûteux et de qualité.

L'enlèvement de la languette au dos de la cassette rend tout effacement impossible ; si, malgré tout,

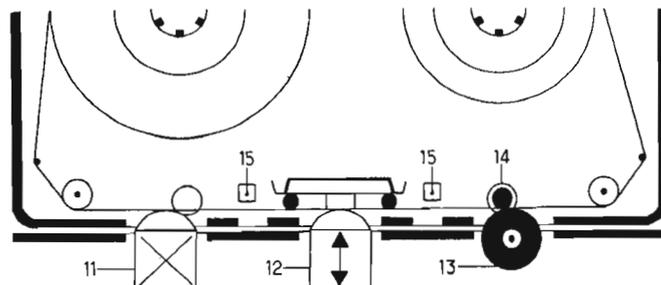


Fig. 3. — La cassette Compact en position de fonctionnement

à un moment quelconque, on désire effacer un enregistrement protégé, il suffit de coller un bout de bande adhésive sur l'ouverture, et l'on peut ainsi effacer enregistrer et de nouveau effacer la bande, tant que le ruban adhésif est en place.

Les bandes magnétiques standard de 3,81 mm servaient uniquement initialement pour la monophonie ; les cassettes Compact actuelles peuvent servir aussi bien pour les enregistrements et lectures en stéréo, mais il y a **compatibilité** (Fig. 4).

Dans l'enregistrement mono, entre les deux pistes large chacune de 1,5 mm un espace de 0,8 mm est prévu pour éviter tout chevauchement des deux pistes, tandis que pour l'enregistrement stéréo, les pistes sont encore plus étroites, et ne mesurent que 0,6 mm chacune.

Les deux pistes stéréophoniques sont l'une à côté de l'autre et sur une même moitié de la bande, ce qui n'est pas le cas pour les appareils à bobines, de sorte qu'il est possible de reproduire une cassette stéréo sur un magnétophone mono, puisqu'alors les deux pistes d'enregistrement sont lues simultanément par la tête de lecture large de 1,5 mm ce qui, à partir de signaux stéréo, donne une reproduction mono.

Si, au contraire, un enregistrement mono est lu par un appareil stéréo les deux têtes de lecture de 0,6 mm chacune reproduisent sur chacun des canaux les mêmes signaux mono ; ce risque n'existe pratiquement que pour les basses fréquences, mais, en fait, ces tonalités ne contribuent que très peu à l'effet stéréophonique.

LES CARTOUCHES

ET LEURS CARACTERISTIQUES

Il y a, en principe, **trois sortes de cartouches d'origine américaine** à 8 pistes, à 4 pistes, et du genre dit « Playtape », destiné uniquement à la reproduction d'enregistrements édités industriellement. Chacune contient une seule galette de bande magnétique placée dans un boîtier fermé en matière plastique, et qui fonctionne suivant le principe de la bande sans fin continue.

La bande part du bord intérieur de la galette, passe sur la tête ma-

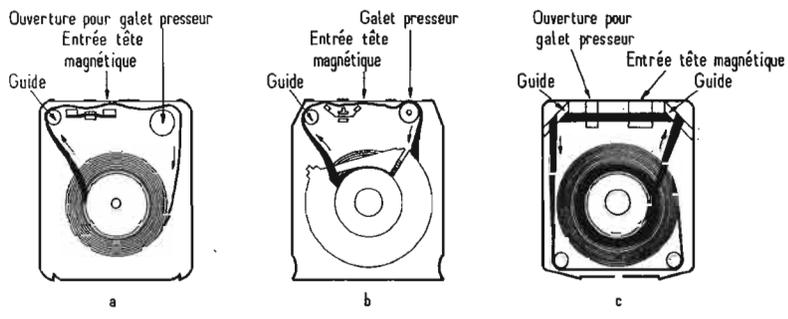
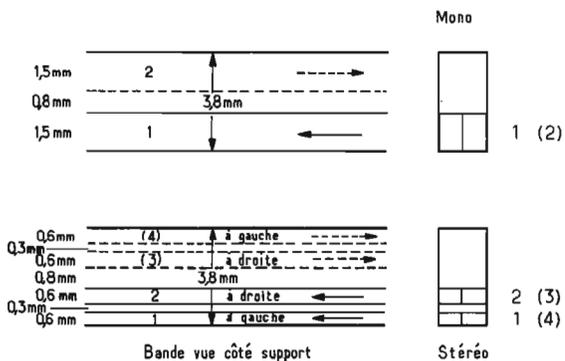


Fig. 5. — Les trois types de cartouches : Fidelipac, Learjets, Orrtronic

gnétique, et revient vers la galette sur le bord extérieur ; la cartouche est placée simplement par la fente habituelle de la platine du magnétophone (Fig. 5).

Le système 8 pistes est celui qui est normalement adopté. Il a été mis au point par Lear, R.C.A. et Motorola, initialement établi pour assurer la diffusion musicale dans les automobiles. Il est désormais possible de l'utiliser pour la musique d'appartement, et c'est lui qui permet d'obtenir le plus grand choix de programmes musicaux édités. Il permet d'assurer 80 minutes d'audition continue avec une qualité sonore comparable à celle d'un disque phonographique à longue durée de haute qualité.

Des enregistrements à 4 pistes ont été également étudiés pour permettre l'écoute sur automobile ; mais ils présentent l'inconvénient de permettre évidemment une durée d'enregistrement et d'écoute réduite de moitié, et les appareils correspondants ne comportent généralement que des dispositifs automatiques plus limités que les modèles à 8 pistes. Bien qu'encore utilisées aux Etats-Unis dans certaines régions, les cartouches à 4 pistes semblent avoir perdu beaucoup de leur intérêt et de leur vogue.

Enfin, les cartouches de lecture dite « Playtape » sont des dispositifs de dimensions très réduites et peu coûteux, destinés surtout aux appareils portatifs simplifiés, pour les enfants ou pour la musique de variété, ainsi que pour l'enseignement des langues. La fidélité des appareils correspondants est, d'ailleurs, limitée par les dimensions des haut-parleurs employés et il s'agit de modèles assez rudimentaires.

Les cartouches stéréo à 8 pistes normales comportent ainsi une bande magnétique sans fin de 6,35 mm de large habituelle enroulée sur un seul noyau et placée dans un boîtier qui mesure approximativement 21 mm x 100 mm x 125 mm. Comme nous l'avons noté, la bande part du centre de la galette et vient s'enrouler à nouveau sur le bord extérieur ; suivant ce principe, la bande frotte sur elle-même, ce qui exige une méthode quelconque de lubrification à sec ; il y a 8 pistes parallèles sur la

bande toutes enregistrées dans la même direction.

Lorsqu'une cartouche est placée dans l'emplacement correspondant de la platine du magnétophone, le mécanisme d'entraînement est mis en marche, et la bande se déplace devant la tête de lecture à une vitesse de 9,5 cm/seconde de façon à permettre la reproduction de la première paire de pistes. Une fois que toute la longueur de la bande est passée devant la tête, c'est la tête elle-même qui se déplace pour reproduire le second des quatre programmes enregistrés sur la seconde paire de pistes et ainsi de suite pour la troisième et la quatrième de la même manière (Fig. 6 et 7).

Après la lecture de la dernière paire de pistes sur la bande, si la cassette n'est pas enlevée, elle permet de **répéter constamment le même programme**. Mais, comme les cassettes Compact, les cartouches à 8 pistes essentiellement stéréo peuvent cependant être utilisées sur magnétophone **mono** pour obtenir une reproduction **mono**.

Bien qu'il y ait maintenant un certain nombre de magnétophones à 8 pistes à cartouches pouvant servir également à l'enregistrement, l'inscription magnétique d'une cartouche exige beaucoup plus de soin et d'attention que celle d'une cassette. Il est nécessaire de minutier avec soin la durée des programmes pour déterminer les longueurs individuelles des pistes de la cartouche, si l'on veut obtenir des résultats satisfaisants.

Le montage des cartouches à 8 pistes n'est, d'ailleurs, évidemment pas pratique non plus. La possibilité de repérer une partie donnée de la bande est assez limitée sur les machines courantes de lecture, mais, à un degré moindre sur les lecteurs permettant d'obtenir une marche avant rapide, bien qu'en réalité cette vitesse soit beaucoup plus faible que celle obtenue avec d'autres formats.

De nouveaux développements sont cependant possibles pour les cartouches à 8 pistes, depuis l'introduction des cartouches à 4 canaux assez récente. Cependant, les fabricants s'efforcent de réaliser de nouvelles machines pouvant permettre l'enregistrement avec l'addition de matériels pour l'apparte-

ment ou pour l'auto, **du type à 4 canaux dit Q8**. Des modèles récents permettent également la mise en marche rapide et quelques modèles très réduits sont prévus pour les emplacements exigus.

La nouveauté la plus importante dans le domaine des cartouches a été aux Etats-Unis l'apparition des **cartouches Q8**. Cette cartouche substitue deux programmes à 4 pistes à 4 programmes à 2 pistes ; les têtes de lecture ont ainsi 4 fentes au lieu de 2 espacées de l'intervalle convenable.

Certains pensent que le dispositif à quatre canaux peut avoir assez prochainement un développement important, parce que les appareils de lecture pour automobiles et même pour appartement sont d'un prix relativement compétitif de l'ordre de 500 à 1000 F aux Etats-Unis, et parce que ce matériel ne supprime pas l'utilisation des cartouches **stéréo 8** à deux canaux. Ainsi, un amateur possédant déjà un ensemble important de cartouches classiques peut encore les utiliser sur un **équipement compatible Q8** dont il fait l'acquisition. Il peut ainsi obtenir à volonté un effet d'ambiance et d'environnement sonore particulier.

CARTOUCHES OU CASSETTES ?

En général, les avantages de la cassette par rapport à la cartouche sont une dimension plus réduite de l'ordre du quart, une plus grande facilité d'enregistrement, une plus grande facilité de transport sous la forme monophonique, la possibilité à la rigueur de montage, de reboinage et de marche avant rapide, de repérage des parties d'enregistrement désirées, des durées d'enregistrement et de lec-

ture plus longues, et une diaphonie moins accentuée, c'est-à-dire un effet d'un enregistrement d'une piste sur une autre plus réduit.

Les avantages des cartouches stéréo à 8 pistes par rapport à la cassette consistent dans la possibilité d'un montage plus facile sur les appareils de lecture moyens, la possibilité d'établir des appareils stéréophoniques plus portatifs et pouvant être placés facilement sur les automobiles. Grâce à elles on peut réaliser des lecteurs stéréo meilleur marché et prévoir la possibilité d'établir des matériels à 4 canaux sonores quadriphoniques avec des programmes prévus pour l'appartement et l'automobile.

Théoriquement, par ailleurs, la cartouche avec sa bande défilant à 9,5 cm/seconde, doit permettre d'obtenir une audition de qualité encore supérieure à celle de la cassette, dont la bande défile à 4,75 cm/seconde. En réalité, en raison du bruissement produit par la bande et des bruits de fond communs aux deux formats, et qui sont dus à l'étroitesse des pistes et aux vitesses relativement faibles, leur qualité sonore est pratiquement la même, à moins que l'on ne puisse appliquer un dispositif de réduction du bruit de fond Dolby sur la cassette. Cette constatation s'applique aussi aux bandes préenregistrées des deux formats.

Bien qu'une bande-matrice à 8 pistes puisse être initialement supérieure, les bandes finales copiées à vitesse rapide sont plus difficiles à obtenir que les copies des quatre cassettes matrices. La qualité des matériels destinés à l'audition dans les appartements est ainsi la plupart du temps comparable.

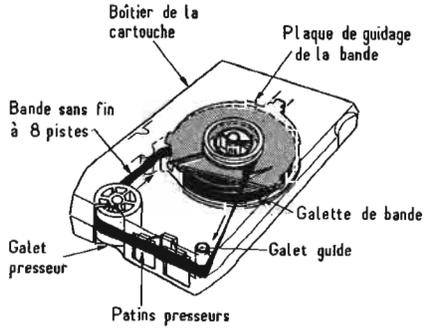


Fig. 6. — Fonctionnement d'une cartouche à 8 pistes

3 MAGASINS TÉRAL

POUR MIEUX VOUS SERVIR

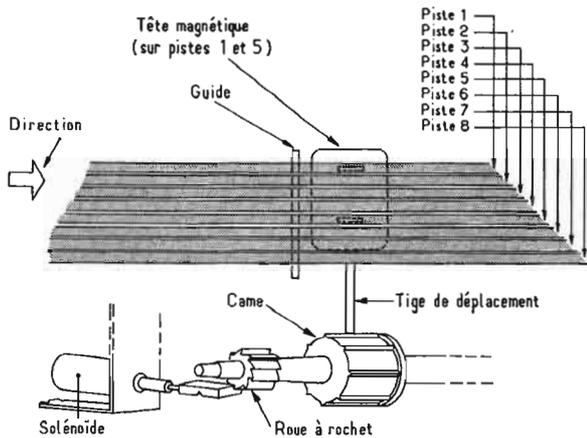


Fig. 7. — Dispositif de déplacement de la tête magnétique sur un magnétophone à cartouche à 8 pistes

CARACTERISTIQUES PRATIQUES DES CARTOUCHES

Il y a ainsi rappelons-le, trois types essentiels de cartouches à boucle sans fin. Dans la cartouche Fidelipac à 4 pistes, avec deux programmes stéréo à deux canaux, le galet de pression de la machine et le cabestan qui s'enfonce dans la cartouche par la partie inférieure saisit la bande et la pousse devant la tête de lecture. La cartouche Orrtronic est également à 4 pistes, mais la bande est guidée de façon différente. La bande est poussée sur la tête de lecture horizontalement ; la direction des défilements est opposée à celle de la cartouche Fidelipac (Fig. 5).

La cartouche Lear-Jet a des guides à galets pour la bande et le galet presseur constitue un élément intégré dans la cartouche ; elle renferme une bande enregistrée à 8 pistes, qui peut ainsi comporter 4 programmes complets stéréo ; elle est destinée spécialement aux automobiles.

Le défilement de la bande dans la cassette Orrtronic s'effectue en sens inverse, de sorte que le moteur doit pouvoir être réversible. Le système exige un galet presseur horizontal et un cabestan, comme on le voit sur la figure 6. La bande au contraire dans la cartouche Lear-Jet est dans la position verticale, et l'arrêt de l'entraînement constitue une difficulté mécanique. Les têtes à 8 pistes peuvent être réalisées pour la lecture à 4 pistes, en reliant ensemble certaines connexions, mais d'autres problèmes se posent pour permettre l'interchangeabilité.

La figure 6 montre le détail pratique avec vue en perspective par dessus de la cartouche Lear ; on voit les patins presseurs pour la tête magnétique, et le dispositif de changement de piste, ainsi que les ouvertures qui permettent au cabestan à la tête magnétique et au guide de la piste de s'appliquer sur la bande.

L'extrémité de la bande de cartouche agit sur un contacteur sensible, qui assure la mise en marche

du moteur d'entraînement et, dans les modèles combinés, met également en action un contacteur qui change automatiquement la bande.

Le cabestan se trouve ainsi sur la platine du magnétophone ; le galet-presseur ou le galet de serrage dans la cartouche dans certain cas, et sur la platine dans d'autres. La tête magnétique est montée sur le châssis de telle sorte que la partie de la bande qui doit être reproduite est appliquée contre elle, lorsque la cartouche est placée correctement sur la platine (Fig. 6).

Un mécanisme de sélection des pistes est utilisé sur tous les appareils à cartouches, comme nous l'avons noté plus haut. Dans le système 8 pistes Lear Jet, il s'agit d'un mouvement du type à rochet denté actionné par un petit électro-aimant, qui déplace la tête magnétique vers le haut et vers le bas, de façon à pouvoir permettre la lecture de la paire de pistes désirées (Fig. 7).

Les pistes peuvent aussi être changées manuellement en poussant un des boutons de contrôle ; lorsque la bande atteint la fin du programme musical, une bande métallique conductrice placée sur le ruban court circuitue une paire de contacts placés près de la tête, et l'électro-aimant déplace la tête vers le bas de façon à lui permettre de lire la nouvelle paire de pistes.

On voit ainsi sur la figure 7 la tête magnétique, la bande et le système de changement de pistes à raie à rochet utilisé sur un modèle Motorola. La vitesse de la bande peut être maintenue constante au moyen d'un volant de régulation ; mais, normalement, on utilise un moteur à courant continu, dont la vitesse est régulée par un circuit spécial à transistors.

Puisque la bande est du type sans fin à auto-rebobinage, elle se déplace toujours dans la même direction, et l'appareil n'a pas besoin de comporter un dispositif de rebobinage ou de marche avant rapide, comme les magnétophones d'appartement habituels, à bobines ou même à cassettes.

P.H.



Vue de l'auditorium

ETANT donné la diversité des matériels électroniques grand public actuellement sur le marché il s'avère de plus en plus nécessaire pour la présentation et la suite des appareils de les présenter dans différents départements spécialisés.

La société Téral a résolu ce problème en créant trois magasins séparés, chacun spécialisé dans la vente d'un matériel défini.

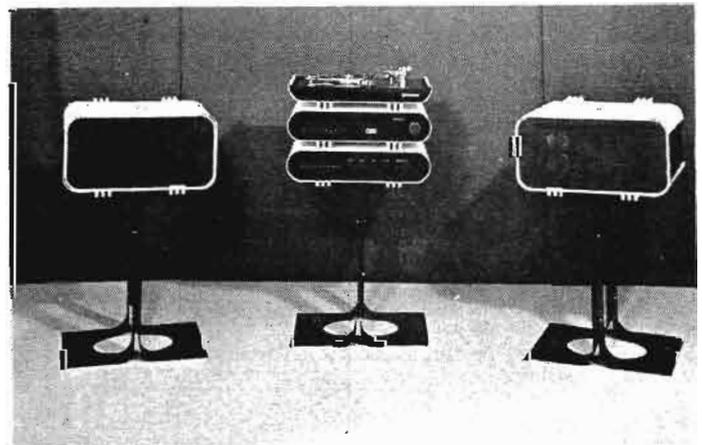
Au Hi-Fi Club, l'amateur pourra écouter et constituer lui-même, ou aidé par un spécialiste, les différents éléments qui composeront sa chaîne. Un grand nombre d'appareils lui sera proposé ; parmi les marques sélectionnées citons pélemèle : Acoustic research - Akai - Barthe - B. et O. - Braun - Cabasse - Connoisseur -

Dual - Garrard - J.B. Lansing - Kef - Kenwood - Lenco - Les - Mac Intosh - Marantz - Philips - Pioneer - Révox - Sansui - Schaub Lorenz - Scientelec - Scott - Siare - Sony - Thorens - Uher - Voxson.

Au département télévision un choix important de récepteurs radio et téléviseurs noir et blanc et couleurs lui sera proposé parmi les marques présentées citons : Pizon Bros - Sony - Philips - Téral, etc.

Enfin le département pièces détachées reste le paradis du technicien avec toutes les composantes nécessaires aux différents montages, les appareils en kit et les appareils de mesure.

TERAL, 26 bis et 53, rue Traversière, Paris-12°.



La chaîne « espace » Scientelec

TABLE DES MATIÈRES

DES NUMÉROS 1 318 A 1 364 INCLUS

ANNÉE 1971-1972

ANTENNES - PROPAGATION - ANTIPARASITES

	N°	Page
Projet d'une installation d'antennes collectives AM/FM.....	1 322	90
L'antenne de télévision et la caravane	1 351	89

ALIMENTATION - REGULATION

Des sources de haute tension économiques.....	1 322	122
Régulateur électronique pour automobile - Convertisseur pour RTT Y	1 325	95
Alimentation de laboratoire réglable de 0 à 40 V - 3 A	1 334	126
Alimentation et régulation à circuits intégrés	1 338	121
Alimentation stabilisée 6 - 12 ou 24 V - 12 W	1 338	235
Calcul d'une alimentation stabilisée	1 347	205
ABC : Alimentations pour appareils électroniques.....	1 351	191
ABC : Alimentations pour appareils électroniques (suite)	1 355	174
Alimentation régulée variable 3 à 30 V/2 A	1 360	155
Convertisseur 12 - 24 V/6 V	1 360	203
Chargeur de batterie à courant constant	1 360	209
Séparation de deux sorties d'une même alimentation.....	1 364	67
ABC : Régulateurs de tension	1 364	133

BF TECHNIQUE GENERALE

Compresseur BF simple et de grande efficacité	1 318	31
Les cellules à jauges de contrainte Scientelec	1 318	34
La platine changeuse Universelle RC491 de « France Platine »	1 318	46
Modules Scientelec pour amplificateurs de 120 W	1 318	51
La recherche rapide des pannes et des troubles de fonctionnement des chaînes sonores	1 318	62
Haut-parleurs à conque originaux	1 318	67
Etude du module Auberbon 2 x 15 W	1 318	106
Appareil semi-fixe pour aide aux malentendants.....	1 318	108
Préamplification modulaire	1 322	104
La chaîne Sony HP466.....	1 322	110
La platine de magnétophone « National » RS720 US	1 322	112
Enceintes acoustiques en kit Pioneer.....	1 322	117
Le Power-Acoustic	1 322	118
Transistors BD181 - 182 - 183	1 322	120
Comment étudier, contrôler et essayer les microphones	1 322	127
Quelques conseils pour améliorer votre installation HI-FI.....	1 322	133
Les enceintes acoustiques B et W Electronics	1 322	184
L'ampli-tuner Esart PAT20	1 322	188
L'amplificateur Scientelec Mach A50	1 325	113
Utilisation d'un haut-parleur de sonorisation	1 325	118
Ampli stéréo Esart E150 S2	1 325	126
Les matériaux originaux et les transformations des pavillons acoustiques	1 325	149
Le Tuner-amplificateur Teleton CR10TL	1 325	200
HI-FI sur mesure avec les enceintes en kit	1 325	202
Le circuit intégré Sinclair IC12	1 325	214
Etude technique des modules Merlaud « 40 watts »	1 325	217
Nouveaux haut-parleurs HI-FI de très grande puissance « Fane »	1 325	220
Compresseur-limiteur de dynamique « Power Acoustique »	1 325	222
L'enceinte acoustique Bose 901	1 325	222
La chaîne National SS7020L	1 325	225
Le choix d'une bonne cellule de pick-up	1 325	228
Initiation aux secrets du magnétophone.....	1 325	232
Une question importante pour les haut-parleurs : Rendement sur qualité musicale	1 325	239
Les nouvelles productions BST	1 325	244
L'amplificateur Heathkit AA29	1 330	122
Les enceintes acoustiques en béton et ciment et l'utilisation originale des pavillons acoustiques	1 330	149
Les haut-parleurs « orthophae »	1 330	156

L'enceinte acoustique Cabasse « Sampan Léger »	1 330	185
Etude des modules Merlaud	1 330	199
Réalisation d'amplificateurs BF économiques avec le CI PA237.....	1 330	200
L'amplificateur A600 Korting Transmare.....	1 330	204
La chaîne haute fidélité stéréophonique ITT3000.....	1 330	216
Enceintes acoustiques AR3A - AR6 - AR4X - Bose 901	1 330	218
Les enceintes acoustiques Sonab	1 330	235
Les amplificateurs « Elysée »	1 334	190
L'amplificateur Mach A30.....	1 334	191
Table de mixage à 5 entrées stéréophoniques équipée de circuits intégrés.....	1 334	196
Le Vocal Master professionnel	1 334	200
Le projet 605 Sinclair	1 334	201
Etage de sortie push-pull classe B - 20 W sans transformateur en technique complémentaire.....	1 334	203
L'amplificateur Scott « S230 »	1 334	207
La platine du magnétophone Sony TC366.....	1 334	208
Le nouvel adaptateur d'enregistrement stéréophonique « Rhapsodie Stéréo »	1 334	211
Le multisound 600	1 334	228
La chaîne stéréo Magic-Sound	1 334	233
Les amplificateurs et l'installation sonore	1 338	124
L'utilisation des bruits et la musique électronique moderne.....	1 338	138
Les facteurs techniques et pratiques des appareils HI-FI et leur contrôle rapide	1 338	151
Le Tuner-amplificateur stéréophonique « Stéréofunk »	1 338	200
Quelques réalisations avec des FET	1 338	202
Les enceintes acoustiques Mach non directives	1 338	204
L'amplificateur TRM 3000A	1 338	205
L'amplificateur Esart W1000	1 338	209
L'amplificateur stéréophonique « SAQ206 » Téléton	1 338	212
La nouvelle gamme de haut-parleurs et d'enceintes acoustiques Supravox	1 338	233
Vibrato électronique	1 343	136
La platine de magnétophone Aiwa TP1100	1 343	140
Les facteurs techniques et pratiques des appareils HI-FI et leur contrôle rapide	1 343	149
L'amplificateur Marantz « Modèle 1030 »	1 343	188
Les enceintes à pavillon acoustique et leurs formes multiples	1 343	196
Nouvelles enceintes acoustiques en kit ITT	1 343	202
Le Tuner-amplificateur « TFS50LA » Téléton	1 343	203
Le haut-parleur « 122-10GT » de 50 W	1 343	212
L'adaptateur d'enregistrement Dual CTG29	1 343	213
L'amplificateur Marantz 1060	1 347	103
La chaîne asservie Gego GA11	1 347	110
Problème du tourne-disque HI-FI	1 347	146
Chaîne stéréophonique Dual KA20	1 347	206
Magnétophone à cassettes Kanel Corder	1 347	208
Casque stéréophonique Phonia G8030	1 347	209
Cellules ADC	1 347	212
Amplificateur réverbérateur BST « EA41 »	1 347	216
Amplificateur stéréophonique à tubes	1 347	218
Choix des magnétophones par questions et réponses	1 347	222
Lecteur-enregistreur à cartouches 8 pistes Téléx	1 347	227
Mini-table de mixage stéréo	1 347	234
Pupitre de régie pour l'amateur d'enregistrement	1 347	235
Les matériels HI-FI 1972-1973	Sp	1 349 29
Mise au point et réglage des magnétophones - Tuners FM - Amplis HI-FI	Sp	1 349 32
Amplis BF à circuits fonctionnels de puissance modérée	Sp	1 349 39
Les microphones canon et sans fil	Sp	1 349 45
Un nouveau procédé d'enregistrement magnétique : l'inscription magnéto-optique.....	Sp	1 349 49
Caractéristiques des principaux tourne-disques - électrophones et chaînes HI-FI	Sp	1 349 51
Caractéristiques des principaux magnétophones	Sp	1 349 85

La réduction des bruits parasites dans les enregistrements magnétiques.....	Sp	1 349	99
Le skating des tables de lecture : comment l'étudier et le combattre.....	Sp	1 349	103
L'entretien des disques.....	Sp	1 349	108
L'évolution des mécanismes des platines tourne-disques.....	Sp	1 349	111
Dynamiques sonores compatibles avec les chaînes actuelles - Puissance nominale et puissance admissible.....	Sp	1 349	115
Cassettes ou cartouches ?.....	Sp	1 349	118
Tuners AM-FM à CI pour ensembles HI-FI stéréo.....	Sp	1 349	121
Le haut-parleur et son amortissement.....	Sp	1 349	125
L'amplificateur stéréo Europa IV.....		1 351	201
Marlux DS200 Dolby - Marlux 5000 Dolby cassette.....		1 351	212
La chaîne stéréo Sonic.....		1 351	217
Les haut-parleurs musicaux à résonance.....		1 355	95
Haut-parleurs de sonorisation pour orchestres et grandes salles.....		1 355	137
Amplificateur économique de 15 W.....		1 355	196
L'amplificateur stéréo 8000MKII Amstrad.....		1 355	199
Régie de discothèque.....		1 355	200
L'enregistreur-lecteur de cassettes National RS256 US.....		1 360	87
Comment perfectionner votre installation HI-FI.....		1 360	139
Etude de la platine magnétophone à cassette Sony TC165.....		1 360	143
Le magnétophone Sharp RD717.....		1 360	190
Ampli stéréo Scott 3141.....		1 360	199
Pourquoi amortir les H.P. avec des résistances en série.....		1 360	204
La mesure du taux de pleurage et de scintillement dans les magnétophones.....		1 360	205
Commande automatique d'amplification et modulomètre.....		1 360	208
Magnétophone à cassettes CT207K.....		1 364	94
Les progrès des systèmes d'entraînement.....		1 364	115
Lecteur de cassettes EDI.....		1 364	129
Nouveau circuit intégré préamplificateur LM381.....		1 364	155

BF - REALISATIONS

	N°	Page
L'amplificateur France 15.....	1 322	177
Etude et réalisation d'un module préamplificateur intégré.....	1 325	145
L'amplificateur stéréophonique Orion.....	1 325	204
Modules préamplificateurs et correcteurs à transistors FET.....	1 325	227
Un amplificateur stéréophonique 2 x 15 W en kit.....	1 330	104
Etude et réalisation d'un module de 35 W à 100 W.....	1 330	135
Réalisation d'un « oscilloscope BF » avec un tube cathodique de télévision.....	1 330	188
Etude et réalisation d'un module de 35 W à 100 W (suite) - l'alimentation stabilisée.....	1 331	123
Instrument musical électronique.....	1 338	136
Bloc commutateur de fonctions.....	1 338	198
Réalisation d'un ampli de 3,5 W à CI PA263.....	1 338	214
Etude et calcul d'un filtre actif 3 voies.....	1 343	108
Correcteur de tonalité à 3 transistors.....	1 343	144
Jeux de lumières.....	1 343	153
Douze modules amplificateurs.....	1 347	126
Amplificateurs à gain unitaire.....	1 347	134
Préamplificateur pour six entrées.....	1 347	232
Système multicoupleur de voies.....	1 351	146
Accompagnement lumineux R.P.....	1 351	199
Jeu d'orgue électronique.....	1 351	203
Amplis 2 x 2 W ou 2 x 4 W à CI.....	1 351	213
Table de mixage universelle RIM.....	1 355	189
Ampli BF push-pull classe B 60/50 W RIM NFK50.....	1 360	96
Générateur de distorsion à deux transistors.....	1 360	153
Amplificateur LM380 pour électrophone et interphone à CI.....	1 360	154
Vibrato à trois transistors.....	1 364	102

RADIO - TECHNIQUE GENERALE - REALISATIONS

	N°	Page
Décodeur Multiplex à circuit intégré.....	1 318	19
Le service des radiorécepteurs et des téléviseurs N. et B. et couleur - Décodeurs stéréophoniques.....	1 318	21
Indicateur d'accord FM lumineux et silencieux.....	1 318	28
Le récepteur Marine à transistors Hitachi WH1160.....	1 318	36
Le service des radiorécepteurs et des téléviseurs N. et B. et couleur - Récepteurs et tuners AM-FM.....	1 322	85
A propos du récepteur « Cherrio 73 ».....	1 322	152
Radiorécepteur AM à circuits intégrés.....	1 325	97
Les décodeurs FM stéréo multiplex.....	1 325	136
Radiorécepteur AM à circuit intégré TAA840.....	1 330	96
Détecteur FM et limiteur à circuit intégré N5111A.....	1 330	211
Le récepteur auto-radio-lecteur de cartouches stéréo Voxson Sonar GN108.....	1 330	212
Les modules Haute Fréquence Scientelec.....	1 330	214

Le tuner FM Esart « S25C ».....	1 330	229
Les transistors dans les étages HF et CF des radiorécepteurs de grande classe.....	1 334	103
Le service des radiorécepteurs et des téléviseurs N. et B. et couleur.....	1 338	95
Les circuits intégrés pour FM-TV (suite n° 1338).....	1 343	96
Les transformateurs miniatures 10 x 10 dans les amplificateurs à fréquence intermédiaire.....	1 343	119
Le récepteur Optalix TO100.....	1 343	193
Le service de radiorécepteurs et des TV N. et B. et couleur.....	1 347	99
Service d'un décodeur stéréo FM moderne.....	1 347	142
Nouveaux tuners FM à CI.....		
Service des radiorécepteurs : service d'un décodeur FM moderne.....	1 351	96
Emetteur FM expérimental à 3 transistors.....	1 351	147
Le service et l'installation des appareils Radio, TV, BF.....	1 355	110
L'auto-radio lecteur de cassettes Philips RN302T/02.....	1 355	121
Tuner AM-FM Téléton GT101.....	1 355	207
La stéréo 4 canaux en FM.....	1 360	92
L'auto-radio Schneider SR300.....	1 360	103
Le Fétron.....	1 360	123
Radiophonie à impulsions codées.....	1 360	129
L'ensemble Sharp PW200/WMH43.....	1 360	194
Les haut-parleurs multidirectionnels.....	1 364	68
Préampli 6-10 et 15 W à transistors à effet de champ.....	1 364	88
Radiophonie à impulsions codées.....	1 364	96
Récepteur VHF simple.....	1 364	98
L'auto-radio lecteur de cassettes Pathé-Marconi AKR25.....	1 364	108

TV - TECHNIQUE GENERALE - REALISATIONS

	N°	Page
Remplacement du déviateur des téléviseurs N. et B. 110° à tubes.....	1 318	54
Montage CAF pour TV couleur.....	1 318	103
Remplacement des sélecteurs UHF « ou tuners ».....	1 322	100
Réception des émissions TV françaises avec un téléviseur CCIR.....	1 322	107
La télévision moderne N. et B. et couleur.....	1 322	185
La télévision moderne N. et B. et couleur - Les sélecteurs VHF et UHF.....	1 325	120
Adaptateur CCIR pour recevoir les émetteurs TV de normes européennes.....	1 330	101
Appareils de TV C bisystème multistandard.....	1 330	110
Les amplificateurs FI.....	1 330	219
Amplificateurs FI vision.....	1 334	110
Les amplificateurs MF des téléviseurs.....	1 334	134
L'équipement HF moderne d'un téléviseur.....	1 334	214
Les sélecteurs VHF et UHF à varicaps vidéo série F24.....	1 334	236
Le rayonnement X des récepteurs de télévision.....	1 338	118
Amplificateurs HF à semi-conducteurs.....	1 338	219
Nouveaux transistors FET.....	1 343	132
Circuit de déviation horizontale à thyristors.....	1 343	206
Récepteur SON télévision à 3 transistors.....	1 343	216
La télévision moderne N. et B. et couleur - Réception de la FM.....	1 347	130
Les zones d'ombre en télévision.....	1 351	90
Circuit intégré pour le traitement du signal.....	1 351	135
Contrôle des étages vidéo en télévision.....	1 351	141
Nouveau CI pour Son FM.....	1 355	102
Les tubes cathodiques TV couleur.....	1 355	114
Le remplacement des anciennes THT Oréga à haute impédance par la THT universelle 3016.....	1 355	124
Les téléviseurs à modules enfichables Pizon Bros portaviseur 51 sélectronic et portaviseur 36.....	1 355	130
Mesures spéciales en TV - Essais en impulsions.....	1 360	126
Mesures spéciales en TV : Emploi des lignes tests.....	1 364	103
Le remplacement des THT à haute impédance par le transformateur THT universel Oréga Cifé 3016.....	1 364	111
Les zones d'ombre en TV.....	1 364	157

ELECTRONIQUE - ELECTROTECHNIQUE GENERALE

	N°	Page
Cours d'initiation à l'emploi des circuits intégrés : l'horloge numérique.....	1 318	24
Un nouveau déclencheur pour les triacs, le ST3 supprime l'effet d'hystérésis.....	1 318	40
Minuterie Digitale.....	1 318	57
Petit guide d'applications des amplificateurs opérationnels.....	1 318	59

Le circuit intégré SE565 - NE565	1 318	73
Initiation au calcul électronique - Les périphériques d'ordinateurs	1 318	81
L'ABC de l'électronique - Applications des diodes à capacité variable	1 318	96
Petits montages à circuits intégrés	1 322	83
Variateur de vitesse pour petits moteurs universels	1 322	96
Détecteur sonore d'abaissement de résistance	1 322	123
Dispositif d'alarme pour jauge électrique d'essence	1 322	126
Déclencheur universel pour détecteurs de niveau	1 322	132
L'ABC de l'électronique - Les transistors	1 322	160
Initiation au calcul électronique - Les périphériques d'ordinateurs	1 322	190
Enseigne lumineuse électronique	1 325	101
Pour une meilleure connaissance des JK flip-flop	1 325	105
Initiation au calcul électronique - La fluidique	1 325	130
Commutateur électronique	1 325	148
Le relais à temporisation électronique Type ZS 14550	1 325	186
Un répondeur enregistreur téléphonique	1 325	208
Contrôle de la vitesse de moteurs à courant continu	1 330	95
Principes d'utilisation des thyristors et des triacs	1 330	118
Initiation au calcul électronique : Comment parler aux machines	1 330	126
Les débouchés de l'électronique dans l'industrie automobile	1 330	130
Les lasers	1 330	144
L'ABC de l'électronique - Les tubes à vide	1 330	174
Système d'alarme antivol	1 334	114
Erreurs de mesures dues à la forme de la tension	1 334	120
Etude et réalisation d'une sonnette électronique originale	1 334	128
Initiation au calcul électronique : Basic - Algol - Fortran	1 334	142
L'ABC de l'électronique - De la lampe à l'oscillographe	1 334	177
Bobinages pour montages électroniques	1 334	193
Cours d'initiation à l'emploi des CI - L'amplificateur opérationnel	1 334	198
Avertisseur de défaut d'éclairage arrière	1 334	206
Dispositifs simples d'alarme	1 334	226
Réalisation d'un filtre antiparasite pour circuits à triacs	1 334	232
Circuit original de changement de vitesse d'un moteur de tourne-disque	1 338	99
Initiation au calcul électronique : Basic - Algol - Fortran	1 338	112
Comment mesurer la valeur efficace d'une tension de forme quelconque	1 338	115
Les nouveautés en électronique automobile	1 338	129
Un contrôleur de signal automatique à transistors	1 338	158
Atomes et électrons	1 338	179
Les relais à lames souples et la signalisation automatique sur les réseaux de chemin de fer miniatures	1 338	192
Généralités sur l'amplificateur opérationnel (Cours CI)	1 338	217
Antivol perfectionné pour automobiles	1 338	230
Variateur de vitesse et antiparasitage	1 338	232
Les diodes amplifiées appliquées au télécontrôle d'une consommation électrique	1 343	102
Le freinage électronique D.B.A.	1 343	124
Amplificateur opérationnel (Cours CI)	1 343	146
Circuits d'oscilloscope cathodique	1 343	177
Programmeur Vennerette à usages multiples	1 343	191
Amplificateur opérationnel (Cours CI)	1 347	112
Nouveaux accessoires électroniques pour l'automobile	1 347	116
Initiation au calcul électronique : Basic - Algol - Fortran	1 347	155
Progrès et limitations de l'inscription magnétique	1 347	163
ABC de l'électronique : Amplificateur pour oscilloscope	1 347	190
Cours d'initiation à l'emploi des CI : Amplificateur opérationnel	1 351	100
Calcul électronique : Basic - Algol - Fortran	1 351	131
Progrès et limitations de l'inscription magnétique	1 351	149
Calcul électronique : Le Firmware	1 355	134
Les différentes méthodes d'inscription magnétique	1 355	147
Le sondeur de profondeur Heathkit MI19	1 360	89
Calcul électronique : Le calcul analogique	1 360	113
Les techniques originales d'inscription magnétique et les procédés multipistes	1 360	147
Il était une fois un laser	1 364	84
Calcul électronique : L'ordinateur à l'usine	1 364	99

ELECTRONIQUE - REALISATIONS

	N°	Page
Nettoyage entièrement automatique des pare-brise	1 318	41
Antivol sonore pour voiture	1 330	134
Un gadget utile pour votre voiture	1 338	134
Un détecteur de présence	1 343	221
L'allumage électronique	1 351	104

Répétiteur sonore électronique d'indicateur de direction pour automobile	1 351	114
Déclencheur photo-électrique sensible	1 351	160
Compte-tours à CI	1 351	219
Commande électronique de ventilation et de température	1 355	99
Allumage électronique à thyristors	1 355	118
Deux détecteurs de métaux	1 355	203
Allumage électronique à thyristor	1 360	99
Avertisseurs d'intrus à photorésistance	1 360	117
« Le compte est bon » au néon	1 364	73
Indicateur de niveau	1 364	122
Réalisation complète du « Starflash »	1 364	125
Dispositif de remise à l'heure d'une horloge numérique	1 364	130

RADIOCOMMANDE

	N°	Page
Radiocommande d'un remorqueur	1 318	99
L'ensemble proportionnel « Blue Max » de World Engines	1 322	167
Cours d'initiation à l'emploi des circuits intégrés : Les Multiplexeurs - Application à la radiocommande	1 322	178
Réalisation du récepteur digital 4 voies « Integrated 3 A » à circuits intégrés	1 325	183
Générateurs d'impulsions	1 330	183
Cours d'initiation à l'emploi des circuits intégrés : Les multiplexeurs	1 330	232
L'ensemble digital TF6	1 334	183
L'ensemble digital TF6	1 338	185
L'ensemble digital TF6	1 343	181
L'ensemble digital TF6	1 347	197
L'ensemble digital TF6 : Les servomécanismes	1 351	183
L'ensemble digital TF6 : La mise au point	1 355	181
L'ensemble digital TF6 : Les servomécanismes	1 360	181
Ensemble de radiocommande pour débutant	1 360	187
L'ensemble digital TF6 (Fin)	1 364	149

OM - EMISSION - RECEPTION - SURPLUS

	N°	Page
Circuits de sortie pour étages de puissance	1 318	121
Un émetteur automatique de 1 W de 100 à 250 MHz	1 318	123
L'intertéléphone Belcom LT706	1 322	109
De la théorie à la pratique des circuits VHF et UHF	1 322	200
Le récepteur de trafic Heathkit SB303	1 322	202
Emetteur FM 432 MHz (200 mW)	1 322	206
Un émetteur 144 MHz - 2 W à transistors	1 325	250
Les alphabets télégraphiques	1 325	253
Emetteurs bandes décimétriques et bandes VHF	1 325	255
Rubrique des surplus : Emetteur d'alerte type TAL6HS - Un récepteur enregistreur automatique d'alerte AAL6HS - L'émetteur-récepteur SCR288-474-US-HS-RCA - Le récepteur de trafic BC314	1 330	186
La radiotéléphone 5 W Stéphane AM71	1 330	234
Calcul des lignes	1 330	241
Emetteurs bandes décimétriques et bandes VHF	1 330	244
Construction d'un transformateur de modulation pour émetteurs à transistors	1 334	225
Montages pratiques (144 MHz) - Etage de puissance comportant un circuit à résistance de ligne élevée	1 334	247
L'émetteur d'alerte GAL6 et le récepteur d'alerte AAL6	1 334	250
Un émetteur de 175 MHz - 25 W alimenté en 12,5 V	1 334	252
Réalisation des inductances VHF et UHF	1 334	253
Modules d'émission de puissance VHF	1 338	240
Super VFO exciteur (144-146 MHz)	1 338	244
Amplificateur VHF 25-30 W	1 338	246
Réalisation d'un étage final équipé d'une cavité avec condensateur central en hélice	1 343	226
Pilote synthétiseur de fréquence à quartz pour la bande 144 MHz	1 343	228
Module de puissances VHF (Emission)	1 343	230
Etage de puissance doubleur ou tripleur (432 MHz)	1 347	244
Transverter exciter 144 MHz simple (2 W SSB)	1 347	245
Récepteur de trafic OC (3,5-30 MHz) à transistors	1 347	248
Surplus : plaquette pour circuits imprimés - Platine Collaro - Auto-radios Ara	1 351	195
Un commutateur différentiel	1 351	226
Transformations de l'émetteur et du récepteur d'alerte TAL6 et AAL6	1 351	228
Théorie et pratique des circuits VHF	1 355	222
Ampli HF linéaire	1 355	226
Récepteur 144 MHz à recherche et arrêt automatique sur les stations	1 360	210

Montage et utilisation d'un mesureur d'ondes stationnaires ME1.....	1 360	212
Ampli 432 MHz à résonateur à cavité.....	1 360	218
Emetteur Exciter SSB 144 MHz (12 V) tout transistor.....	1 360	220
Un préamplificateur à 435 MHz à faible bruit de fond.....	1 360	223
Petit émetteur original AM.....	1 364	124
Testeur de quartz.....	1 364	154
Transceiver 144 MHz.....	1 364	165

MESURE - SERVICE

	N°	Page
L'oscilloscope Chinaglia 330.....	1 318	39
Un nouveau contrôleur le « SBE ».....	1 318	88
« Chopper » - Application à la réalisation d'un millivoltmètre à courant continu très sensible.....	1 318	111
Un nouveau contrôleur universel le « Minor » Chinaglia.....	1 322	98
Le commutateur électronique, complément indispensable de l'oscilloscope.....	1 322	114
Un fréquencemètre pour la gamme de 0 à 100 kHz.....	1 322	194
Projet d'un millivoltmètre efficace à large bande.....	1 325	108
Générateur BF simple équipé d'un circuit intégré.....	1 325	124
Comment fonctionnent les multimètres à affichage numérique.....	1 325	142
Comment protéger un milliampèremètre par une diode.....	1 325	223
Contrôleur de condensateurs en circuit.....	1 325	236
Pour rajeunir les condensateurs électrolytiques.....	1 330	147
Tachymètre portatif.....	1 330	224
Un distorsiomètre simple pour amplificateurs BF.....	1 334	221
Un mini-générateur BF et TBF très simple à réaliser.....	1 334	234
Le distorsiomètre Harmonique Heathkit IM58.....	1 338	100
Deux capacimètres pour faibles valeurs.....	1 338	143
Oscilloscope Centrad 377.....	1 338	196
Le contrôleur universel US6A.....	1 338	210
Générateur de signaux à circuits intégrés.....	1 338	223
Appareil portatif de vérification des thyristors.....	1 338	236
Le générateur BF Leader LAG55.....	1 343	128
La gamme d'appareils de mesure et de contrôle VOC.....	1 343	192
Oscilloscope bicourbe Téléquipement D54.....	1 347	135
Fréquencemètre à absorption grip-dip.....	1 347	152
Appareil de contrôle de têtes magnétiques.....	1 347	214
Wattmètre BF à lecture directe.....	1 347	231
Analyse de l'oscilloscope transistorisé VOC3.....	1 351	91
Le multimètre numérique Centrad 144K.....	1 351	129
Générateur multiségnal pour musique et mesure.....	1 351	205
Le contrôleur Métrix MX001A.....	1 355	106
Le contrôleur universel Heathkit IM105.....	1 355	194
Un générateur de tensions rectangulaires pour la vérification des amplis Hi-Fi.....	1 355	197
L'oscilloscope Hameg HM312.....	1 360	105
Générateur BF à 3 transistors.....	1 360	192
Le générateur BF à décades EICO 378.....		

PHOTO - CINEMA

	N°	Page
Photo-ciné - La caméra en vacances et les contrôles électroniques.....	1 318	84
Commande d'un projecteur de diapositives.....	1 318	117
Mesure du temps d'ouverture des obturateurs photographiques.....	1 322	148
Quelle sera la photographie de demain.....	1 325	190
Temporisateur de longue durée pour laboratoire photo.....	1 325	196
Mesure du temps d'ouverture des obturateurs photographiques.....	1 325	198
Quelle sera la photographie de demain.....	1 330	191
Temporisateur pour labo photo.....	1 330	195
Les nouveaux matériels audiovisuels et les nouveaux écrans.....	1 334	137
Le cinéma réduit.....	1 338	106
La télécommande et l'automatisme en photographie et en cinéma.....	1 343	112
Le Lightmaster automatic « S » Intégrateur électronique d'agrandissement.....	1 343	211
Les nouvelles transformations de la sonorisation des films et des diapositives.....	1 347	120
Comment animer vos photos.....	1 351	117
Le flash électronique en kit « Blitz 45 ».....	1 351	218
La photographie et l'électronique.....	1 355	139
L'automation totale en photographie : nouveaux types de projecteurs.....	1 360	113
Le 29° Salon de la photo, du cinéma et de l'optique.....	1 364	78

ACTIVITE DES CONSTRUCTEURS

	N°	Page
La chaîne Sansui 200. Le tuner ampli Sansui 200 - La platine Lenco B55 - Enceintes Siare PX20.....	1 322	180
Chaîne Kenwood KA5002. L'amplificateur Kenwood KA5002 - La platine Pioneer PL12 - L'enceinte Cabasse Dinghy 2.....		
Chaîne Kenwood KA6000. L'amplificateur Kenwood KA600 - Le tuner Kenwood KT5000 - La table de lecture Connoisseur BD12 - L'enceinte Alteq Lansing B210A.....		
Chaîne Kenwood 5170. L'ampli-tuner Kenwood 5170 - Table de lecture Thorens 150II - L'enceinte Kef Cosmos.....		
Chaîne Kenwood KR33L. Le tuner-amplificateur Kenwood KR33L - La platine Lenco B55 - L'enceinte Erelson T55.....		
Chaîne Pioneer LX440. Le tuner-amplificateur Pioneer LX440 - La platine Pioneer PL12 - L'enceinte LES B17.....		
Chaîne Pioneer SX770. Le tuner AM/FM amplificateur Pioneer SX770 - La platine ERA 555 - L'enceinte Goodmans Mezzo 3.....		
Chaîne Pioneer SX990. Le tuner amplificateur Pioneer SX990 - La platine Barthe rotofluid - L'enceinte Goodmans Magnum K.....		
Chaîne Pioneer SA500. L'amplificateur Pioneer SA500 - Le tuner Pioneer TX500 - La platine Lenco B55 - L'enceinte Les XR.....		
Chaîne Sansui AU101. L'amplificateur Sansui AU101 - Le tuner Sansui TU555 - La platine Garrard SP25 MK3 - L'enceinte Cabasse Dinghy 1.....		
Chaîne Sansui AU555. L'amplificateur Sansui AU555 - Le tuner Sansui TU666 - La platine Sansui 1050K - L'enceinte Sansui SP50.....		
Combiné radio-magnétophone à cassettes Belair		
Magnétophone Akai X165D.....		
Magnétophone Akai 2000SD.....		
Magnétophone Dokorder 9060H.....		
Magnétophone Ferrograph Seven.....		
Magnétophone Kenwood KW5066.....		
Magnétophone enregistreur et lecteur de cassettes compactes Akai CS50.....		
Le magnétophone Akai VT100 - La caméra vidéo portable VC100.....	1 325	210
Téléviseur de contrôle VM100 - La platine de magnétophone stéréophonique Akai GX365D - Magnétophone Akai X5000 - Magnétophone Revox A77MKIII - Magnétophone à cassette Aiwa TP743 - Magnétophone à cassette Harman-Kardon CAD5 - Tuner stéréophonique Revox A76MKII - Amplificateur stéréophonique Revox A78 - Tuner-amplificateur Sansui QR6500 - Tuner-amplificateur Philips RH901 - Tuner-amplificateur Philips RH702 - Chaîne Pioneer SA700 - L'amplificateur Pioneer SA700 - Le tuner Pioneer TX500 - La platine Pioneer PL12 - Les enceintes Leak 300.....		
La chaîne Pioneer SA900. L'amplificateur Pioneer SA900, - Le tuner Pioneer TX500 - La platine PLA25 - L'enceinte acoustique LESB35.....		
La chaîne Pioneer LX880. Le tuner amplificateur Pioneer LX880 - La platine Era555 - L'enceinte acoustique LES1325.....		
La chaîne Voxson HR123. La platine Lenco B55 - Enceintes Siare PX20 - La chaîne Voxson H202. L'amplificateur Voxson H202 - Le tuner Voxson A203 - La Platine Garrard SP25MK3 - L'enceinte Cabasse Dinghy 1.....		
La chaîne Sansui AU555A. L'amplificateur Sansui AU555A - Le tuner Sansui TU666 - L'enceinte SP50.....		
Le magnétophone 4000A Akai - Récepteur lecteur de cartouches CRH401 Belair.....	1 330	226
Chaîne Grundig RTV700. Le tuner amplificateur Grundig RTV700 - La platine Dual 1214 - Les enceintes Siare X2.....		
Chaîne Grundig RTV800. Le tuner amplificateur Grundig RTV800 - La platine Garrard SP25MK3 - Enceintes Siare PX20.....		
Chaîne Grundig Studio 2000. Le Studio 2000 Grundig - L'enceinte Cabasse Dinghy 1.....		
Chaîne Prestige Eight Sansui. Le tuner amplificateur Sansui Eight - La platine Sansui SR1050K - L'enceinte Lancer 44.....		
Chaîne Sansui AU202. L'amplificateur Sansui AU202 - Le tuner Sansui TU555 - La platine Pioneer PL12 - L'enceinte LESB17.....		
Chaîne Sansui AU101. L'amplificateur Sansui AU101 - La platine ERA444.....		

Chaîne Scientelec Mach A30. L'amplificateur Scientelec Mach A30 - La platine ERA555 - L'enceinte acoustique Mach Scientelec		
Chaîne Prestige Scientelec Mach A50. L'amplificateur Scientelec Mach A50 - Table de lecture Thorens 150 II - L'enceinte acoustique Mach Scientelec.....		
Cellule Goldring G850		
Casque stéréophonique Tokumi TE1025		
Casque stéréophonique Tokumi TE1035		
Casque stéréophonique Tokumi TE1045		
Casque stéréophonique Tokumi TE1055		
Chaîne Sony STR6046. Le tuner amplificateur Sony STR6046 - La platine ERA555 - L'enceinte acoustique Reserch AR4X	1 334	223
Chaîne Sony STR6036. Le tuner amplificateur Sony STR6036 - La platine ERA444 - L'enceinte Cabasse Dinghy I		
Chaîne Sansui AU666. L'amplificateur Sansui AU666 - Le tuner Sansui TU666 - La platine SR1050K - L'enceinte Leak Sandwich 300.....		
La chaîne Pioneer LX770. Le tuner amplificateur Pioneer LX770 - La platine Pioneer PL25 - L'enceinte Cabasse Dinghy II		
La chaîne Philips RH580. L'amplificateur Philips RH580 - Le tuner Philips RH690 - La platine Philips GA308 - L'enceinte Siare X1		
La chaîne Dual KA20. L'ensemble compact KA20 - L'enceinte Erelson TS5		
La chaîne Dual KA40. L'ensemble compact KA40 - L'enceinte Siare PX20.....		
Chaîne Dual HS34.....		
Chaîne Dual HS35.....		
La chaîne Sansui 200. Le tuner amplificateur Sansui 200 - La platine Garrard SP25MK3 - L'enceinte Erelson TS5 ..	1 338	227
La chaîne Sansui 600L. Le tuner amplificateur Sansui 600L - La platine Lenco B55 - L'enceinte Cabasse Dinghy I ...		
La chaîne Sansui 4 canaux. Le tuner amplificateur Sansui QR500 - L'enceinte Sansui SP30 - L'enceinte Sansui SP10		
Chaîne professionnelle de grand prestige Mark. Le préamplificateur Mark/1 - L'amplificateur Mark/3 - Le correcteur de courbe Mark/7 - La platine Thorens TD125 - Le tuner Revox A76MkII		
Chaîne Sansui AU202. L'amplificateur Sansui AU202 - Le tuner Sansui TU555 - La platine Pioneer PL12 - L'enceinte Cabasse Dinghy I		
L'autoradio LMT Schaub-Lorenz T321		
Le microphone à électret CD15		
La chaîne Fisher 201. Le tuner amplificateur Fisher 201 - Table de lecture Thorens 150H - L'enceinte Acoustic Research AR4X	1 343	218
La chaîne Fisher 202. Le tuner amplificateur Fisher 202 - La platine Sansui SR1050K - L'enceinte Sansui SP70.....		
La chaîne Leak Delta 70. L'amplificateur Leak Delta 70 - Le tuner FM Delta Leak - L'enceinte Leak 600		
La chaîne Leak Delta 75. Le tuner amplificateur Leak Delta 75 - La platine Pioneer PL12 - L'enceinte Leak Sandwich 300.....		
La chaîne Sansui 1000X. Le tuner amplificateur Sansui 1000X - La platine Sansui SR1050K - L'enceinte Sansui SP50		
La chaîne Sansui 800. Le tuner amplificateur Sansui 800 - La platine Lenco L75		
La chaîne Sansui AU666. L'amplificateur Sansui AU668 - Le tuner Sansui TU666 - La platine ERA555 - L'enceinte Sansui SP150.....		
La chaîne Pioneer SA600. Le tuner Pioneer T500 - La platine Pioneer PL12 - L'enceinte Cabasse Dinghy I		
La chaîne Kenwood KR3130. Le tuner amplificateur Kenwood KR3130 - La platine Lenco B55 - L'enceinte Siare PX20.....		
La chaîne Akai CR80T. Le tuner amplificateur - Lecteur de cartouches Akai CR80T.....		
La chaîne Dual CV120. Le bras de PU Sansui TA2050 - Mini-caméra Toshiba	1 347	161
La chaîne Scott 230S. L'amplificateur Scott 230S - La platine Garrard SP25 - L'enceinte Erelson TS5	1 347	229
La chaîne Scott 250S. L'amplificateur Scott 250S - La platine Lenco B55 - L'enceinte Cabasse Dinghy I.....		
La chaîne Scott 637S. Le tuner amplificateur Scott 637S - La platine ERA444 - L'enceinte Acoustic Research AR4		
La chaîne Sansui AU555. L'amplificateur Sansui AU555 - La platine Sansui 1050K - La platine de magnétophone Dual CTG29 - L'enceinte acoustique Erelson TS5		
La chaîne Sansui AU222. L'amplificateur Sansui AU202 -		

La platine ERA555 - L'enceinte Sansui SP30.....		
La chaîne Sansui AU101. L'amplificateur Sansui AU101 - La platine Thorens TD150 - Enceintes Siare PX20.....		
La chaîne Pioneer LX440A. Le tuner amplificateur LX440A - La platine Pioneer PL12 - L'enceinte Cabasse Dinghy I		
Chaîne Kenwood 4140. L'amplificateur Kenwood 4140 - La platine Lenco L75 - L'enceinte Cabasse Dinghy I.....		
La chaîne Kenwood 44SL. Le tuner amplificateur Kenwood 44SL - La platine Lenco B55 - L'enceinte Cabasse Dinghy I.....		
La chaîne Scientelec Elysée 20. L'amplificateur Scientelec Elysée 20 - La platine Lenco B55 - L'enceinte Erelson....		
- Caractéristiques des appareils Hi-Fi Voxson	1 351	161
- Siare au Festival du son	1 351	200
- Nouveaux appareils Barthe	1 355	214
- Nouveautés la Voix de son maître	1 355	216
- Nouveautés BSR platine 810 - Lecteur 8 pistes	1 364	92

BIBLIOGRAPHIES

	N°	Page
- Les antennes par Léo Thourel	1 355	209
- Comment ça marche	1 355	209
- Les thyristors et les triacs par R. Renucci	1 355	209
- Langage et théories dans les mathématiques nouvelles par P. Robert.....	1 355	209
- Emission d'amateur en mobile par P. Duranton	1 360	189

CARACTERISTIQUES DES SEMI-CONDUCTEURS

	N°	Page
- Caractéristiques des semi-conducteurs	1 338	147
- Caractéristiques des semi-conducteurs	1 343	142
- Nouveaux circuits intégrés linéaires : TCA160.....	1 347	97
- Caractéristiques des semi-conducteurs	1 347	106
- Tableau de caractéristiques de semi-conducteurs	1 351	144
- Tableau de caractéristiques de semi-conducteurs	1 355	187

DIVERS

	N°	Page
- Code des couleurs pour résistances et condensateurs	1 330	207
- Tableau d'équivalence des cathoscopes	1 334	118
- Les récents progrès de la copie des bandes magnétiques d'images	1 334	144
- Le kit	1 334	147
- Les facteurs techniques et pratiques des appareils Hi-Fi et leur contrôle rapide	1 334	151
- Trucs et tours de main	1 334	225
- Les boîtes de circuits-connexions D.E.C.	1 334	230
- Comment rendre les transmissions secrètes	1 334	238
- « La vidéo »	1 334	240
- Le color-Tel - La télévision en couleur sans couleur	1 334	241
- L'aube de la Radiodiffusion en France	1 338	91
- Les face à face audiophile/constructeur au Illel Hi-Fi Center.....	1 338	216
- L'évolution du matériel Hi-Fi en 1971	1 338	227
- La création des zones d'ombre en télévision.....	1 343	95
- Réalisation moderne de circuits-imprimés	1 347	210
- Visite des usines d'Evreux et de Dreux de la RTC.....	1 355	87
- Le XV ^e salon de composants électroniques	1 355	91

**QUAND VOUS VOUS ADRESSEZ
A NOS ANNONCEURS
RECOMMANDEZ-VOUS DE NOTRE
REVUE VOUS N'EN SEREZ
QUE MIEUX SERVIS**

COMMENT BIEN UTILISER LES DISQUES D'ESSAI

LES chaînes à haute fidélité sont désormais des installations à la portée des « amateurs moyens » et, en général, les appareils musicaux de qualité, électrophones et magnétophones, sont adoptés en nombre de plus en plus grand par les mélomanes ; ceux-ci se rendent compte de la nécessité d'un contrôle plus ou moins précis ou simplifié de la qualité réelle des appareils qu'ils choisissent.

Les amateurs qui ne possèdent pas de connaissances techniques spéciales peuvent ainsi avoir recours à des dispositifs efficaces et simples, qui permettent d'obtenir des indications plus valables que celles assurées par une simple écoute rapide.

En employant des disques ordinaires de qualité, on peut sans doute avoir une première opinion, mais à condition d'avoir une oreille exercée et non des indications comparatives avec des disques quelconques, même si la musique enregistrée offre une qualité artistique valable.

Il est bien difficile, en effet, de se rendre compte si une installation est meilleure qu'une autre, ou si la qualité d'une installation déterminée a pu varier au cours d'un certain laps de temps.

Comment peut-on effectuer des essais valables sans avoir recours à un matériel compliqué ? Il suffit d'employer des **disques d'essai** spécialement étudiés dans ce but, éléments de contrôle presque indispensables et, en tout cas, faciles à utiliser dans toutes les installations **stéréophoniques**. Il en existe de types assez divers et de plus en plus efficaces ; ils permettent d'effectuer des contrôles nombreux et complets et les meilleurs sont, évidemment, ceux qui offrent les plus grandes possibilités, en même temps que les plus grandes facilités d'utilisation.

Les plus simples comportent des enregistrements de **sons purs** de différentes fréquences, c'est-à-dire de différentes hauteurs, choisies sur l'étendue de la gamme musicale, depuis 40 ou 50 Hz jusqu'à 10 000 ou 12 000 Hz environ ; ces disques offrent un grand intérêt, mais ils ne permettent pas, sans doute, d'obtenir une analyse complète et précise ; grâce à eux on peut cependant déterminer les résonances propres du haut-parleur ou de l'ensemble des haut-parleurs sur les sons graves, et avec des tonalités plus élevées sur la gamme médium jusqu'à 300 Hz, on peut détecter les autres effets de résonance, tandis que d'autres sillons permettent de contrôler les bruits de fond, les défauts possibles du style, et les résonances du bras de lecture.

Une autre bande de fréquences assure le contrôle et les corrections ; elle permet d'étudier plus ou moins facilement la réponse en fréquence de l'appareil, c'est-à-dire l'étendue de la gamme musicale reproduite dans de bonnes conditions de fidélité.

Dans cette catégorie, on peut citer les disques stéréophoniques édités depuis quelques années à l'occasion du **Festival du Son et de**

la Haute Fidélité ; nous trouvons, également, des disques **Vox** contenant, sur une face, l'enregistrement de différentes bandes de fréquences et, sur la deuxième face, d'autres bandes et des enregistrements de différents instruments d'orchestre.

L'édition de différents types de ces disques et leur diffusion de plus en plus grande amènent à se demander **quelles sont exactement les qualités que doivent présenter les disques d'essai**, et les possibilités de contrôle qu'ils doivent assurer.

En général, un disque d'essai doit permettre de déterminer la pression optimale exercée sur le fond du sillon par le bras de lecture et la cellule, la position correcte de ce bras, la mise en phase et l'équilibre des systèmes de haut-parleurs et même, dans certains cas, indiquer les traitements acoustiques nécessaires qui doivent être appliqués dans la chambre d'écoute.

Pour permettre les contrôles et les diagnostics de ce genre, le disque doit être étudié de façon à permettre, autant que possible le contrôle de la réponse en fréquence de l'installation musicale **sans tenir compte des caractéristiques de la salle** où a lieu l'essai. Ce résultat peut être obtenu par l'emploi d'enregistrements de tonalités « hululées » ou glissantes, ou par des bandes d'octaves de bruits dits bleus. Le bruit blanc, d'après sa définition, est un son complexe ayant un spectre continu, comparable, par exemple, à celui produit par les effets thermiques dans les amplificateurs, et qui constitue un bruit de fond ou un bruit de souffle. L'oreille est plus sensible à ces bruits qu'à des sons purs, d'après la loi de Fechner.

Lorsqu'on examine ainsi les possibilités que doivent présenter ces disques, on peut définir un certain nombre de propriétés nécessaires et les essais correspondants qu'il est intéressant de préciser. Il en est ainsi, tout d'abord, dans les installations stéréophoniques, pour l'identification des canaux sonores, que l'on peut considérer comme l'essai n° 1.

1° L'identification des canaux sonores.

Cet essai doit aider l'auditeur dans la recherche des positions relatives les meilleures des différents éléments d'un **enregistrement stéréophonique** ; cet essai est important pour tous ceux qui veulent effectuer des enregistrements stéréophoniques directs, ce qui n'est pas une tâche facile, de façon à obtenir finalement une audition de qualité ayant un caractère naturel, et assurant la distribution sonore indispensable.

2° La séparation des canaux.

Elle indique le degré d'isolement d'un canal sonore par rapport à l'autre et nécessite, plus ou moins, un essai de diaphonie ; cet effet est particulier à la stéréophonie, et les essais doivent indiquer dans quelles conditions l'installation permet d'isoler les deux canaux. Une séparation de l'ordre de 30 dB sur une étendue

appréciable de la bande de réponse peut être considérée en stéréophonie comme une caractéristique satisfaisante.

3° L'équilibre des deux canaux sonores, ou « balance ».

C'est là, également, une condition nécessaire pour obtenir une audition stéréophonique de qualité. Notre installation est souvent équilibrée avec des quantités égales d'énergie sonore atteignant nos oreilles et provenant de chaque haut-parleur seulement pour la gamme médium du spectre audible.

Une disposition différente des haut-parleurs, et l'utilisation de contrôles du niveau des haut-parleurs pour sons aigus, ou tweeters, peut nous aider à équilibrer les deux canaux d'une manière plus efficace.

4° Les essais de piste de la cellule.

Ils nous permettent de déterminer la force minimale appliquée par le style de reproduction du phono-captur, qui est nécessaire dans notre installation pour reproduire correctement les enregistrements les plus complexes en suivant les sillons des disques.

5° La distorsion de cellule.

Elle est liée étroitement à la possibilité, pour la cellule du phono-captur, de suivre correctement les sillons ; elle peut souvent être réduite lorsqu'on peut déterminer la pression que doit exercer exactement la pointe de reproduction sur le fond du sillon.

6° L'effet anti-skating.

Il a pour but de s'opposer à la force centripète qui pousse le bras de lecture et, par suite, la pointe reproductrice vers le centre du disque. Il devient un facteur critique, lorsqu'on considère des poids très faibles, de l'ordre de 1 g, nécessaires pour les compliances très élevées employées parfois actuellement, et les masses du phono-captur très réduites et, spécialement, ceux qui utilisent un style à pointe elliptique.

La plupart des disques d'essai ne sont cependant pas prévus pour ce contrôle particulier, mais la plage vierge prévue sur quelques disques peut offrir un moyen d'évaluer ce phénomène ou, tout au moins, d'une manière approchée d'obtenir des résultats suffisants, que l'on ne pourrait pas évaluer habituellement sans un matériel de laboratoire très complet.

Les fabricants de matériel de qualité indiquent, d'ailleurs, généralement, la valeur de cette force, si un dispositif de réglage convenable est prévu dans le bras de lecture.

7° Les essais de pleurage.

Ils permettent de contrôler la constance de la vitesse de rotation du plateau. Un pleurage important est extrêmement gênant et constitue une source de distorsion inadmissible ; il en est de même pour les ronronnements du tourne-disque, et les bruits associés ; ces pleurages et ces bruits peuvent être facilement

évalués, en utilisant la plupart des disques d'essai actuels.

8° La mise en phase des haut-parleurs.

Elle concerne la production des deux canaux sonores par les deux haut-parleurs, et les mouvements simultanés des bobines mobiles. Si les deux haut-parleurs reproduisent le même signal sonore mais **déphasé**, c'est-à-dire si le diffuseur d'un des haut-parleurs se déplace vers l'avant, tandis que celui de l'autre se déplace vers l'arrière, la réponse sur les sons graves est affaiblie.

De plus, l'effet stéréophonique semble varier avec des décalages des faisceaux sonores, au lieu de demeurer constant et efficace, et l'on peut même constater une séparation exagérée des deux canaux sonores, qui semble provenir de deux sources bien **séparées** au lieu d'assurer un effet **d'ensemble** de distribution sonore, homogène, et naturel.

9° La **réponse en fréquence** est une caractéristique complexe et difficile à évaluer mais la plupart des disques d'essai permettent d'effectuer des contrôles valables. L'uniformité de la réponse et l'étendue de la gamme reproduite sont très importantes.

Différentes sortes de sons peuvent être employés pour les essais de bandes de fréquences. Les sons purs, tels qu'ils sont produits par un générateur, produisant des signaux sinusoïdaux risquent de devenir inefficaces, lorsqu'il faut tenir compte de la réponse acoustique de la pièce où a lieu l'audition.

Pour les utiliser efficacement, il faut donc connaître suffisamment les caractéristiques acoustiques de cette salle, et sa tendance à renforcer ou à affaiblir certaines parties du spectre audible.

Mais, il y a des sons « hululés » et des bruits qui permettent d'obtenir des résultats moyens sans tenir compte des effets acoustiques de la salle, et fournissent ainsi des indications valables sur la réponse du matériel employé.

Pour cette raison, les disques d'essai qui contiennent des sons de ce genre, sont plus efficaces que ceux qui n'en contiennent pas ; un disque d'essai contenant à la fois des sons purs, des tonalités hululées, et des bruits, permet de contrôler, à la fois, la réponse en fréquence de l'appareil lui-même, et les effets acoustiques de la chambre d'écoute, et constitue dans ce domaine le dispositif le plus efficace.

Les sons « hululés », ou « glissants », sont des tonalités qui varient dans un intervalle donné, habituellement d'une moitié ou de 1/3 d'octave, à une cadence déterminée. Leur but consiste à révéler les ondes stationnaires qui peuvent être produites dans la chambre d'écoute ; le résultat est généralement bon. Pour obtenir les meilleurs contrôles, il est bon de se déplacer autour de la chambre en effectuant cet essai.

En théorie, les **bandes de bruits** sont préférables à ces sons hululés ; en pratique, il y a semble-t-il, peu de différence dans leurs possibilités de contrôle de réponse des haut-parleurs.

Il y a différentes sortes de bruits : les bruits **blancs**, rappelons-le, sont des sons dont la puissance par unité de fréquence est essentiellement indépendante de la fréquence ; une notion satisfaisante sur ce genre de sons peut être obtenue en accordant un tuner FM sur une position correspondant à l'accord entre deux stations, plus les sons et les bruits ainsi obtenus, sont doux et conformes et plus la qualité des haut-parleurs est élevée.

Les bruits dits « roses » ont une énergie

constante par octave et, par conséquent, ont une amplitude qui diminue inversement à la fréquence.

Les bruits **bleus**, au contraire, ont une amplitude qui augmente en même temps que la fréquence. On a l'habitude, lorsqu'on utilise les bandes de bruits, de diviser le spectre audible en bandes de 1/3 d'octave de toutes les fréquences, avec des bandes quelconques, et des niveaux d'amplitude quelconques.

Ces bruits de 1/3 d'octave permettent de contrôler la réponse du haut-parleur seul, puisque les effets acoustiques de la chambre d'écoute ont été effectivement éliminés ; cependant, certains des disques présentés ne permettent pas une durée de reproduction suffisante des bandes de 1/3 d'octave pour assurer une évaluation réellement satisfaisante.

10° Les variations de fréquence.

En dehors des bandes individuelles de fréquences, certains disques d'essai contiennent des enregistrements de sons à fréquence variable avec balayage d'une bande déterminée. L'utilisation d'une bande de balayage de fréquences de 50 Hz à 15 kHz, par exemple, est très utile pour détecter les résonances d'une salle ; des fréquences de balayage de 5 Hz à 20 Hz environ sont extrêmement efficaces pour contrôler les résonances des enceintes acoustiques, des coffrets, et du bras de lecture.

11° La perspective stéréophonique ou distribution sonore.

Elle concerne l'impression d'étendue et de profondeur assurée par une bonne installation stéréophonique ; elle est, en réalité, le résultat total d'un ensemble de plusieurs qualités additionnelles contrôlées par les autres essais prévus.

12° Les résonances de la salle.

Comme nous l'avons indiqué plus haut, elles peuvent être étudiées dans les meilleures conditions avec des sons à basse fréquence variable ; elles peuvent aussi être localisées en utilisant des sons purs sur plusieurs fréquences basses différentes ; cette possibilité est indiquée comme un essai séparé, lorsqu'on utilise des disques comportant des instructions explicites et complètes pour le contrôle des résonances de la salle.

14° Les qualités pratiques d'utilisation.

Elles concernent la facilité d'emploi des disques d'essai employés par un auditeur qui n'a pas une formation technique approfondie, ou un matériel d'essai additionnel ; cette caractéristique indique ainsi les possibilités envisagées ; elle ne signifie pas qu'un disque est techniquement supérieur à un autre, mais seulement que son emploi est plus facile par un opérateur non professionnel.

Presque tous les disques de ce genre contiennent des sélections musicales destinées à démontrer la gamme dynamique, la réponse en fréquence, la perte de distorsion, la perspective, etc. qui peuvent être assurées par les meilleurs systèmes stéréophoniques. Ces sélections sont difficiles à évaluer quantitativement, mais leur intérêt utilitaire est évident ; beaucoup d'utilisateurs pensent même que des sélections musicales enregistrées avec soin permettent d'effectuer des essais plus valables que les essais formels classiques.

Bien entendu, avant de réaliser le contrôle de notre installation assurons-nous que les haut-parleurs sont correctement placés, le style de reproduction bien propre, le niveau du plateau normal, l'installation correctement

connectée, la pression du style reproducteur bien réglée ; assurons-nous également de la facilité d'effectuer les réglages pendant les essais.

Il est bon d'entendre, à plusieurs reprises, l'enregistrement du disque d'essai pour nous familiariser nous-mêmes avec les contrôles à effectuer ; il est bon, également, d'effectuer les essais à un moment où les bruits ambiants de la salle sont les plus faibles possibles.

Comme pour tous les éléments de ce genre, il n'y a sans doute pas de disque d'essai idéal possédant toutes les qualités ! Mais, avec deux ou plusieurs disques bien choisis, on peut avoir à sa disposition tous les moyens efficaces et pratiques pour effectuer des essais de grande valeur.

UN DISQUE COMPLET D'ESSAI RECENT

Parmi les disques d'essai les plus récents, et les plus complets, il faut citer l'enregistrement allemand réalisé par l'Institut de Haute Fidélité D.H.F.-1, qui a été récemment édité en version française et comporte des commentaires facilitant le travail de l'amateur, et améliorant ses connaissances pratiques indispensables.

Ces disques sont réalisés sous deux formes différentes. Le premier comporte un enregistrement d'orchestre stéréophonique destiné à permettre l'identification du canal gauche et du canal droit, et de faire ressortir les différences existant dans la reproduction, des sons provenant de sources plus ou moins rapprochées.

Des enregistrements anciens et récents permettent, également, de se rendre compte des **progrès obtenus** avec les techniques modernes, et des résultats qui doivent ainsi être possibles avec des chaînes de qualité.

Les enregistrements suivants reproduisent des bandes de fréquences provenant de musique d'orchestre, mais **filtrées**, c'est-à-dire de façon à faire entendre seulement les sons situés **au-dessus** de certaines valeurs ou, au contraire, **au-dessous** de certaines limites, entre 2 000 et 10 000 Hz. On peut ainsi se rendre compte rapidement des qualités respectives de l'installation pour les différentes bandes de fréquences, les résultats étant, d'ailleurs, beaucoup plus difficiles à apprécier sur les sons aigus que sur les sons graves, en raison de la sensibilité, en fait, beaucoup plus faible de l'ouïe pour la gamme élevée, surtout pour la plupart des sujets d'âge supérieur à 50 ans, et du sexe masculin.

A ce propos, de très nombreux amateurs mélomanes, lorsqu'ils étudient une installation de haute fidélité, ou veulent en faire l'acquisition, considèrent essentiellement comme un critère de qualité **la fréquence la plus élevée** des sons reproduits indiquée par le fabricant, de l'ordre de 12 000, 15 000, 20 000 Hz, et même au-delà !

En fait cette indication n'a guère qu'une valeur très faible, si elle n'est pas accompagnée d'une indication complémentaire indiquant **dans quelles conditions** cette reproduction a lieu à l'extrémité de la gamme possible, c'est-à-dire quel est le niveau atteint pour des sons aussi aigus, car l'affaiblissement aux deux extrémités de la gamme est parfois très considérable.

De plus, à quoi sert cette reproduction des sons très aigus, si nous ne pouvons les entendre ? Comme nous venons de le rappeler, la plupart d'entre nous perçoivent fort mal,

sinon pas du tout, les tonalités aiguës de fréquences supérieures à 12 000 Hz. Avant d'exiger de nos appareils des performances extraordinaires, et plus ou moins réalisables, il faudrait d'abord, contrôler les caractéristiques de notre propre ouïe, avec un audiomètre, et cela nous rendrait sans doute bien souvent plus modestes !

Mais, ces considérations nécessaires ne réduisent pas l'intérêt des disques d'essai, comme celui dont nous parlons actuellement, et qui est, d'ailleurs, destiné essentiellement à contrôler la reproduction sonore jusqu'à même 10 000 Hz.

Ce disque comporte donc également des plages destinées au contrôle des sons graves et aigus au moyen d'exemples d'enregistrements spécialement choisis. Un même morceau de musique est reproduit d'abord sur une bande de fréquences très restreinte, dite « téléphonique », de 480 à 2 500 Hz, puis avec des bandes additionnelles d'une octave vers les sons graves et vers les sons aigus de façon à arriver finalement à la totalité de la gamme musicale qui doit être reproduite par une installation à haute fidélité.

Ce même disque permet, évidemment, le contrôle de la mise en phase des haut-parleurs ce qui est réalisé sur les sons graves. Une plage permet de faire entendre deux fois un souffle qui est d'abord localisé entre les deux haut-parleurs, puis la deuxième fois n'est pas localisable ; s'il n'en est pas ainsi, il faut intervertir l'ordre de connexion des fils d'un des haut-parleurs.

Le disque permet aussi le contrôle habituel du ronronnement ou ronflement, qui peut être produit aussi bien par le moteur et le phono-capturateur que par l'amplificateur. Une plage de sillons non modulés est destinée au contrôle des ronflements dus à ces causes d'origine électrique et mécanique. Le contrôle consiste à entendre les bruits des haut-parleurs lorsque le style de lecture suit les sillons, et lorsque le bras de lecture est relevé. On peut ainsi distinguer les bruits de ronflement et de souffle proprement dits.

La distorsion, enfin, est un des phénomènes les plus difficiles à étudier par des moyens simples, et les éditeurs de ce disque ont voulu surtout faire exactement connaître ses effets aux mélomanes. Un fragment musical est ainsi d'abord enregistré sans distorsion, puis avec 3 % de distorsion, 10 %, et 30 %, de façon à montrer les différences existant suivant les reproductions.

Ce qui caractérise très heureusement ce disque d'essai, c'est surtout son caractère très didactique. Il n'a pas pour but de permettre à l'auditeur d'effectuer un contrôle direct de la qualité de la reproduction, ou des défauts de tout genre qui peuvent se produire, mais, surtout, de lui faire connaître, à la fois, la qualité la plus poussée des auditions que l'on peut obtenir, et l'influence des différents défauts de l'installation sur cette qualité.

Il s'agit, en fait, de mieux éduquer encore l'oreille de l'auditeur mélomane, de façon à lui permettre de juger plus valablement la qualité de l'audition obtenue avec l'appareil d'essai par une simple écoute directe, mais rationnelle et approfondie, et c'est là, sans doute, un but qui présente déjà un intérêt remarquable.

Pour compléter, en quelque sorte, ces leçons de fidélité, on trouve sur la seconde face du disque, des extraits musicaux très divers choisis parmi un ensemble de disques stéréophoniques de haute qualité, musique pour piano, musique pour orgue, musique de chambre, musique concertante, musique symphonique, opéra, mu-

sique légère, musique de danse et jazz. Il permet également de nous rendre compte des possibilités de la chaîne sonore, et de déterminer la meilleure disposition des éléments dans la salle d'écoute, ainsi que les caractéristiques acoustiques de cette salle convenant aux différents enregistrements reproduits.

R.S.

QUELQUES DISQUES D'ESSAIS POUR TOURNE-DISQUES ET CELLULES PHONO-CAPTRICES

DISQUE CBS-BTR150 (1)

Titre : Broadcast Test Record

Face A - Mode monophonique.

Plage 1. — 3 000 Hz pour la mesure du pleurage et du scintillement niveau d'enregistrement 0 dB.

Plage 2. — Signal de référence latéral 400 Hz, niveau 0 dB.

Plage 3. — Calibrage d'un signal crête. Signal continu 400 Hz, niveau 0 dB et impulsion 3 000 Hz à + 10 dB.

Plage 4. — Série de fréquences de 20 000 à 16 000 Hz enregistrées à 14 dB — plus signal de référence à 1 000 Hz à 0 dB.

Plage 5. — Signal pour calibrage de la balistique des vu-mètres, signal continu à 1 000 Hz et ensuite impulsion de 300 m/s.

Plage 6. — Sillons de silence.

Face B - Mode stéréophonique.

Plage 1. — Signal référence canal gauche 1 000 Hz. Vitesse : 3,54 cm/s.

Plage 2. — Signal référence canal droit 1 000 Hz. Vitesse : 3,54 cm/s.

Plage 3. — Série de fréquences sur canal gauche de 50 000 à 16 000 Hz, niveau 14 dB — Réf. Vitesse : 3,54 cm/s à 1 kHz.

Plage 4. — Série de fréquences sur canal droit de 50 000 à 16 000 Hz, niveau 14 dB — Réf. Vitesse : 3,54 cm/s à 1 kHz.

Plage 5. — Signal de référence latéral 1 000 Hz. Vitesse 5 cm/s.

Plage 6. — Signal de référence vertical 1 000 Hz. Vitesse : 5 cm/s.

DISQUE CBS-STR111 (1)

Titre : Stereophonic test record

Face A - Essais en signaux rectangulaires et essais de tracking.

Plage 1. — Signaux rectangulaires à 1 kHz latéral 5 cm/s, gauche 3,54 cm/s, droit 3,54 cm/s, vertical 5 cm/s.

Plage 2. — 300 Hz pour essais de tracking latéral : réf. dB 1,12 × 10⁻³ cm, amplitude de pointe + 6, + 12, + 15, + 18 dB.

Plage 3. — 300 Hz pour essais de tracking vertical dB réf. 1,12 × 10⁻³ cm, amplitude de pointe + 6, + 12, + 15, + 18 dB.

Plage 4. — Signaux rectangulaires à 1 kHz identiques à plage 1.

Face B - Essais d'intermodulation.

Plage 1. — 4 000 Hz, 18 dB. Signal de référence 1,12 × 10⁻³ cm, amplitude de crête, niveau constant pour tous les essais d'intermodulation.

Plage 2. — Essai d'intermodulation latérale à 400 Hz, + 6, + 9, + 12, + 15, + 18 dB.

Plage 3. — Essai d'intermodulation verticale 400 Hz, + 6, + 9, + 12 dB.

Plage 4. — Essai d'intermodulation latérale 200 Hz, + 6, + 9, + 12, + 15, + 18 dB.

Plage 5. — Essai d'intermodulation verticale 200 Hz, + 6, + 9, + 12 dB.

DISQUE CBS STR120 (1)

Titre : Stereophonic test record

Face A - Essai pour pick-up à large bande.

Groupe 1 (extérieur), 500 à 50 000 Hz.

Plage 1. — Canal gauche, fréquence glissant de 500 à 50 000 Hz à vitesse constante, 8 dB - 3,54 cm/s (RMS).

Plage 2. — Canal droit, fréquence glissant de 500 à 50 000 Hz à vitesse constante, 8 dB, 3,54 cm/s (RMS).

Plage 3. — Fréquence glissant de 500 à 50 000 Hz latérale, vitesse constante, 8 dB, 5 cm/s (RMS).

Plage 4. — Fréquence glissant de 500 à 50 000 Hz verticale, vitesse constante, 8 dB, 5 cm/s (RMS).

Groupe 2 et 3 : Centre et intérieur identiques au groupe 1.

Face B - Essai pour P.U. à large bande.

Plage 1. — Sillons de silence.

Plage 2. — Signal référence à 1 kHz canal gauche 0,80 × 10⁻³ cm amplitude crête, vitesse 3,54 cm/s (RMS).

Plage 3. — Signal référence à 1 kHz canal droit 0,80 × 10⁻³ cm, amplitude crête, vitesse 3,54 cm/s (RMS).

Plage 4. — Canal gauche fréquence glissant de 10 à 500 Hz, amplitude constante + 12 dB, réf. 0,80 × 10⁻³ cm amplitude crête.

Plage 5. — Canal droit, fréquence glissant de 10 à 500 Hz amplitude constante + 12 dB, réf. 0,80 × 10⁻³ cm amplitude crête.

Plage 6. — Fréquence glissant de 10 à 500 Hz latérale, amplitude constante + 12 dB, réf. 1,12 × 10⁻³ cm, amplitude crête.

Plage 7. — Fréquence glissant de 10 à 500 Hz verticale, amplitude constante 12 dB, réf. 1,12 × 10⁻³ cm, amplitude crête.

Plage 8. — Sillons de silence.

DISQUE DHFI (2)

Titre : Hi-Fi test N° 2

Plages 1 et 2 : Courbe de réponse selon la caractéristique de gravure RIAA/CEI. (Constantes de temps 3 180, 318 et 75 µs.)

Plage 1. — Voie gauche. Niveau de référence : 1 kHz, 0 dB (correspond à une vitesse de gravure de 8 cm/s). Ensuite, niveau de - 10 dB par rapport à la référence 0 dB à 1 kHz (correspond à une vitesse de 2,528 cm/s). Fréquences fixes annoncées de 20 kHz à 11 kHz, atténuées de - 16 dB par rapport au niveau de référence 0 dB. (Les annonces faites en allemand sur le disque signifient successivement : - 16 dB, 20 000 Hz, 19 000 Hz, 18 000 Hz, 17 000 Hz, 16 000 Hz, 15 000 Hz, 14 000 Hz, 13 000 Hz, 12 000 Hz, 11 000 Hz.) Fréquences fixes annoncées de 10 kHz à 1 kHz, atténuées de - 10 dB par rapport au niveau de référence 0 dB. (Les annonces faites en allemand sur le disque signifient successivement : - 10 dB, 10 000 Hz, 9 000 Hz, 8 000 Hz, 7 000 Hz, 6 000 Hz, 5 000 Hz, 4 000 Hz, 3 000 Hz, 2 000 Hz.) Sillon de séparation. (Les annonces faites en allemand sur le disque signifient successivement : 1 000 Hz, 500 Hz, 250 Hz, 125 Hz, 80 Hz, 60 Hz, 40 Hz, 30 Hz, 20 Hz.) Fréquences fixes annoncées de 1 000 Hz à 20 Hz, atténuées de - 10 dB par rapport au niveau de référence 0 dB.

Plage 2. — Voie droite. Niveau de référence : 1 kHz, 0 dB (correspond à une vitesse de gravure de 8 cm/s). Ensuite, niveau de - 10 dB par rapport à la référence 0 dB à 1 kHz (correspond à une vitesse de 2,528 cm/s). Fréquences fixes annoncées de 20 kHz à 11 kHz, atténuées de - 16 dB par rapport au niveau de référence 0 dB. (Les annonces faites en allemand sur le disque signifient successivement : - 16 dB, 20 000 Hz, 19 000 Hz, 18 000 Hz, 17 000 Hz, 16 000 Hz, 15 000 Hz, 14 000 Hz, 13 000 Hz, 12 000 Hz, 11 000 Hz.)

Remarques : A 10 kHz et à 20 kHz, la vitesse est de 12 cm/s, et se situe donc à 3,5 dB au-dessus de 8 cm/s. A 6,8 kHz et à 13,5 kHz, la vitesse est de 8 cm/s (niveau Δ0 dB). Dans la bande comprise entre 20 Hz et 16 000 Hz, la gravure suit la caractéristique RIAA/CEI avec une précision meilleure que ± 1 dB. Dans cette bande, le plus grand écart, pour les deux canaux, par rapport au disque de mesure CBS STR130, est de ± 0,5 dB, et atteint - 3 dB à 15 kHz, et - 0,8 dB à 20 kHz. Le niveau de référence (0 dB à 1 kHz) est maintenu à 0,2 dB près dans le canal de gauche, et à 0,1 dB dans le canal de droite.

Plage 3. — Test de concordance de phase. Le signal d'essai est constitué par un souffle coloré et réverbéré, qui passe de l'opposition de phase à la concordance. Ce signal est répété trois fois. L'emploi d'un bruit erratique garantit qu'aucune onde stationnaire ne peut prendre naissance dans le local d'écoute. Ces dernières empêchent, comme le prouve l'expérience, de juger avec certitude de la mise en phase des haut-parleurs.

Plage 4. — Réglage de balance. Un bruit coloré et réverbéré apparaît d'abord dans le canal de gauche; puis, au même niveau, dans le canal de droite. Il apparaît ensuite, avec la même intensité, sur les deux voies; de sorte que, lorsque la balance est bien réglée, il doit être localisé au centre de l'espace entre enceintes.

Contenu face B.

Plage 1. — Essai de ronronnement (« Rumble »). Fréquence de 315 Hz enregistrée, en gravure latérale, successivement aux niveaux 0 dB (vitesse = 5,4 cm/s), - 10 dB, - 20 dB et - 30 dB. Viennent ensuite un sillon de repérage et des sillons vierges.

Plages 2 et 3. — Fréquences glissantes avec repères. **Plage 2 :** Canal de gauche, 30 Hz à 12 000 Hz. Fréquences repérées : 62,5 Hz, 125 Hz, 250 Hz, 500 Hz, 1 000 Hz, 2 000 Hz, 4 000 Hz, et 8 000 Hz. **Plage 3 :** Canal de droite : 30 Hz à 12 000 Hz. Fréquences repérées : 62,5 Hz, 125 Hz, 250 Hz, 500 Hz, 1 000 Hz, 2 000 Hz, 4 000 Hz et 8 000 Hz.

Remarques : Les fréquences glissantes sont gravées selon la caractéristique RIAA/CEI, et synchronisées avec l'enregistreur de niveaux Brüel et Kjaer 2305. Le niveau

de l'enregistrement à 1 kHz est de - 12 dB par rapport à la vitesse nominale de 8 cm/s.

Plage 4. — Vérification de la compensation de la poussée latérale. Surface lisse, non gravée, pour la vérification du réglage correct d'un éventuel compensateur de poussée centripète (« Antiskating »).

Plages 5 et 6. — Test de « lisibilité » des phonocapteurs (« Tracking ability »). Signaux de 300 Hz en gravures latérale et verticale, d'amplitudes croissantes, et annoncées, dans l'ordre (les amplitudes sont annoncées « mu » en allemand). **Plage 5 :** Gravure latérale : 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90 et 100 μ . **Plage 6 :** Gravure verticale : 20, 30, 40 et 50 μ .

Remarques : Les relations entre amplitude, vitesse et niveau, par rapport à 10 cm/s pour 1 kHz, sont résumées dans le tableau ci-dessous :

Amplitude en μ	Vitesse en cm/s	Niveau en dB
20	3,768	- 3
30	5,652	+ 0,47
40	7,536	+ 3
50	9,420	+ 4,96
60	11,304	+ 6,52
70	13,188	+ 7,86
80	15,072	+ 9,02
90	16,956	+ 9,85
100	18,84	+ 10,96

Plages 7 et 8. — Epreuve de diaphonie. **Plage 7 :** Le canal de gauche étant seul gravé, vérification de la diaphonie de la gauche vers la droite aux fréquences suivantes, annoncées :

125 Hz	0 dB	2,1 cm/s
500 Hz	0 dB	5,8 cm/s
1 000 Hz	0 dB	8 cm/s
4 000 Hz	- 5 dB	9,8 cm/s
10 000 Hz	- 15 dB	6,7 cm/s

Plage 8. — Le canal de droite étant seul gravé, vérification de la diaphonie de la droite vers la gauche aux fréquences suivantes, annoncées :

125 Hz	0 dB	2,1 cm/s
500 Hz	0 dB	5,8 cm/s
1 000 Hz	0 dB	8 cm/s
4 000 Hz	- 5 dB	9,8 cm/s
10 000 Hz	- 15 dB	6,7 cm/s

(1) Disques disponibles chez « Film-Radio », 6, rue Denis-Poisson, Paris (17^e).

(2) Disque disponibles chez « Hengel », 2 bis, rue Vivienne, Paris (2^e).

Un baffle en kit : le « BK250LS »

NOUS avons déjà eu l'occasion de parler des baffles produits par la firme ITT, fournis en kits, qui permettent de réaliser des ensembles dont les performances répondent aux normes de la haute fidélité, et dont le BK 250 LS fait partie.

Les kits de baffles donnent généralement le plus de satisfaction possible aux utilisateurs, car ils sont simples à monter, et le succès est par conséquent assuré dans tous les cas. La gamme ITT est étudiée d'une part en fonction des normes DIN 45 500, et d'autre part, en fonction des problèmes qui se posent aux constructeurs amateurs. Donc, les structures de la présentation en pièces détachées ont été déterminées en partant d'un modèle fini.

LE MATERIEL FOURNI

Les éléments fournis dans le kit proprement dit (nous verrons plus loin pour quelles raisons nous insistons sur ce terme) sont tous les composants « électro-acoustiques » : diffuseurs, filtres, raccords, etc.

Trois diffuseurs doivent équiper l'ensemble terminé. Le premier est un haut-parleur de très grand diamètre, prévu pour diffuser les fréquences basses. Il est muni d'un aimant à forte induction, qui permet d'avoir l'énergie suffisante pour restituer les fréquences extrêmes du bas de gamme. La membrane, assez rigide par elle-même, est suspendue sur le pour-

tour par une bande en caoutchouc extrêmement souple, autorisant des déplacements de grande envergure. Ce haut-parleur est le « Woofer LPT 245 ».

Le second diffuseur est d'un encombrement inférieur au précédent, puisqu'il s'agit d'un 130 mm. Il est destiné à la reproduction des médiums (fréquences moyennes). Son utilisation étant faite ici bien loin du maximum de ses possibilités, il n'est pas étonnant d'avoir pour résultat une restitution exemplaire de cette partie du spectre, avec absence totale de coloration.

Le dernier diffuseur est bien sûr un tweeter, destiné à la reproduction des fréquences élevées et très élevées. Il s'agit d'un modèle à dôme, assurant une propagation multidirectionnelle. Ce Tweeter de 90 mm est le « LPKH 90 ».

En dehors de ce matériel de diffusion, il y a également des filtres, qui servent à séparer les bandes de fréquences graves, moyennes et aiguës, afin de ne pas surcharger les diffuseurs. Ces filtres sont réunis sous des boîtiers cylindriques, réunis eux-mêmes sur un seul circuit.

LES PERFORMANCES

Il faut tout de suite, avant d'aller plus avant dans la description du matériel, donner les performances de l'ensemble technique.

La puissance nominale admissible est de 40 W, et puissance musi-

cale admissible est de 70 W. La gamme des fréquences reproduite s'étend de 28 à 35 000 Hz. L'impédance nominale est de 4-8 Ω .

On voit donc que ces performances correspondent parfaitement à l'immense majorité des installations Hi-Fi domestiques. Il faut ajouter que ces performances sont obtenues avec un coffret formant enceinte acoustique d'un volume de 40 litres environ.

LA « SUITE » DU KIT

De plus, ITT fournit également, pour ceux qui le désirent, l'ébénisterie complète, prédécoupée, prête à assembler, qui donne, une fois terminée, non seulement de bons résultats techniques, mais aussi un ensemble du meilleur aspect extérieur.

CONCLUSION

C'est donc un ensemble extrêmement complet qui est proposé ici, puisqu'on ne se limite pas, comme c'est souvent le cas, à fournir sous l'appellation de « kit », deux sous l'appellation de « KIT », deux ou trois diffuseurs uniquement.

Yves DUPRE.

— CE MATERIEL EST NOTAMMENT EN VENTE —

KIT ITT BK250 LS

1 Woofer • 1 Médium • 1 Tweeter à dôme • 1 Filtre 3 voies •
Puissance normale 40 W • Bande passante : 28 à 35 000 Hz.

PRIX : NOUS CONSULTER

TOUTE LA GAMME ITT DISPONIBLE

AUDIOCLUB
RADIO-STOCK

7, rue Taylor, PARIS-X^e - Tél. 208.63.00
607-06-09 - 607-93-90

Ouverture le lundi de 14 à 19 h et du mardi au samedi de 10 h à 13 h et de 14 h à 19 h

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

— OUVERT EN AOUT —

UN WATTMÈTRE ET IMPÉDANCEMÈTRE SIMPLIFIÉ

Le contrôle des puissances et des impédances doit être effectué très fréquemment dans les installations électro-acoustiques, lorsqu'on veut effectuer des mises au point rationnelles, et des adaptations des différents éléments de la chaîne sonore.

La mesure et le contrôle de la tension, du courant, ou de la résistance est relativement facile; il suffit d'avoir à sa disposition un polymètre ou un voltmètre électronique. Cependant, lorsqu'il s'agit de mesurer des puissances, les problèmes sont souvent plus difficiles à résoudre.

Une première difficulté réside dans le fait qu'il faut mesurer en même temps deux variables indépendantes: la tension et le courant, la tension et la résistance, ou le courant et la résistance.

Cette opération n'est pas trop difficile; mais, si nous désirons mesurer la puissance de sortie maximale d'un amplificateur, d'un générateur de signaux, comme, d'ailleurs, d'un émetteur de faible puissance, le problème se complique. Il faut, en effet, au moment de la mesure, que l'impédance de charge soit adaptée à l'impédance de sortie de l'appareil en essai.

Il est intéressant de signaler, ainsi, un montage de mesure de puissance et d'impédance permettant de mesurer la puissance de sortie d'un appareil, depuis quelques milliwatts jusqu'à 3 W au minimum, et simultanément d'une manière automatique, d'adapter l'impédance de sortie depuis 4,7 jusqu'à 10 000 ohms. L'appareil de mesure a une gamme de fréquences très étendue, en outre, s'étendant depuis le courant continu jusqu'à environ 150 MHz! Il ne comporte pas de circuit d'alimentation ou d'éléments à semi-conducteur, et n'exige ni alignement, ni maintenance.

Le wattmètre, ainsi réalisé, est d'un emploi très facile; il suffit de le relier simplement aux bornes de sortie de l'appareil à contrôler, et de faire tourner le bouton d'un seul sélecteur jusqu'au moment où un appareil de mesure étalonné en watts indique une valeur maximale.

Cette valeur correspond à la puissance de sortie maximale et, en même temps, la position du sélecteur indique l'impédance approximative de sortie du circuit à essayer. Le dispositif d'essai peut être modifié facilement

pour indiquer l'impédance de sortie avec une précision très satisfaisante.

CONSTRUCTION DE L'APPAREIL

L'appareil est monté dans un boîtier métallique pour éviter l'effet des radiations, dans le cas où on l'emploie avec un émetteur à faible puissance. La paroi frontale peut être plus ou moins oblique, de façon à constituer une sorte de pupitre.

Le schéma de l'appareil est indiqué sur la figure 1; les résistances de charge qui sont mises en circuit par le contacteur S₁A, depuis la résistance R₁ jusqu'à R₁₁, sont du type 2 W et de préférence non inductives; leurs tolérances sont choisies suivant la précision de lecture désirée, mais celle-ci dépend essentiellement de l'appareil de mesure employé.

Le commutateur rotatif peut être assemblé en dehors du boîtier; il faut disposer, en principe, de onze positions, mais on peut utiliser un système à deux ou trois étages en

En pratique, ces deux extrêmes sont rarement rencontrés, et une diode de redressement au germanium à 120 V peut suffire dans presque tous les cas.

Pour étalonner le cadran de l'appareil de mesure de façon à obtenir des indications de puissance en watts, enlevons avec soin le couvercle de protection du cadran et étalonnons, à nouveau, l'échelle d'après les indications du tableau 1 ci-dessous; lorsque cette opération est effectuée, remontons l'appareil de mesure dans son boîtier.

La valeur moyenne efficace d'un signal alternatif, en supposant une oscillation sinusoïdale, est seulement de 0,707 de la valeur de pointe; il est ainsi nécessaire d'avoir une résistance shunt en parallèle avec l'appareil de mesure pendant les contrôles en alternatif.

Les appareils de mesure ont des résistances internes très variables; le choix de cette résistance shunt R₂₃ doit donc être effectué de façon à l'adapter à l'appareil de mesure utilisé.

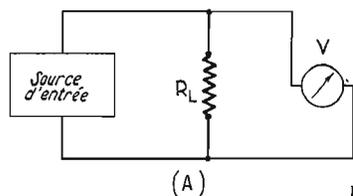


Fig. 2

galettes. Le troisième est employé comme support pour une extrémité des résistances de contrôle de R₁₂ à R₂₂.

La diode D₁ est d'un type quelconque; mais il est bon cependant de considérer deux facteurs qui déterminent son choix; lorsqu'on applique une puissance continue de 3 W aux bornes d'une charge de 10 000 ohms, il se produit une tension de 173 V aux bornes de la diode. Avec la même puissance et la même impédance, la tension alternative de crête est d'environ 250 V; aucune diode au germanium de faible puissance habituelle ne peut supporter un tel niveau de tension. D'un autre côté, une puissance de 30 mW appliquée sur une charge de 5 ohms ne produit guère que 0,5 V aux bornes de la diode, ce qui est au-dessous de la valeur limite de conduction pour une diode au silicium à tension élevée.

Dans ce but, connectons une source haute tension et un potentiomètre avec une résistance de plusieurs milliers d'ohms en série avec le voltmètre. Réglons le potentiomètre, jusqu'à ce que l'appareil de mesure indique exactement la valeur totale du cadran, soit 3 W. Ensuite, connectons des résistances de valeurs variées aux bornes de l'appareil de mesure, jusqu'à ce que l'aiguille indique une valeur de 1,5 W, ce qui constitue la position d'étalonnage sur le cadran.

L'appareil de mesure indique, à ce moment, une valeur de crête plutôt que la puissance moyenne efficace; il ne peut donc fournir des résultats exacts pour les puissances d'entrée qui ne correspondent pas à des courants sinusoïdaux; cependant cette méthode peut être très satisfaisante, en pratique, et une fois la résistance R₂₃ choisie, elle est reliée à l'appareil d'essai, comme le montre la figure 1.

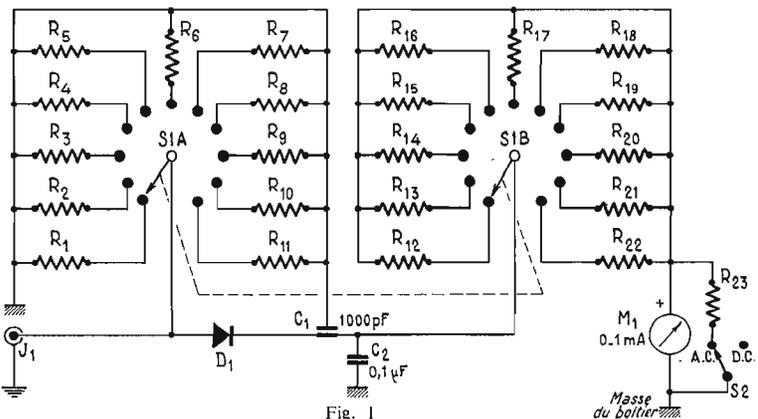


Fig. 1

COMPOSANTS DU MONTAGE

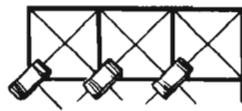
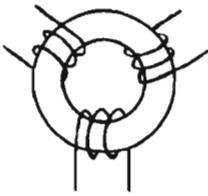
Les composants du montage sont les condensateurs C₁ de 1 000 pF d'alimentation et C₂ de 0,1 μF.

J₁ est un jack d'entrée, qui peut être du type coaxial lorsqu'on envisage aussi le contrôle des fréquences élevées, et M₁ est un milli-ampèremètre de 0,1 mA.

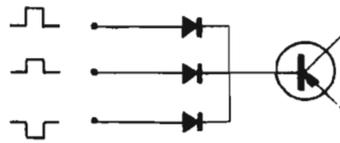
Les résistances, de R₁ à R₁₁, sont du type non inductif de 2 W; elles ont pour valeurs: R₁ = 4,7 ohms; R₂ = 10 ohms; R₃ = 22 ohms; R₄ = 47 ohms; R₅ = 100 ohms; R₆ = 220 ohms; R₇ = 470 ohms; R₈ = 1 000 ohms; R₉ = 2 200 ohms; R₁₀ = 4 700 ohms; R₁₁ = 10 000 ohms.

Watts	mA
3	1
2,5	0,91
2	0,82
1,5	0,707
1	0,57
0,75	0,5
0,5	0,41
0,25	0,29
0,1	0,185
0,05	0,13
0,01	0,057

suite page 131



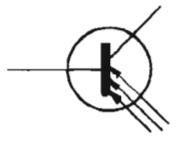
OUI



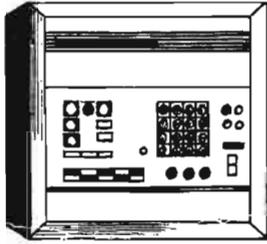
NON

ET

1 + 1 = 10
10 + 10 = 100
1000 - 100 = 100
11 x 11 = 1001



OU



INITIATION AU CALCUL ELECTRONIQUE

L'ORDINATEUR A L'USINE

À la dernière Biennale de la Machine-Outil, qui s'est tenue au C.N.I.T. en avril dernier, la S.T.A.D. (Société de traitement automatique des données) exposait un terminal de time-sharing relié par ligne téléphonique ordinaire à un ordinateur Univac 1108.

Ce terminal permet le fonctionnement, sous la commande de l'ordinateur, d'oxycoupeuses à commande numérique Messer-Guisheim. Grâce à un programme appelé Mingo, qui permet d'écrire les diverses instructions de la commande, dans un langage simplifié, l'utilisateur peut décrire, la forme de la pièce à usiner directement à l'ordinateur installé à

distance : l'ordinateur exécute le programme et renvoie par téléphone au terminal des instructions traduites sur place en ruban perforé. Ce ruban perforé sert à la commande de l'oxycoupeuse.

LA MACHINE-OUTILS A ORDINATEUR

L'oxycoupeuse à commande numérique est une application, parmi tant d'autres, de l'utilisation de l'informatique dans les ateliers de production et de fabrication. La commande numérique de machines-outils a permis de façonner des formes les plus complexes, ce qui était impossible à obtenir avec les méthodes conventionnelles.

Des langages orientés vers la production ont été mis au point dans lesquels on définit la géométrie et la technologie des pièces à usiner. A la fin des années 1950, plus de cent programmes ont été ainsi développés, principalement aux Etats-Unis, par l'industrie aéronautique. A l'époque, on ne parlait que d'A.P.T. (Automatically Programmed Tool, soit : « outils à programmation automatique »).

Un système APT complet a été, en 1957, développé d'abord au Massachusetts Institute of Technology (M.I.T.) puis ce travail s'est poursuivi dans une autre université américaine : l'Illinois Institute of Technology Research Institute (I.I.T.R.I.) située à Chicago. Le système en question permet à l'utilisateur de définir sous forme numérique chaque aspect de la pièce à traiter, même les surfaces les plus complexes.

La production « commerciale » des machines à commande numérique date de 1957-1958 en Europe occidentale, avec un retard de six ans sur les Etats-Unis. Ce n'est

qu'en 1965 que la production européenne commença à prendre une certaine importance dans les statistiques.

Bien que la France ait été le second pays européen à entreprendre la construction de machines à commande numérique, elle a accompli au départ peu de progrès, ce qui a conduit à une très faible production de telles unités industrielles : cette part représente la moitié de ce qu'elle est en Italie et au Royaume-Uni.

Des techniciens estiment que, plus de la moitié des postes de travail peuvent être équipés de la commande numérique : les perspectives à long terme apparaissent, par conséquent très favorables. Selon Eurofinance, société internationale d'études et de conseils économiques, associée à quinze des plus grandes banques européennes et américaines, en Europe occidentale, la part de la commande numérique, dans la production des machines-outils, se situera à 14-16 % au-dessous du niveau américain en 1974.



Photos n° 1 : (a) Voici une machine d'oxycoupage à commande numérique ; (b) Son fonctionnement peut être commandé par une bande perforée créée par ordinateur.

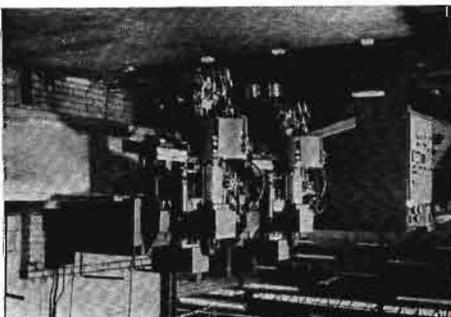


Photo n° 2 : Cette machine à percer, à fileter et à aléser a une commande numérique de position lui conférant une très grande précision de travail.



	1969		1964		Taux de croissance annuelle en 1964 et 1969
	Valeur en millions de dollars	Pourcentage de la production nationale de machines-outils	Valeur en millions de dollars	Pourcentage de la production nationale de machines-outils	
Italie.....	27,0 MS	9,0 %	2,4 MS	1,4 %	60,22 %
Royaume-Uni	40,9 MS	9,0 %	6,5 MS	1,9 %	44,2 %
Allemagne....	46,8 MS	5,0 %	5,5 MS	0,8 %	50,4 %
France.....	13,3 MS	4,5 %	0,9 MS	0,4 %	70,1 %
Etats-Unis....	303,9 MS	18,4 %	105,4 MS	9,1 %	22,8 %

Photo n° 3 : La machine à commande numérique effectuée ici des gros travaux de fraisage.

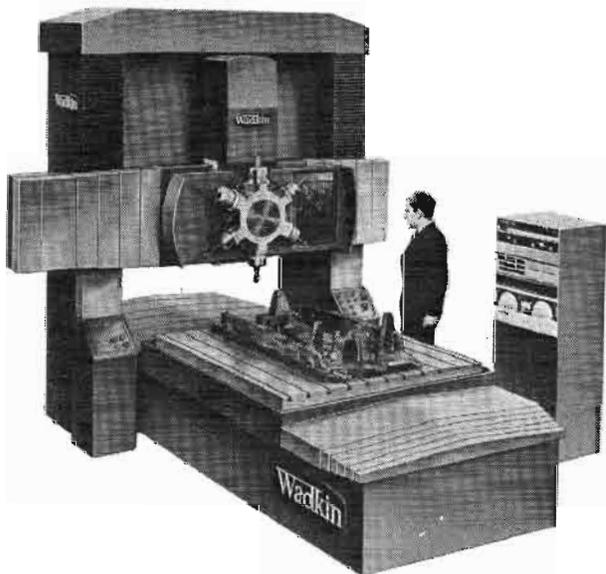
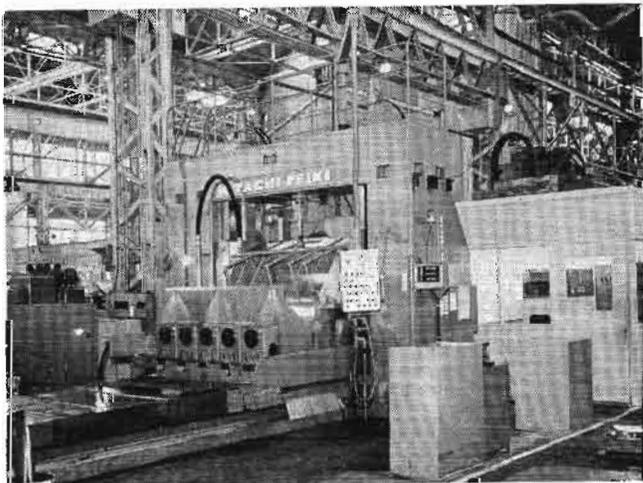


Photo n° 4 : Les aubes de turbines sont, parmi les produits industriels, ceux dont la forme géométrique est la plus complexe. Les constructeurs (ici : Hitachi) développent des unités numériques capables de définir les formes des aubes, avec une précision de l'ordre de quelques microns, et de fournir les données digitales nécessaires à la commande numérique des machines-outils.



MEME LE SOUDAGE EST CONTROLE PAR L'ORDINATEUR

En 1970, la consommation de machines à commande numérique a porté, à concurrence des trois quarts du total, sur les machines travaillant par enlèvement, celles travaillant par formage n'en assurant que le dernier quart.

Le soudage, jusqu'à présent, avait échappé au mouvement vers l'informatique. Le Los Alamos Scientific Laboratory (L.A.S.L.), dans le Nouveau Mexique, vient de franchir une étape en associant, non pas une bande perforée, mais un vrai mini-ordinateur à une unité de soudage par faisceaux d'électrons. Dans une telle unité, le canon à électrons bombarde les pièces métalliques à souder par des électrons de grande énergie, localisés sur une faible surface de l'interface entre ces deux pièces ; l'énergie cinétique des électrons est convertie en chaleur, suffisamment importante pour fondre les

métaux en présence. Pour que le joint de soudure soit résistant, et pour l'empêcher de s'oxyder, il faut effectuer le soudage à l'abri de l'air, dans une enceinte contenant une atmosphère inerte.

L'éloignement de l'opérateur par rapport à la soudure, isolée dans l'enceinte à vide, la rapidité du déplacement du canon à électrons, le nombre de paramètres de fonctionnement de la machine, font que l'automatisation d'une opération de soudage est indispensable.

Le mariage des soudeuses à bombardement d'électrons et des mini-ordinateurs est donc maintenant réalisé au L.A.S.L., et une nouvelle génération de machines de soudage fait son apparition outre-Atlantique. Selon Sale Hanks, qui dirige l'opération au L.A.S.L., le soudage devient dix fois plus rapide qu'avec les soudeuses à électrons classiques, et la précision est considérablement accrue.

L'ASSEMBLAGE EST COMMANDE PAR L'ORDINATEUR...

L'ordinateur intervient également dans l'assemblage des divers composants qui viennent d'être fabriqués, usinés, ou soudés.

L'ordinateur intervient tout d'abord en donnant des instructions permettant d'optimiser et de faciliter le travail des ouvriers travaillant dans les ateliers d'assemblage. Par exemple, aux Etats-Unis, une expérience vient d'être entreprise : l'ordinateur donnait directement des instructions de

Photo n° 5 : Soudeuse à bombardement électronique. (Cliché Alcatel)

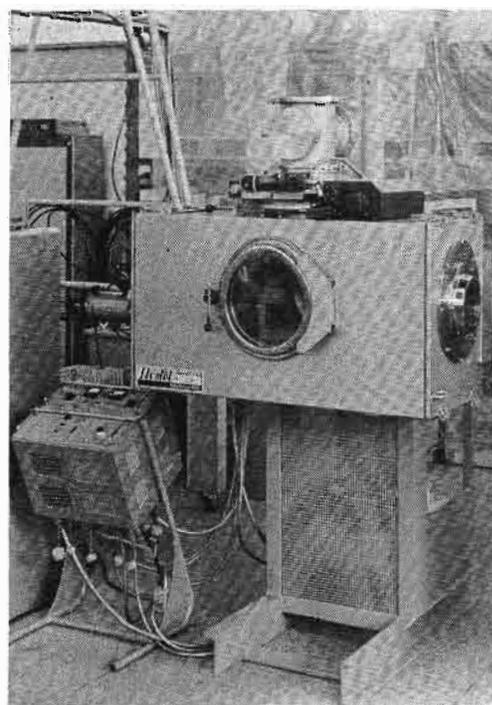




Photo n° 6 : L'ordinateur indique à l'opératrice les instructions de câblage sous forme orale.

(Cliché Bell Telephone Laboratories)

câblage à une opératrice travaillant dans le câblage des installations téléphoniques. L'expérience devait, il faut le reconnaître, montrer les possibilités de conversation orale des unités informatiques, plutôt que la commande vocale des opérations à effectuer.

... GRACE AUX ROBOTS INDUSTRIELS (1)

En fait, l'assemblage par ordinateur ne peut être vraiment réalisé que par les robots industriels. Ces robots sont considérés comme des machines-transfert programmables, dont le « cerveau » est constitué par un mini-ordinateur, plus ou moins évolué. Les premières générations de robots industriels, l'Unimate et le Versatran sont pourvues d'une mémoire et d'un bras commandé par des signaux digitaux pour accomplir des fonctions programmées.

Les robots ne servent pas qu'à l'assemblage. Machines-transfert, les robots peuvent charger un four, une presse ou une soudeuse... pour un prix relativement élevé : 25 000 dollars. Par contre, de telles machines sont capables d'accomplir des travaux difficiles : transporter des charges lourdes, les positionner, souder dans des environnements dangereux, etc., tous travaux impossibles à effectuer par un ouvrier, en raison des dangers qu'ils lui feraient courir.

La seconde génération de robots industriels, celle qui est en train de naître actuellement pourra parler, voir, planifier... Ces machines sont dotées d'un comportement que grand nombre d'enthousiastes qualifieraient d'intelligent. A Tokyo, à Edinbourg, à Stanford, des chercheurs mettent au point une discipline nouvelle, la robotique, chargée de décrire l'environnement du robot, et de spécifier les tâches à effectuer.

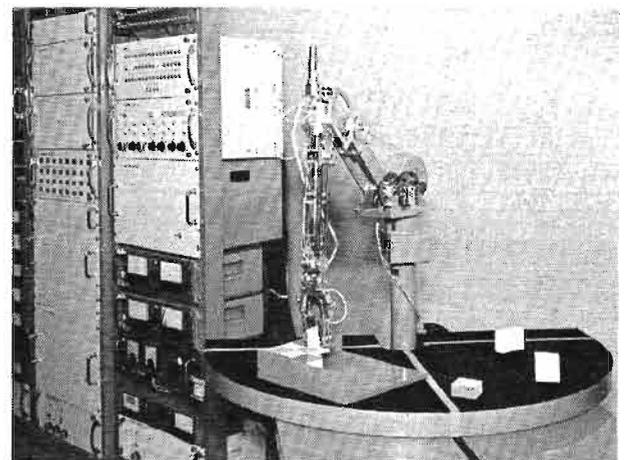
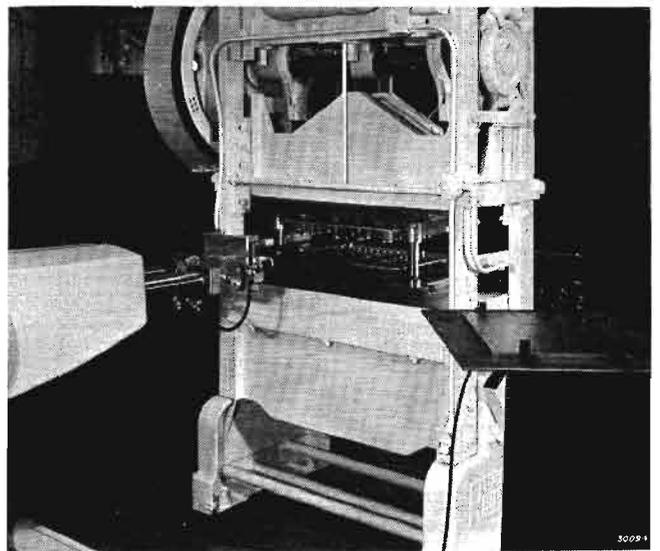
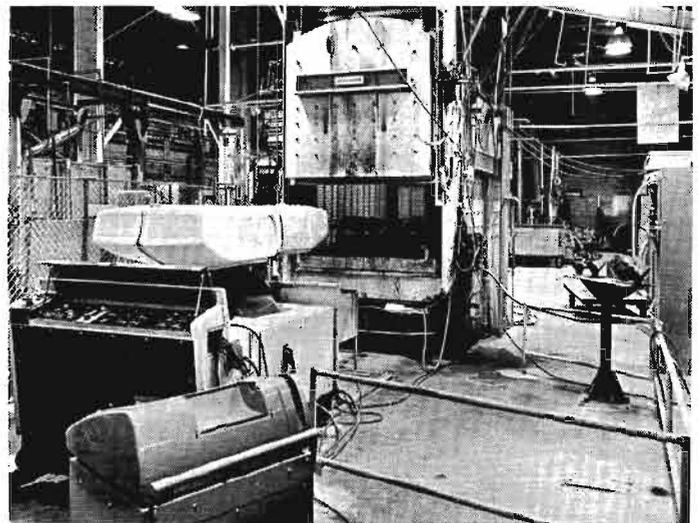
Pour ces robots, le problème n° 1 est celui de l'efficacité : comment obtenir du robot qu'il cumule les résultats de ses « expériences » dans les divers contextes — ou « univers » — correspondant à ses tâches successives.

LA F.A.O. SUCCEDE A LA C.A.O.

En somme, l'ordinateur peut commander toutes les tâches fastidieuses dans l'usine. Certains spécialistes de prospective n'hésitent d'ailleurs pas à affirmer que l'usine entièrement automatique pourrait devenir opérationnelle au cours de la présente décennie.

Les techniques, les technologies qui aboutiront à l'automatisation complète des usines font partie d'une discipline : la C.A.M., soit « Computer-aided manufacturing » ou fabrication assistée par ordinateur (F.A.O.).

On pourrait même envisager d'associer la conception assistée par ordinateur (C.A.O.) à la F.A.O. : l'entreprise industrielle



Photos n° 7 : (a) Le robot industriel Unimate charge un four... ; (b) ... Une presse... ; (c) Tandis que le robot Hivip, muni d'une main spéciale est capable de sentir la forme des objets, et de les ranger suivant la disposition demandée par l'utilisateur.

(1) Voir Electronique Professionnelle n° 1348, du 23 mars 1972.

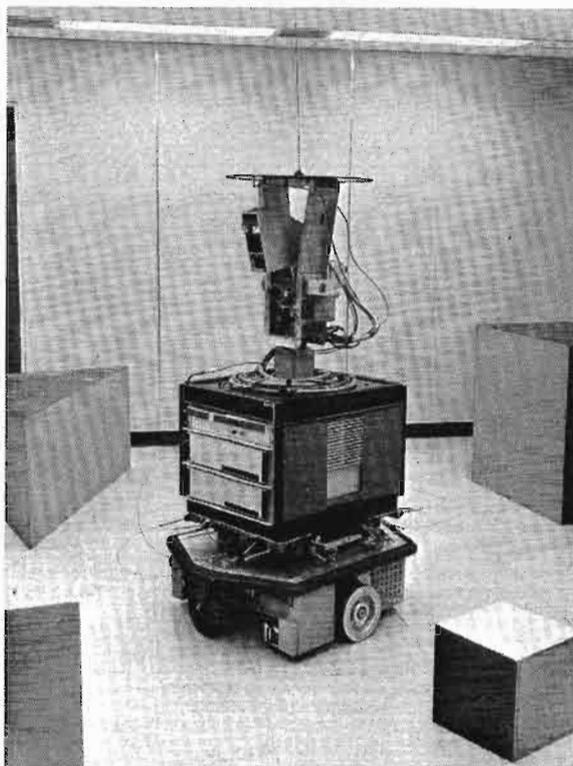


Photo n° 8 : Shakey voit grâce à sa caméra et résout des problèmes à l'aide d'un ordinateur auquel il est relié par ondes hertziennes. (Cliché S.R.I.)

serait alors entièrement sous le contrôle de l'ordinateur. Certes, les possibilités offertes par une association C.A.O./F.A.O. sont très prometteuses : les produits, et leurs méthodes de fabrication seraient optimisés ; néanmoins, ces produits coûteraient excessivement cher s'ils venaient à être entièrement conçus et fabriqués par l'ordinateur. En effet, si le hardware est déjà en soi fort onéreux, la mise au point d'un software complet de F.A.O. et de C.A.O. devient exorbitant. Des dizaines d'ingénieurs, de techniciens, d'analystes et de programmeurs, seraient nécessaires pour l'étude, le développement, la réalisation d'un tel système, dont la durée peut s'étendre sur plusieurs années. Il n'existe pas de firmes industrielles désirant investir massivement dans cette voie : il vaut certainement mieux progresser très lentement, et faire davantage confiance à l'intelligence, à la « manière de faire », au tour de main de l'ingénieur qui conçoit, de l'ouvrier qui fabrique... L'usine automatique n'est pas pour demain !

Marc FERRETTI.

UN WATTMÈTRE ET IMPÉDANCEMÈTRE SIMPLIFIÉ

(Suite de la page 127)

Les résistances de R_{12} à R_{22} sont du type demi-watt ; elles ont pour valeurs : $R_{12} = 3\ 900$ ohms ; $R_{13} = 5\ 600$ ohms ; $R_{14} = 8\ 200$ ohms ; $R_{15} = 12\ 000$ ohms ; $R_{16} = 18\ 000$ ohms ; $R_{17} = 27\ 000$ ohms ; $R_{18} = 39\ 000$ ohms ; $R_{19} = 56\ 000$ ohms ; $R_{20} = 82\ 000$ ohms ; $R_{21} = 120\ 000$ ohms ; $R_{22} = 180\ 000$ ohms.

S_1 est un sélecteur rotatif tripolaire à trois positions ; S_2 un contacteur unipolaire à une direction.

METHODES D'ETALONNAGE

Cet appareil utilise le rapport entre le carré de la tension et la résistance E_2/R pour la mesure de la puissance, et le circuit de base employé est indiqué sur la figure 2-A.

La puissance dissipée par la résistance R_4 est E_2/R . Si la résistance R_4 est de 100 ohms, et si le voltmètre indique 5 V, la puissance est ainsi de $5^2/100$, soit 1/4 de watt.

En raison du fait que la puissance est proportionnelle au carré de la déviation de l'appareil de mesure, l'échelle n'est pas linéaire. Par exemple, si l'indication totale désirée pour toute l'étendue du cadran est de 2 W, l'indication correspondante pour 1 W est de $1/\sqrt{2}$ soit 0,707 de l'échelle totale.

Supposons que l'appareil de mesure de la figure 2-A indique une valeur de 10 V pour la totalité de l'échelle ; avec une résistance de 100 ohms, la puissance est de 1 W ; si la valeur de la résistance est élevée à 500 ohms, la puissance pour 10 V est de $10^2/500$, soit 1/5 de W ; dans ces conditions, s'il était étalonné en watts, le voltmètre donnerait des indications exactes seulement pour une valeur particulière de la résistance de charge.

R_4 (ohms)	E (volts)	R_M calculée (K. ohms)	R_M (Pratique en K. ohms)
4,7	3,742	3,7	3,9
10	5,48	5,5	5,6
22	8,12	8,1	8,2
47	11,87	11,8	12
100	17,32	17,3	18
220	26,67	25,7	27
470	37,42	37,4	39
1 000	54,8	54,8	56
2 200	81,2	81,2	82
4 700	118,7	118,7	120
10 000	173,2	173,2	180

La solution du problème consiste à ne pas considérer les mesures de tension, et à étudier les valeurs des courants nécessaires pour produire une déviation complète sur toute l'échelle de l'appareil de mesure.

Avec un appareil de mesure de 1 mA on peut réaliser le montage de façon à obtenir le passage d'un courant de 1 mA à travers l'appareil de mesure, lorsque nous voulons que celui-ci indique la valeur maximale sur toute l'échelle, de 1 W ou 3 W, par exemple ; un montage simplifié permettant d'obtenir ce résultat est indiqué sur la figure 2-B.

Pour une déviation totale de l'appareil de mesure sur tout le cadran, pour 3 W, et avec une résistance de charge de 100 ohms, la tension aux bornes de R_4 serait de :

$$\sqrt{VWR} \text{ ou } 17,32 \text{ V}$$

Pour que l'appareil de mesure de 1 mA présente alors une déviation sur toute l'étendue de l'échelle, la résistance totale dans le circuit

de l'appareil de mesure formé par la résistance R_M et la résistance interne de l'appareil de mesure, doit être de 17,320 ohms. D'une manière analogue, si la résistance de charge est de 500 ohms la tension à ses bornes est de 38,73 V, et la résistance du circuit de mesure doit être de 38 730 ohms.

Les valeurs utilisées pour déterminer la résistance R_M montée dans l'appareil, sont indiquées sur le tableau 2. Dans chaque cas, la valeur calculée de cette résistance est assez approchée d'une valeur de résistance standard, de sorte qu'il n'est pas nécessaire d'employer des résistances spéciales. L'adoption d'une déviation totale pour toute l'échelle correspondant à 3 V permet de bénéficier de cet avantage ; dans ce cas l'appareil de mesure à une résistance interne de l'ordre seulement de 100 ohms, et elle peut être négligée en pratique.

R.S.

UNE GAMME D'ONDES PEU CONNUE ENTRE LES INFRAROUGES ET LES ONDES RADIO-ÉLECTRIQUES

LES procédés de télécommunication se perfectionnent chaque jour ; ce ne sont pas seulement les dispositifs de transmission et de réception qui sont modifiés, mais même les supports des informations, et nous voyons ainsi utiliser les rayons lumineux visibles ou du laser, ou les ondes millimétriques, mais, toutes les possibilités n'ont pas encore été définies et explorées. Il y a encore, malgré les recherches et les progrès de la physique, des gammes d'ondes situées entre les radiations infra-rouges et les ondes radio-électriques ordinaires, qui ne sont pas encore bien connues, et constituent un spectre électromagnétique inutilisé, avec des longueurs d'onde qui varient entre 1/10 mm et 1 mm.

Les physiciens s'efforcent constamment d'améliorer leurs connaissances dans ce domaine, malgré les difficultés, et d'étendre le champ des mesures spectroscopiques ; les résultats obtenus pourront avoir une grande importance dans le domaine des télécommunications, aussi bien que pour une meilleure connaissance de la météorologie, de l'astrophysique et même pour les recherches nucléaires.

En effet, en dépit des progrès surprenants des techniques physiques au cours de ces vingt dernières années, cette bande de radiations électromagnétiques de longueurs d'onde comprises entre 1/10 mm et 1 mm, demeure peu connue et inutilisée.

C'est là, un fait surprenant à notre époque électronique du radar, des ordinateurs, et des missiles ou anti-missiles ; il n'est pas dû, cependant, à des causes accidentelles, ou à un manque de recherches.

Au contraire, les physiciens se sont efforcés avec continuité et persévérance d'éclaircir ces phénomènes plus ou moins mystérieux, à la fois, en quelque sorte des deux côtés du spectre considéré et de l'intervalle mal connu. Comme nous le voyons sur la figure 1, cet intervalle s'étend sur 3 ou 4 octaves, depuis le milieu de la bande infrarouge jusqu'aux ondes radio-électriques d'une longueur centimétrique ; il est plus étendu, lorsqu'on emploie l'échelle logarithmique, que la gamme entière des longueurs d'onde couverte par la lumière visible, et d'environ une octave. Il n'est pas surprenant que les physiciens déplorent jusqu'ici vivement cette déficience des connaissances dans ce domaine.

Il est surtout intéressant de connaître les difficultés qui ont ralenti jusqu'ici une étude efficace, et quelles sont les techniques qui peuvent désormais être employées pour obtenir des résultats utiles, les nouvelles découvertes de la physique qui peuvent en résulter, les applications qu'on peut espérer.

Il n'est, d'ailleurs, pas possible, évidemment, de séparer entièrement les deux ques-

tions ; des qu'un nouveau domaine de la physique commence à être étudié, les découvertes réalisées amènent très rapidement une amélioration des techniques, qui permettent d'améliorer les procédés utilisables.

Pour le physicien et le chimiste, l'emploi souvent essentiel des radiations électromagnétiques consiste, dans l'étude des matériaux, en ayant recours à la spectroscopie. Une étude spectroscopique peut montrer comment une radiation est produite, comment elle est transmise, et comment elle peut être examinée et détectée après passage à travers l'échantillon du matériau à étudier.

Dans la gamme infrarouge, par exemple, nous pouvons utiliser un gaz chaud dans un tube à décharge, source de radiations, un prisme ou un spectromètre pour diviser les radiations suivant leurs longueurs d'onde et un bolomètre ou autre détecteur pour détecter la radiation.

énergie rayonnée de l'ordre de 10^{-7} W pour des longueurs d'onde comprises entre 0,9 et 1 mm. Il faudrait utiliser des filtres très efficaces pour éliminer les ondes les plus courtes, et des détecteurs très sensibles avant que la spectroscopie devienne possible dans de telles conditions.

A l'heure actuelle, bien que les détecteurs aient été perfectionnés dans de grandes proportions au cours de ces années récentes, et, en particulier, ceux qui peuvent être constitués avec des matériaux photo-conducteurs à semi-conducteurs, ces possibilités sont insuffisantes lorsqu'on veut essayer d'étendre le domaine des méthodes infrarouges à des longueurs d'onde de plus en plus grandes, et la quantité d'énergie ou « quantum » devient trop réduite.

La limite pratique utilisable jusqu'ici n'a, semble-t-il, pas dépassé 0,1 mm ; les radiations les plus courtes de notre gamme actionnent

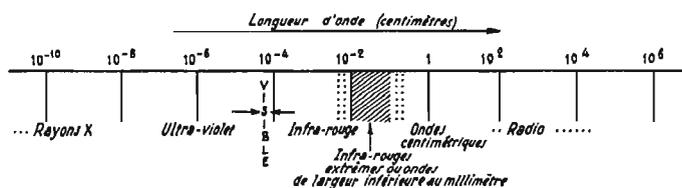


Fig. 1

Pour étudier la gamme des ondes centimétriques, nous pouvons utiliser un tube de radar, ou klystron, comme source de radiations sur une seule longueur d'onde qui peut varier dans certaines limites, et un détecteur à cristal. Pour chaque région du spectre électromagnétique, nous pouvons envisager, ainsi les techniques correspondantes les plus favorables.

LES DIFFICULTES DES RECHERCHES

La difficulté d'exécution des mesures spectroscopiques dans la gamme que nous considérons ici peut être comprise en étudiant la spectroscopie des deux côtés de la gamme, dans l'infrarouge et les radiations centimétriques, pour déterminer des fréquences ou des longueurs d'onde est possible avec une précision d'une partie par million. Mais la précision des mesures spectroscopiques vraies, lorsqu'on étudie le spectre complet dans la zone centrale, c'est-à-dire pour une longueur d'onde de 0,5 mm est seulement de l'ordre de 1%.

L'étude de cette gamme avec les techniques infrarouges pose, d'ailleurs, des problèmes difficiles. Les sources utilisées doivent être assez chaudes pour fournir des quantités appréciables de radiations concentrées pour des longueurs plus courtes.

Un tube à décharge à mercure contenant des gaz à 10 000 °C fournit seulement une

donc difficilement les détecteurs utilisables jusqu'ici.

Si nous considérons le problème à l'autre extrémité de la gamme, c'est-à-dire du côté des ondes centimétriques, nous constatons encore des difficultés, mais d'un autre genre. Le développement des techniques de radars à grande puissance a été dû, tout d'abord, à l'invention de tubes à vide, tels que les magnétrons ou les klystrons, dans lesquels le circuit oscillant des montages radio-électriques habituels est intégré au montage et a pu ainsi être très réduit.

La longueur d'onde des radiations qui peuvent être fournies directement par ces tubes est, malheureusement, encore plus grande que les dimensions du tube lui-même, et il a été impossible de réduire ces longueurs d'onde au-dessous de 2 à 3 mm en raison des difficultés de réalisation de tubes miniatures présentant des dimensions suffisantes et précises, et de la difficulté d'obtenir, grâce à eux, une puissance utilisable.

Au point de vue physique, la production de radiations dans un tube de radar est due aux faisceaux électroniques qui se déplacent souvent suivant des orbites presque circulaires, avec des accélérations et des ralentissements très élevés sous l'effet de la résonance de cavités accordées. Un grand nombre de dispo-

RÉALISATION D'UN FILTRE D'AIGUILLE

GENERALITES

Le but du circuit proposé est de supprimer une bande de fréquence, généralement étroite, où apparaît le bruit d'aiguille des disques anciens. Il s'agit en fait d'un bruit de surface résultant du frottement du saphir le long de sillons usés (ou en passe de l'être !).

Cette nuisance particulière paraît d'autant plus marquée que le saphir est usé. Toutefois, après changement de l'élément, le défaut peut subsister avec les disques qui ont subi les avanies de saphirs trop vieux. En conséquence, un bruit particulier se retrouve parfois mélangé avec le « son » enregistré, souvent en surimpression avec les tonalités aiguës, toujours, lors des silences, avec le bruit de fond de l'équipement complet. La caractéristique essentielle du circuit réjecteur est sans conteste l'accord de fréquence car il n'est pas possible de prévoir à l'avance dans quelle zone des fréquences aiguës le phénomène va être prépondérant : le filtre sera donc accordable. Un dispositif devra être par surcroît imaginé afin de doser la réjection, voire si possible, la largeur de bande supprimée.

Il ne faut pas perdre de vue, en effet, que l'on coupe également la bande dite « musicale » autrement dit : l'information enregistrée se trouve frustrée d'une partie de son spectre !

LE FILTRE « ACTIF »

L'emploi d'un réseau constitué d'un assemblage plus ou moins complexe de résistances de capacités ou d'inductances n'est pas commode car ou bien l'accord sur une fréquence est possible mais la bande rejetée s'avère trop large, ou bien cette largeur est réduite mais l'accord devient délicat.

L'usage du filtre « actif » se répand avec celui des circuits intégrés linéaires : il allie les circuits simples passifs au phénomène de réaction ou de contre réaction apporté par un amplificateur. Cette propriété accélère le phénomène normal de sélection de fréquence du circuit passif en exagérant son aspect primordial.

Le schéma utilisé pour le raisonnement est résumé figure 1. Il fait appel à un étage « suiveur » à circuit intégré précédé d'un filtre dont le retour à la masse passe par l'intermédiaire d'une boucle de réaction. Cette dernière est réduite dans le rapport $\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

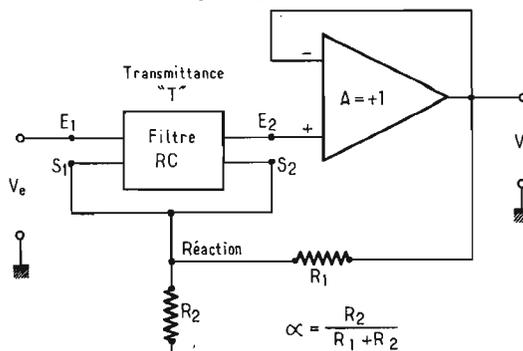


Fig. 1

ce qui fait que l'oscillation éventuelle peut être facilement maîtrisée. Par ailleurs, l'étage « suiveur » n'amplifiant pas, le gain global reste stable ; ceci ne reste vrai, toutefois, que si le filtre n'apporte pas de rotation de phase intempestive.

β est une fonction qui tient compte de l'insertion du filtre dans le circuit d'entrée.

A n'est pas le gain différentiel de l'amplificateur mais celui de l'étage « suiveur » ; il s'évalue à + 1 puisque l'entrée « inversée » est reliée à la sortie du circuit intégré.

La transmittance T constitue la fonction de transfert du filtre passif, dont la valeur absolue reste toujours égale ou inférieure à l'unité si l'on ne veut pas que l'ensemble se transforme en oscillateur.

En effet, dans ce cas, avec $A =$

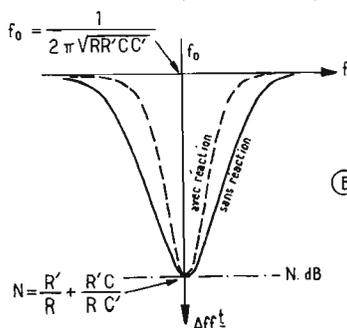
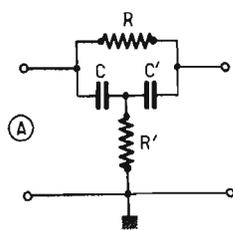


Fig. 2

D'une façon générale, on peut représenter le gain par l'expression simplifiée suivante :

$$G = \beta \frac{AT}{1 - \alpha AT}$$

+ 1, il faut $\alpha \leq 1$ si T tend vers 1 à une fréquence donnée. Par ailleurs, la réaction est dite sélective puisqu'elle intervient au dénominateur de l'expression.

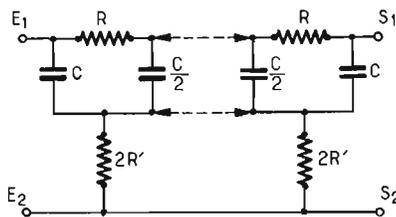


Fig. 3

Nous n'entrerons pas dans le détail du calcul qui s'avère effroyablement compliqué. Nous prions les lecteurs désireux de suivre le développement mathématique de se reporter à l'admirable ouvrage de M. J.-C. Marchais intitulé : « L'Amplificateur opérationnel et ses applications » (librairie Masson), à la page 216.

Développons seulement les conclusions qui sont précisément l'accélération des progressions sélectives du filtre T.

LE FILTRE « EN T-PONTE »

Puisqu'il faut rejeter une fréquence il vient tout naturellement à l'esprit de faire appel au « T-Ponté » de la figure 2. Avec les notations de la structure A, on obtient — sans réaction — la transmittance B, avec les formules de réjection N et d'accord f_0 indiquées sur la figure.

On a intérêt à avoir un N aussi grand que possible. Toutefois, cela n'est guère possible car la bande également supprimée risquerait d'être trop élevée.

En insérant le filtre en T-Ponté dans le montage de la figure 1, la réaction entraîne une sélectivité de la courbe de réjection (voir 2^e courbe, fig. 2B).

FILTRE SPECIAL EN DOUBLE REJECTION

Afin d'accroître la réjection sans trop élargir la bande sonore supprimée, on peut utiliser l'association de deux T-Ponté en série : voir figure 3. Les composants sont ainsi choisis de telle sorte que la réjection s'opère sur la même fréquence. Ceci sous-entend la nécessité de choisir égales les valeurs des composants de même nature ; le non-respect de cette condition déplace non seulement la fréquence d'accord mais diminue également la sélectivité de la réjection. Installé précisément dans le réseau de réaction de la figure 1, pour une identité théorique de R, de C et pour $R' = \frac{R}{20}$,

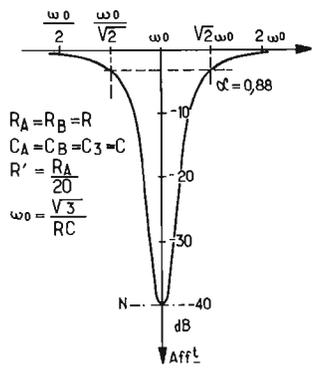


Fig. 4

$\alpha = 0,88$, la courbe assez sélective de la figure 4. Attention ! il s'agit là d'une application mathématique résultant de la formule de M. J.-C. Marchais. Pour $\omega_0 = \sqrt{3}/RC$, on devrait obtenir $N = 40$ dB.

principe, couvrir la plage de fréquence de 570 à 7 700 Hz. En fait, cela ne se justifie que de 1 000 à 6 000 Hz. La réaction est opérée par le pont R_1/R_2 , mais l'emploi d'un potentiomètre P_1 peut s'avérer nécessaire : on limitera toutefois

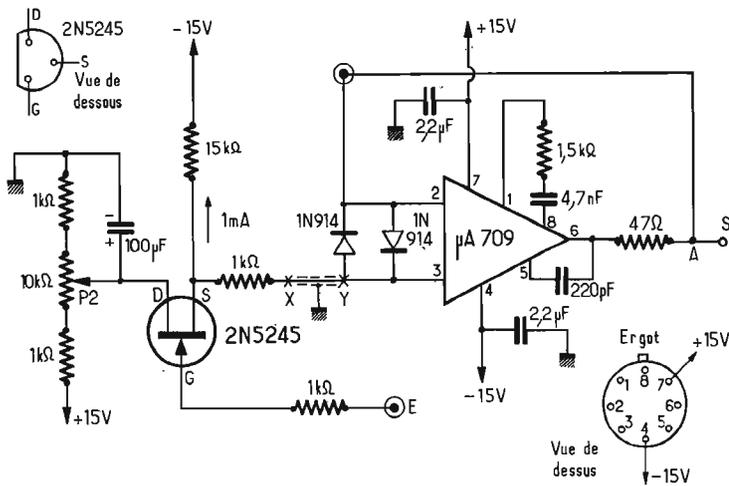


Fig. 6

REALISATION PRATIQUE DU FILTRE ACTIF

Le montage proposé figure 5 fait état d'un condensateur variable à 3 cages à isoler de la masse ; cette solution s'avère commode car elle assure un accord aisé sur la fréquence à supprimer. La capacité variable s'échelonnant de 36 à 490 pF (environ !) avec $R_A = R_B = R = 1$ M Ω . On peut, en

la progression à $\alpha = 0,9$ avec la résistance « talon » $r = \frac{P_1}{10}$

(Exemple : $P_1 = 10$ k Ω et $r = 1$ k Ω). R' , choisie égale à $R_A/20$ par suite des conclusions du calcul, pourra être minorée de la valeur équivalant au point B :

$$R_{eq} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Là, une mise au point paraît souhaitable sur la maquette. Le

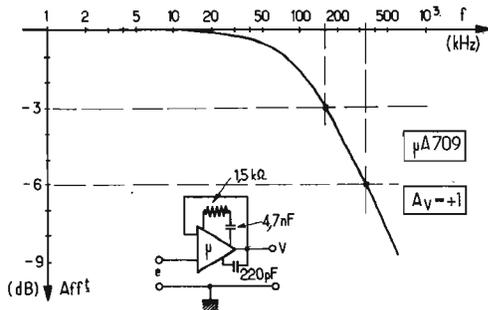


Fig. 7

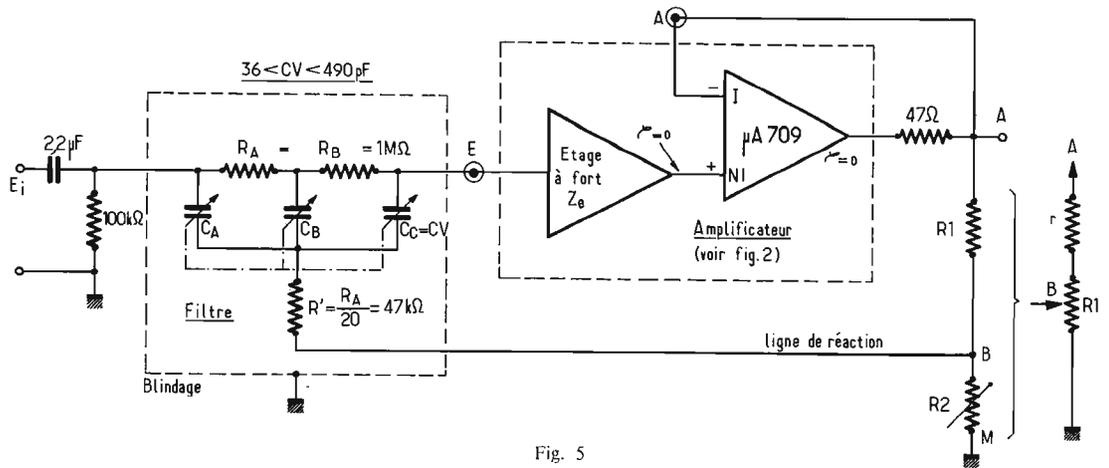


Fig. 5

pont R_1/R_2 peut être fixe. La valeur de R étant élevée, le circuit intégré doit présenter une très forte impédance d'entrée, ce qui n'est pas le cas du $\mu A 709$ ($R_{in/out}$ 350 à 700 k Ω).

On ajoute donc un transistor à effet de champ monté en « drain-commun ». Les tensions de repos sont ajustées au moyen de P_2 de telle sorte que l'on ait 0 V en S (sur la « source » ou après le circuit intégré) ; ceci s'opère pour un courant drain de 1 mA. L'impédance d'entrée dépasse plusieurs mégohms. Les diodes 1N914 protègent les entrées contre les surcharges voulues ou accidentelles. Les capacités C_A à C_C supportant à leurs bornes des condensateurs ajustables, C_C sera réduite de la capacité d'entrée du 2N5245, qui n'est tout de même pas nulle. Ce réglage se pratiquera en injectant une fréquence quelconque (entre 1 et 6 kHz) sur l'entrée E_i , en accordant la réjection sur cette fréquence au moyen du réglage commun de C_A , C_B et C_C puis en s'efforçant d'avoir un minimum en sortie A au moyen des ajustables précités (lecture au moyen d'un millivoltmètre ou d'un oscilloscope

sensible). Les compensations en fréquence du $\mu A 709$ ont été choisies vigoureuses afin d'éviter tout risque d'oscillation propre. Comme le système travaille avec l'entrée « inversée » reliée à la sortie, la bande passante reste néanmoins grande (supérieure à 100 kHz : voir figure 7).

RESULTATS PRATIQUES

Afin d'expérimenter le montage, nous avons choisi des composants standards. Par conséquent, il n'a pas été recherché la condition d'accord la plus idéale : les condensateurs variables ont été ramenés à 270 pF (environ !). Quant au pont R_1/R_2 , nous l'avons pratiqué au moyen de résistances fixes.

Pour les valeurs indiquées sur la figure 8, nous remarquons que la courbe se creuse d'autant plus que le taux de réaction est faible. Pour une réaction assez élevée (voisine de $\alpha = 0,9$), nous avons observé une tendance très nette à l'oscillation. En poussant même davantage ce taux, le filtre actif devient sélectif « passant ». Nous pensons qu'il s'agit là d'un phéno-

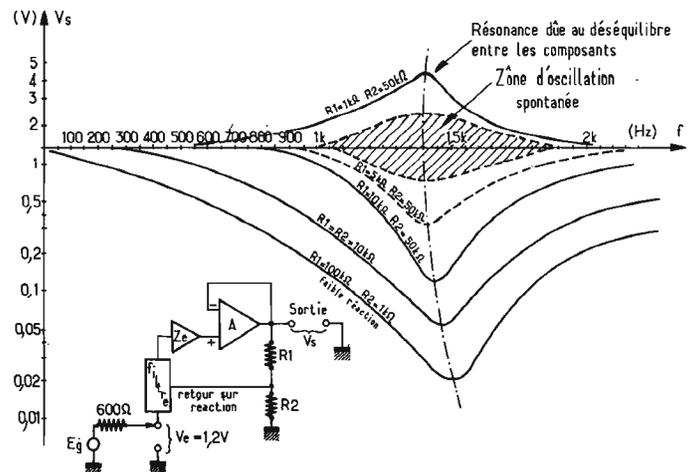


Fig. 8

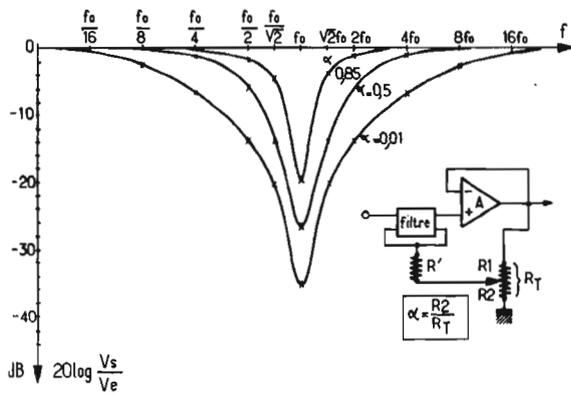


Fig. 9

mène anormal qu'il convient de ne pas retenir, résultant d'une dissymétrie dans les valeurs et de la non-constance de la résistance équivalant au point de réaction. En prenant des précautions et en limitant volontairement le taux à une valeur inférieure à 0,9, le phénomène ci-dessus ne réapparaît pas ; les courbes se retrouvant d'ailleurs centrées, autour de la fréquence fixée (voir fig. 9).

Avec la progression particulière de la figure 9, on remarque également que les réjections sont symétriques.

Enfin une réjection — suffisante pour le bruit d'aiguille — de 10 (soit 20 dB), la bande réjectée à -3 dB est comprise entre $\sqrt{2}f_0$ et $f_0/\sqrt{2}$.

Aucune difficulté ne doit être constatée lors de la réalisation, du moment que l'on blinde le condensateur variable. Par ailleurs, le bouton sera du type isolant car la partie commune de ce condensateur est à un point « quasi-chaud » (attention aux inductions parasites !).

En guise de conclusion, nous conseillons, évidemment, l'emploi d'un circuit imprimé, ceci afin de réduire la longueur des connexions. Le transistor à effet de champ sera câblé avec le C.V. dans le blindage, la liaison xy pouvant être allongée alors que le fil de « gate » doit être au contraire très court.

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

UNE GAMME D'ONDES PEU CONNUE

(Suite de la page 132)

sitifs ont été imaginés pour réaliser des systèmes dans lesquels les accélérations et les retards importants sont déterminés par des tensions élevées, des champs magnétiques élevés à impulsions, ou des dispositions géométriques spéciales. Les résultats n'ont pas toujours été très efficaces et bien peu de dispositifs semblent avoir permis la production d'une énergie dépassant quelques milliwatts sur la gamme qui nous intéresse ici.

Une difficulté particulière encore plus grande à prévoir dans les systèmes de ce genre est due à la limitation déterminée par les lois de la physique invariables pour l'émission, des radiations de toutes longueurs d'onde.

LES PROGRES REALISES

On peut cependant noter des progrès intéressants ; ils ne sont pas dus à des perfectionnements révolutionnaires de la technique, à des sources ultrapuissantes, ou à des détecteurs ultrasensibles. On a déjà utilisé le principe du maser des deux côtés de la gamme et, à l'heure actuelle, on peut envisager deux méthodes essentielles d'approche en spectroscopie.

Du côté de la **gamme des infrarouges**, des perfectionnements ont été obtenus par le développement des interféromètres à grande résolution par l'emploi des réseaux à diffraction de plus en plus larges, et de détecteurs de plus en plus sensibles.

Un détecteur de ce genre est un bolomètre, dont les propriétés sont dues aux caractéristiques des **super-conducteurs**, c'est-à-dire des métaux dont la résistance électrique disparaît presque complètement à une température de quelques degrés au-dessus du zéro absolu.

On pourrait ainsi employer un cryostat à hélium liquide contenant un bolomètre super-conducteur, qui pourrait être utilisé comme détecteur pour effectuer une expérience spectroscopique sur la gamme qui nous intéresse ici. En raison de l'absorption très importante par la vapeur d'eau, le spectromètre tout entier doit, d'ailleurs, être contenu dans une chambre à vide.

Lorsqu'on considère la **gamme des ondes**

centimétriques, les perfectionnements sont dus surtout à l'utilisation de **générateurs harmoniques**, qui transforment une partie de l'énergie recueillie à la sortie d'un tube de radar en radiations de fréquences plus élevées. Les générateurs harmoniques sont, en réalité, des redresseurs efficaces et compacts ; les plus employés comportent des cristaux minuscules de matériaux semi-conducteurs, et on a aussi essayé d'employer des décharges d'arc dans une atmosphère à haute pression très dense.

Les avantages relatifs de ces deux genres de méthodes consistent dans le fait que les mesures en infrarouge sont meilleures, lorsqu'on effectue des contrôles spectroscopiques, qu'en employant des lignes à absorption ; les recherches sur les ondes centimétriques sont également meilleures et plus précises lorsqu'on connaît davantage leur composition ; tous ces procédés peuvent être combinés pour aboutir à un résultat efficace.

L'INTERET DE CETTE GAMME

Que trouvera-t-on finalement dans ces radiations de longueurs d'onde de la gamme infrarouge extrême ou inférieure au millimètre et quels pourront être les usages des techniques basées sur l'emploi de radiations de ce genre ? Pour répondre à cette question d'une manière scientifique, il suffit de constater le grand intérêt qu'a présenté l'étude des deux extrémités de la gamme, et celle de l'intervalle à combler.

Il y a d'abord un champ d'investigation très important possible par l'étude des propriétés de la matière, grâce aux radiations de ces gammes de longueur d'onde ; en particulier, on pourra ainsi mieux étudier la structure des cristaux et leurs propriétés magnétiques. Des données importantes sur certaines propriétés des super-conducteurs qui n'auraient pu être connues par un autre procédé, auraient déjà été étudiées de cette manière.

Dans le domaine astrophysique et météorologique, l'intérêt de ces radiations est évident ; les radiations provenant du soleil et de la lune, d'une longueur d'onde de l'ordre du millimètre atteignent la terre malgré la vapeur d'eau et

l'acide carbonique contenus dans l'atmosphère, qui absorbent les radiations de longueurs d'onde plus courtes. De telles radiations provenant du soleil sont ainsi mal connues ; ces radiations pourraient pourtant avoir une grande importance pour étudier la formation des nuages et de la pluie par observation directe avec des longueurs d'onde convenables.

Des applications technologiques importantes seraient, sans doute possibles rapidement, si l'on pouvait réaliser des sources puissantes de radiations infrarouges extrêmes, ou d'ondes inférieures au millimètre, particulièrement si la radiation avait le caractère des ondes radio-électriques, et c'est là, d'ailleurs, le caractère des radiations de lumière cohérente produites par le laser.

Les radiations sur ces longueurs d'onde présentent des avantages essentiels **pour les communications sans fil et les détecteurs par radar** ; en raison des fréquences élevées, il devient possible de transmettre un grand nombre de signaux indépendants sans interférence, et des bandes de fréquences étroites peuvent être transmises avec des antennes de petites dimensions. Il devient possible de transmettre dans l'atmosphère, dans des bandes de longueurs d'onde pour lesquelles l'absorption produite par les composants atmosphériques est faible, et nous avons expliqué, par ailleurs, ces phénomènes à propos des **ondes millimétriques** ; il serait ainsi possible d'utiliser des longueurs d'onde de l'ordre de 0,35 mm dans des conditions intensives pour les télécommunications.

Par ailleurs, il est possible d'envisager l'utilisation de pinces cohérentes d'ondes de longueur d'onde inférieure au millimètre pour le contrôle de gaz ionisés très chauds ou plasmas, dans lesquels des réactions thermonucléaires peuvent être produites pour obtenir des phénomènes de fusion. C'est là encore un domaine particulier, dont l'importance est évidente, puisque les résultats qui pourront être obtenus un jour dans ce domaine pourraient permettre d'obtenir de l'énergie dans des conditions qui transformeraient complètement toutes les techniques envisagées jusqu'ici.

R.P.

DEUX MONTAGES SIMPLES A TRANSISTORS

UN ANTIVOL SIMPLE POUR MAISONS

Le temps des vacances donne libre cours aux malfaiteurs et intrus. Les immeubles délaissés par la plupart des occupants sont la proie des voleurs, pourtant un dispositif simple et efficace d'alarme peut déjouer les intrus les plus chevronnés. Malgré toute la prudence et toutes les sécurités de serrurerie que l'on peut prendre : porte blindée, plusieurs verrous, ces indésirables personnages arrivent quand même à pénétrer dans votre appartement. La solution simple consiste donc à utiliser une alarme sonore.

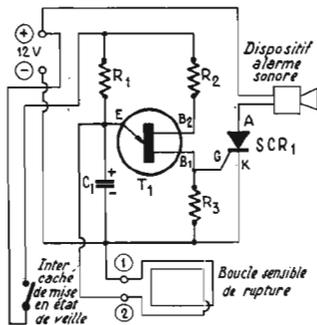


Fig. 1

Schéma de principe :

Il est proposé figure 1. Il a par ailleurs fait l'objet d'une description dans la revue « Popular Electronic » volume 29, n° 5. Il s'agit d'un dispositif à thyristor commandé par un transistor unijonction.

En effet le cœur de ce montage fait appel à un oscillateur BF simple dont les impulsions déclenchent le thyristor de puissance destiné à actionner un klaxon à compresseur type automobile branché sur une batterie ordinaire.

La fréquence délivrée par l'oscillateur a peu d'influence sur le fonctionnement de l'ensemble. En

conséquence aucun réglage de cette fréquence n'est prévu. Le condensateur C_1 se charge donc à travers R_1 jusqu'à ce que la tension de seuil de l'émetteur de T_1 soit atteinte. Le condensateur C_1 se décharge alors brusquement dans la résistance R_3 placée dans le circuit B_1 grâce à la jonction E, B_1 devenue conductrice.

Toutefois pour que le transistor T_1 entre en oscillation, il convient d'ouvrir le circuit de sécurité qui court-circuite C_1 . En effet cette boucle sensible dont la longueur à peu de répercussion sur le bon fonctionnement du montage, servira de sécurité totale pour l'ensemble des endroits à piéger. On pourra ainsi disposer à chaque porte, fenêtre, un circuit de rupture série.

La décharge de C_1 à travers R_3 en cas de rupture permet de déclencher un thyristor de puissance importante. L'alarme est alors montée en série dans le circuit d'anode du thyristor.

L'alimentation s'effectue sur une batterie de 12 V afin d'assurer une parfaite autonomie. Evidemment la consommation de l'ensemble à l'état bloqué reste rigoureusement insignifiante et permet d'assurer un état de veille dépendant pratiquement de la perte de capacité de la batterie.

L'utilisation :

Comme nous l'avons dit, tous les circuits de surveillance seront

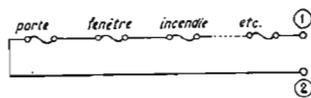


Fig. 2

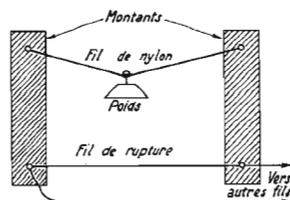


Fig. 3

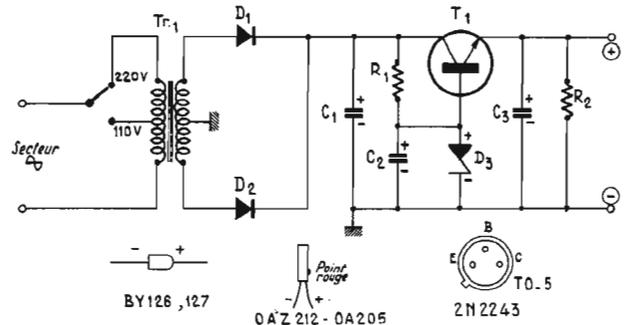


Fig. 4

montés en série (Fig. 2). Chaque fil de rupture sera réalisé à l'aide d'un brin très fin de fil souple genre scindex. La longueur de ce fil de rupture ne devra pas dépasser 15 à 20 cm suivant les applications. Toutes les astuces de montage seront alors permises entre autres un dispositif contre le feu placé par exemple à proximité de la chaudière. Comme l'illustre la figure 3, il suffit de placer un poids quelconque, attaché par un fil de nylon analogue à ceux qu'utilisent les pêcheurs, en regard du fil de rupture déporté.

La chute du poids provoquera la rupture du fil d'alarme, le fil de nylon étant plus que sensible à la chaleur.

Quant au montage des composants électroniques aucune difficulté ne se présente. Une plaque à cosses relais peut parfaitement faire l'affaire. Il est préférable par mesure de sécurité selon le dispositif sonore adopté, de monter le thyristor sur un radiateur.

ANTIVOL SIMPLE POUR APPARTEMENT

Liste des composants :

$R_1 = 100 K\Omega$ 1/2 W.

$R_2 = 160 \Omega$ 1/2 W.

$R_3 = 47 \Omega$ 1/2 W.

$C_1 = 1 \mu F$ polarisé 12 V.

$T_1 =$ Transistor unijonction 2N2646.

$S_{CR_1} =$ Thyristor de 6 à 15/25 A à 400 V.

ALIMENTATION STABILISEE POUR MAGNETOPHONE A CASSETTES

On peut dès lors réaliser et à moindre prix, une alimentation stabilisée pour magnétophone à cassettes. Si ces derniers ne consomment que très peu d'énergie tant à la lecture qu'à l'enregistrement (environ 150 mA) ce n'est plus le cas lors du rebobinage accéléré avant ou arrière (300 mA). Même l'utilisation de piles torches de fortes capacités ne procure pas parfois l'autonomie désirée, l'emploi d'une alimentation secteur devient alors rentable pour l'écoute sur une chaîne Hi-Fi ou bien l'enregistrement chez soi. Une alimentation secteur sera cependant à déconseiller lors de l'enregistrement de programmes PO et GO d'appareils combinés radio-cassettes bon marché non dotés du reste d'alimentation incorporée, en raison du cheminement des parasites « secteur » difficiles à éviter.

SCHEMA DE PRINCIPE

Il fait l'objet de la figure 4. Un répartiteur de tension 110/220 V permet l'adaptation du transformateur au réseau de distribution adéquat. Ce transformateur est un modèle délivrant 2 fois 12 V sous 250 mA permettant du fait de sa prise intermédiaire l'emploi de deux diodes de redressement au lieu de quatre pour assurer un fonctionnement en double alternance.

Vient ensuite une capacité de filtrage dont la valeur ne serait excéder 1 000 μF afin de ne pas risquer la détérioration des diodes D_1 et D_2 , à la mise sous tension le condensateur C_1 se comportant pratiquement comme un court-circuit. La tension continue et filtrée est ensuite appliquée au collecteur du transistor régulateur T_1 dont la base est portée à un potentiel fixe de référence grâce à la diode zener D_3 .

Toutes variations de tension de sortie de l'alimentation se traduisent par une variation de tension aux bornes de la résistance R_1 . Cette variation tend à maintenir la tension de sortie sur l'émetteur de T_1 constante, tandis que le condensateur C_2 « réservoir » améliore la stabilité. Le condensateur C_3 de sortie assure un filtrage total. Par ailleurs une résistance R_2 constitue une charge

nécessaire en cas de branchement à vide de l'alimentation.

Suivant le type de diode zener adopté, on obtient une sortie de 7,5 V avec $D_3 = \text{OAZ205}$ et 9 V avec $D_3 = \text{OAZ212}$.

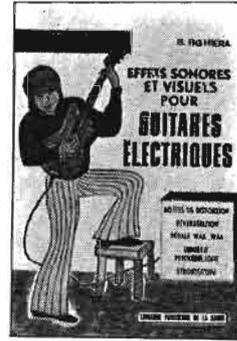
La réalisation de cette alimentation ne présente pas de points particuliers, il suffit de suivre à peu près la disposition des éléments du schéma de principe. Il faut surtout lors du montage veiller à respecter les polarités des composants utilisés. Les dimensions de la partie électronique dépendent essentiellement de l'encombrement des condensateurs électrochimiques employés. On peut d'autre part munir le transistor T_1 d'un clip refroidisseur.

LISTE DES COMPOSANTS

$T_1 = 110/220 \text{ V} - 2 \times 12 \text{ V} - 250 \text{ mA}$
 $D_1, D_2 = \text{BY126, BY127}$
 $C_1 = 1\,000 \mu\text{F} \text{ } 16 \text{ à } 25 \text{ V}$
 $C_2 = 470 \mu\text{F} \text{ } 16 \text{ V}$
 $C_3 = 1\,000 \mu\text{F} \text{ } 16 \text{ V}$
 $R_1 = 1 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
 $R_2 = 1,5 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
 $T_1 = 2\text{N}2243, \text{AC}187$
 $D_3 = \text{OAZ205}$ pour 7,5 V
 $D_3 = \text{OAZ212}$ pour 9 V

B.F.

EFFETS SONORES ET VISUELS POUR GUITARE ÉLECTRIQUE (B. Fighiera)



Une fois de plus, l'intention de l'auteur, avec cet ouvrage, est de permettre à tous, et en particulier aux petits groupes ou formations musicales — selon le terme consacré — de s'initier à la technologie de l'électronique en réalisant quelques montages simples, destinés à produire divers effets sonores et lumineux d'accompagnement pour guitare électrique.

C'est la raison pour laquelle, les premières pages résument le rôle des divers composants électroniques entrant dans la réalisation de ces montages. Toujours dans le même esprit d'initiation, à chaque montage est associé un plan de câblage dont il suffit de s'inspirer pour mener à bien la réalisation, sans difficulté. Cet ouvrage s'adresse donc à l'amateur débutant.

Les principales « tortures électroniques » que l'on peut faire subir à la musique sont traitées : boîtes de distorsion, guitar tripler, trémolo, vibrato, pédale waa waa, réverbération.

La deuxième partie de cet ouvrage est consacrée aux effets visuels, générateur de lumière psychédélique, programmeur de lumière, stroboscope, destinés à donner une ampleur bien plus vivante à la musique.

Quant au particulier, il trouvera dans ce livre la possibilité de recréer dans son intérieur l'ambiance moderne des discothèques.

Un volume de 96 pages, sous couverture 4 couleurs, pelliculée
 Prix : 12 F

En vente à
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
 43, rue de Dunkerque, PARIS (X^e) - Tél. : 878.09.94 - C.C.P. 4949-29 PARIS
 Pour la Belgique :
SOCIÉTÉ BELGE D'ÉDITIONS PROFESSIONNELLES
 127, avenue Dailly - BRUXELLES 1030 - C.C.P. 670.07
 Tél. : 02/34.83.55 et 34.44.06 (Ajouter 10 % pour frais d'envoi)

UN AMPLIFICATEUR DE 10 W A TRANSISTORS SOUS BOITIER PLASTIQUE

LES transistors de puissance sous boîtier plastique conçus spécialement pour les amplificateurs BF offrent maintenant des caractéristiques égales ou supérieures à celles de certains dispositifs plus coûteux. L'amplificateur de 10 W décrit donne un exemple de montage réalisable à l'aide de transistors « thermopad ».

La figure 1 représente le schéma complet de l'amplificateur. Le transistor Q_1 à émetteur commun joue le rôle de préamplificateur de signaux faibles. La tension de polarisation de sa base est fixée par le circuit diviseur composé de R_1 , R_2 et R_3 . Le courant émetteur de Q_1 qui passe dans R_4 fixe la tension centrale de l'amplificateur à la moitié de la tension d'alimentation V_{cc} . Cette disposition assure une excursion maximale du signal pour les alternances positives et négatives, ainsi qu'un écrêtage symétrique.

Le transistor Q_1 attaque Q_2 , amplificateur de signaux forts qui passe la totalité de la tension de

sortie. La composante continue du courant collecteur de Q_2 traverse une diode spéciale à double

jonction, D_1 , dont la chute de tension directe de 1,3 à 1,4 V polarise légèrement Q_2 et Q_4 . Cette disposition protège l'amplificateur contre la distorsion.

Les paires de transistors Q_4 - Q_5 et Q_3 - Q_6 forment un étage de sortie de classe AB 1 à symétrie complémentaire.

La contre-réaction entre la sortie et le préamplificateur-driver à travers R_{12} et R_{13} ainsi que l'action compensatrice de température exercée par la diode D_1 procurent une très bonne stabilité thermique à l'ensemble.

La contre-réaction alternative est assurée par les résistances R_4 , R_6 , R_7 et la capacité C_5 . Le gain en boucle fermée est fixé par le rapport entre R_4 (en parallèle avec R_7) et R_6 . La capacité C_5 empêche la faible résistance de R_6 et R_7 d'influer sur la polarisation continue. La capacité C_4 agit sur la réponse en fréquence de manière à empêcher les oscillations parasites.

(Doc. semi-conducteurs, Motorola.)

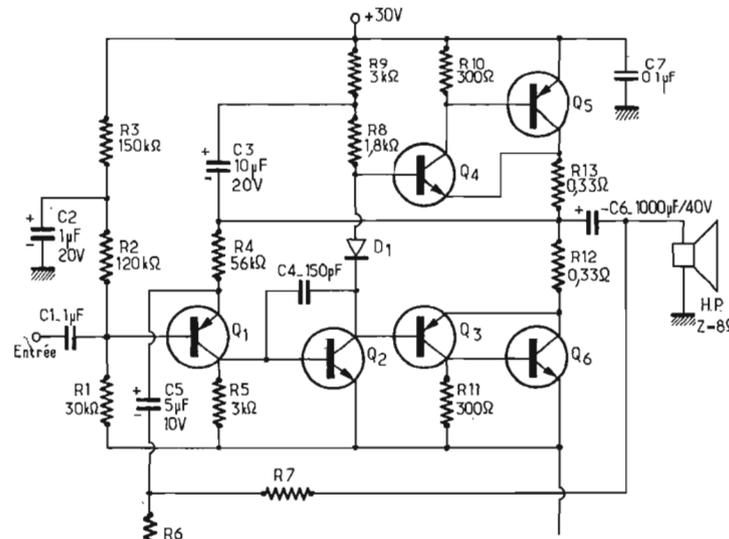


Fig. 1

Flash à cellule « LDR »

Il existe de nombreux montages de clignoteurs électroniques de toutes puissances dont le fonctionnement est essentiellement assuré par l'intermédiaire d'un multivibrateur à couplage dit « croisé ». Plusieurs montages de ce genre ont été décrits dans les colonnes du **Haut-Parleur**, par contre nous vous proposons un clignoteur ou flash original tiré des expériences pratiques de la boîte d'initiation à l'électronique « Heathkit ».

En effet dans ce montage le couplage nécessaire à l'entretien des oscillations est réalisé par un moyen opto électronique.

SCHEMA DE PRINCIPE

La figure 1 présente le schéma de principe de ce montage. Deux transistors très courants sont utilisés, il s'agit de types « N.P.N. », évidemment rien n'empêche d'employer des transistors P.N.P. moyennant une inversion des polarités de la source d'alimentation. Ces deux transistors sont montés en liaison directe, il en résulte que lorsque T_1 est conducteur, T_2 est bloqué et vice-versa. Dès que le montage est mis sous tension, le condensateur C_1 se charge lentement à travers la résistance R_1 . La jonction $C_1 R_1$ se trouve par ailleurs connectée à la base de T_1 par l'intermédiaire de R_2 , ce qui a pour conséquence de rendre T_1 conducteur. Le collecteur de T_1 étant directement relié à la base de T_2 , ce dernier reste à l'état bloqué puisque le potentiel de sa base est pratiquement le même que celui de son émetteur en raison de la faible résistance de la jonction émetteur-collecteur de T_1 à l'état saturé. Il en résulte que L_1 reste éteinte jusqu'à ce que la base de T_1 soit libérée.

En effet lorsque C_1 est chargé, le transistor T_1 passe à l'état bloqué. La résistance commune R_3 polarise alors la base du transistor T_2 positivement. Le transistor T_2 devient conducteur. La lampe L_1 s'allume.

L'éclat lumineux produit par L_1 vient alors frapper la cellule photorésistive « L.D.R. » placée en parallèle sur le condensateur C_1 . La résistance de cette cellule L.D.R. est rendue par suite de cet éclaircissement très faible, ce qui a pour conséquence de faire passer T_1 à l'état conducteur d'une part et de décharger C_1 d'autre part. Il en résulte que la lampe L_1 s'éteint.

Le condensateur C_1 se recharge à nouveau et le cycle recommence et ainsi de suite. La fréquence des éclats dépend donc en partie de la valeur du condensateur C_1 . On pourra par ailleurs jouer sur cette fréquence en approchant ou en éloignant la lampe de la cellule L.D.R. Plus la lampe sera rapprochée de la cellule plus les éclats seront rapides.

Enfin l'alimentation s'effectue sous une tension de 6 V en rapport avec la tension de la lampe utilisée.

REALISATION PRATIQUE

La solution la plus simple consiste à employer une plaquette d'isorel ou bakélite perforée au pas de 5 mm de façon à ce que les composants puissent trouver une implantation facile et rationnelle comme le suggère la figure 2. Il ne reste plus qu'à relier les composants entre eux conformément à la figure 3.

Afin d'assurer le réglage cellule/lampe, on laissera la totalité de longueur de connexions de sortie à la L.D.R. On fixera de la même manière, la lampe L_1 à l'aide de fil de câblage rigide et isolé.

LISTE DES COMPOSANTS

- $R_1 = 220 \text{ k}\Omega$ 1/2 W.
- $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$ 1/2 W.
- $R_3 = 680 \Omega$ 1/2 W.
- $C_1 = 25 \text{ à } 50 \mu\text{F} / 12 \text{ V.}$
- $T_1 = 2\text{N}2222, 2\text{N}2926, \text{BC}109.$
- $T_2 = 2\text{N}3416, \text{AC}187, \text{LDR}03, \text{LDR}07.$
- $L_1 = 6,3 \text{ V } 0,1 \text{ mA.}$

B.F.

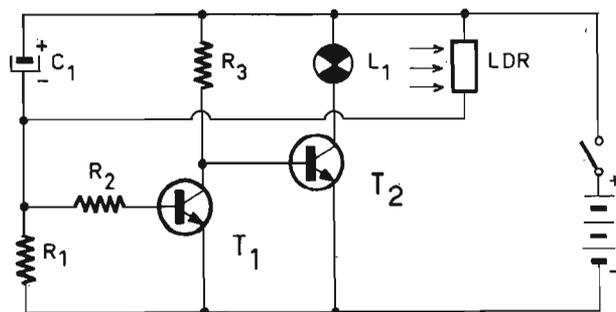


Fig. 1

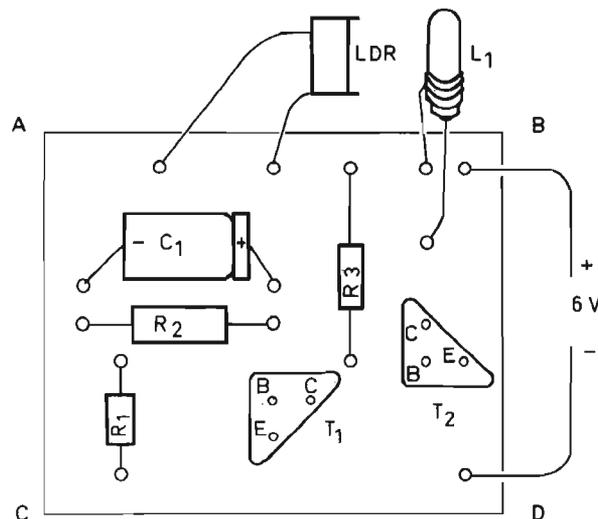


Fig. 2

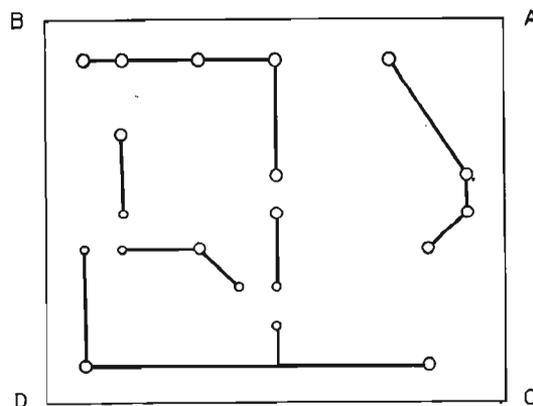
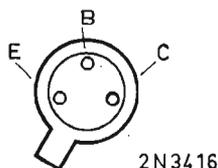
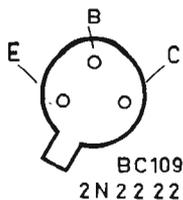


Fig. 3

NUMÉRO
SPÉCIAL
132 PAGES

LE HAUT-PARLEUR

SAISON 72

PANORAMA DES NOUVEAUX APPAREILS Hi-Fi

TOUS LES
NOUVEAUX
MODÈLES
AVEC
LEURS
CARACTÉRISTIQUES
ET
LEURS PRIX

SUISSE : 6 FS
ITALIE : 1 300 Liras
ALGÉRIE : 6 Dinars
TUNISIE : 600 Mh
BELGIQUE : 60 F

6^F



ÉLECTROPHONES
TOURNE-DISQUES
MAGNÉTOPHONES
CHAINES Hi-Fi

EXTRAIT DU SOMMAIRE

- Mise au point et réglage de magnétophones, tuners FM, amplis Hi-Fi
- Amplificateurs BF à circuits fonctionnels de puissance
- La chasse aux sons à grande distance : les microphones canons et sans fil
- Nouveau procédé d'enregistrement automatique : description magnéto optique
- Caractéristiques des nouveaux électrophones, tuners, amplis Hi-Fi
- Caractéristiques des nouveaux magnétophones
- Réduction des bruits parasites dans les enregistrements magnétiques
- Skating des tables de lecture : comment l'étudier et le combattre
- L'entretien des disques
- Evolution des mécanismes des platines de tourne-disques
- Dynamiques sonores compatibles avec les chaînes actuelles; puissance nominale et puissance admissible
- Cassettes 'ou cartouches ?
- Tuners AM/FM à circuits intégrés pour ensembles Hi-Fi stéréo

Par R.A. RAFFIN

RR - 4.11. — Emissions d'amateur B.L.U. et A.M.

Le courrier que nous avons publié sous la référence RR-1.30 à la page 241 du numéro 1347 nous a valu une **avalanche** de lettres (c'est le moins qu'on puisse dire) de la part de nos amis OM et SWL. La moitié se trouve en faveur de la B.L.U. ; l'autre moitié est contre (non pas contre le procédé, mais contre certains résultats).

Quelques correspondants nous ont demandé de publier leur lettre. Hélas, compte tenu du volume du courrier reçu, cela n'est malheureusement pas possible. D'ailleurs, dans toutes les lettres, les arguments « pour ou contre » sont les mêmes respectivement pour chaque « clan ». Nous nous bornons donc à faire une brève synthèse de l'ensemble.

Tout d'abord, disons que la majorité de nos correspondants sont absolument d'accord pour admettre qu'une dérive de 50 Hz est le maximum que l'on puisse tolérer au cours d'une transmission en B.L.U., sans quoi il y a altération du timbre, voire de la compréhensibilité. Mais pour l'amateur-émetteur, les dérives excessives que l'on constate sont dues aux récepteurs utilisés... Alors que pour l'amateur-récepteur, la dérive a son siège dans les émetteurs qu'il écoute !

En vérité, il y a probablement « dérive » à la fois dans les émetteurs et dans les récepteurs ; ce qui, d'ailleurs, n'arrange rien !

On nous signale des observations analytiques faites avec un récepteur professionnel à oscillateur synthétiseur à quartz et à B.F.O. à quartz. La stabilité du récepteur (changement de fréquence et B.F.O.) ne saurait donc être en cause. Cependant, de nombreuses émissions ont été observées avec des dérives anormales.

On nous expose également le cas de l'écoute d'un QSO multiple en SSB. Pour certains émetteurs, la dérive a lieu dans un sens ; pour d'autres émetteurs, elle est dans l'autre sens. Là aussi, le récepteur ne saurait donc être en cause.

Dans les QSO multiples, il importe que les stations B.L.U. se calent rigoureusement au battement nul (et non à 1 KHz près) pour éviter les retouches de réglage

lors de chaque reprise des correspondants ; il faut ensuite que la fréquence reste immuablement stable.

Naturellement, il ne faut pas généraliser. Certains émetteurs SSB ou transceivers SSB analysés au point de vue dérive se sont montrés parfaitement stables (ou tout au moins avec une dérive négligeable ou acceptable). Mais ce n'est, hélas ! pas le cas pour tous les appareils présents sur le marché (nous ne citerons évidemment aucune marque).

Un émetteur SSB est certainement plus délicat à mettre au point parfaitement qu'un émetteur AM ; mais il nécessite moins de matériel BF, moins de puissance BF, à puissance HF égale.

Pour terminer, disons qu'il est tout à fait déplorable que certaines fabrications commerciales ou « amateurs » (émetteurs, transceivers ou récepteurs) soient aussi peu soignées, notamment en ce qui concerne cette regrettable dérive (inacceptable en SSB). Car, finalement, c'est cela — et cela uniquement — qui jette un tel discrédit de la B.L.U. **auprès des méticuleux...** Et ce n'est pas le mode de transmission en bande latérale unique qui est critiqué... à condition qu'il soit exploité techniquement correctement.

Nous avons commencé à répondre individuellement à nos premiers correspondants ; mais, devant l'afflux de lettres, nous avons dû renoncer... Que tous nos aimables correspondants trouvent ici l'expression de nos remerciements et veuillent bien nous excuser de ne pouvoir leur répondre directement.

En conclusion, amis lecteurs, OM et SWL, faites donc la chasse à vos propres dérives (les composants actuels le permettent), et que cette polémique soit amicalement close !

RR - 5.38 - F. — M. Jean-Marie Pellissier, 95-Taverny.

1° Lampe CK 1 : Octode changeuse de fréquence ; chauffage 13 V 0,2 A ; $V_a = 100$ V (200 V max.) ; $V_{g2} = 90$ V ; $I_a = 1,6$ mA ; $I_{g2} = 2$ mA ; S = 0,55 mA/V

$\rho = 1$ M Ω ; $W_a = 0,5$ W ; $I_{g3+5} = 3,8$ mA ; $V_{g3+5} = 70$ V ; $V_{g4} = -1,5$ à -25 V. Brochage voir figure RR - 5.38.

2° Il existe en effet des recueils de schémas de téléviseurs (schémathèques). Veuillez vous adresser à la Librairie parisienne de la radio, 43, rue de Dunkerque, Paris (10^e).

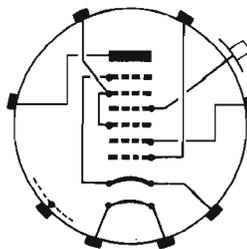


Fig. RR 5-38

RR - 5.39. — M. René Fafet, 76-Eu.

Nous n'avons pas le schéma du récepteur militaire de l'armée allemande cité dans votre lettre. Cet appareil date de 1939-40 et utilise des lampes spéciales à chauffage direct que l'on ne trouve pratiquement plus maintenant. Son alimentation se faisait par piles ou par accumulateur avec convertisseur.

A l'heure l'actuelle, cet appareil ne présente plus aucun intérêt ; soyez donc sans regret...

RR - 5.40. — M. Francis Duhamel, 62-Arras.

Le montage complémentaire pour augmentation de puissance BF que nous nous soumettez est valable. Néanmoins, il faut rectifier le point suivant : le collecteur du transistor driver AC181K n'aboutit pas à la connexion centrale du push-pull comme votre schéma l'indique, mais à la base du transistor AC180K faisant suite.

La mise au point se fera par l'ajustage éventuel de certaines valeurs (résistances de base et d'émetteurs), si besoin est.

Vérifiez que la connexion médiane du push-pull est bien (au

repos) à une tension continue égale à la moitié de la tension d'alimentation.

Par ailleurs, il va de soi que votre alimentation doit être capable de fournir l'intensité supplémentaire consommée par le nouvel étage en crête de modulation.

RR - 5.41. — M. Maurice Masriot, 69-Lyon (2^e).

1° La mise en service du B.F.O. pour la réception d'une émission en B.L.U. ne doit pas provoquer de sifflement... à moins que la station reçue soit elle-même gênée par une autre station proche en fréquence.

2° D'après vos explications, il semblerait par ailleurs que l'injection de ce B.F.O. dans le détecteur de produit soit excessive. Il faudrait essayer de réduire notablement la valeur de la capacité de liaison C_{21} (entre T_7 et T_9 sur votre schéma).

3° Nous ne voyons pas la nécessité de réduire les valeurs des résistances R_{52} et R_{53} comme vous l'avez fait.

RR - 5.42. — M. Jean-Michel Geoffroy, 26-Pierrelatte.

Pour utiliser un haut-parleur de 2,5 ohms sur une sortie de 8 ohms, vous pouvez intercaler en série avec le haut-parleur une résistance de 5,5 ohms ; mais avec cette solution, le haut-parleur ne produira environ que 30 % de la puissance disponible à la sortie (le reste étant perdu dans la résistance).

Une autre solution consisterait à utiliser un transformateur élévateur de rapport 1,8 intercalé entre la sortie 8 Ω et le haut-parleur 2,5 Ω (si vous pouvez vous procurer un tel transformateur...).

RR - 5.43. — M. Aloïse (?), Mouscron (Belgique).

Le tube 6 BA 6 n'est nullement une lampe spéciale. C'est une penthode à pente variable, très répandue, et que l'on peut se procurer partout.

RR - 5.44. — M. Roland Boudet, 73-Chambéry.

S'il s'agit simplement de faire un oscillateur UHF de démonstration avec alimentation d'une ligne de Lecher, nous vous suggérons de réaliser un montage à lampes. En effet, pour un bon fonctionnement de la ligne de Lecher (éclairage de l'ampoule ou des ampoules) il faut déjà disposer d'une puissance assez grande. Or, les transistors de puissance UHF sont encore très chers.

Nous pensons que vous pourriez vous reporter utilement à notre numéro 1198, page 140, décrivant précisément un tel oscillateur UHF pour expériences.

RR - 5.45. — MM. Leveque, 62-Verquin et G. Figueras, 25-Besançon.

Nous ne disposons d'aucun schéma se rapportant aux appareils de mesure cités dans vos lettres respectives, et nous n'avons rien publié de ce genre.

RR - 5.46. — M. Jean Franchi, Paris (12^e).

Pour diminuer les fréquences couvertes par votre tuner, il faut évidemment augmenter les nombres de tours des trois bobinages d'accord et du bobinage oscillateur... puis refaire l'alignement de ces circuits en agissant sur les trimmers et les noyaux.

Malheureusement, nous ne pouvons pas vous indiquer ces nombres de tours, car il nous manque des éléments de calcul, notamment les valeurs des trimmers et des condensateurs variables, ainsi que les diamètres des mandrins des bobinages.

Ou alors, il faudrait nous indiquer avec précision les nombres de tours actuels, ce qui pourrait donner une idée pour la détermination des nouveaux bobinages.

RR - 5.47. - M. Don Jos (?), Seine-Saint-Denis.

Une diode Zener polarisée en sens direct conduit normalement comme toute autre diode. Polarisée en sens inverse, elle ne conduit pas tant que la tension appliquée ne dépasse pas la tension de Zener ; pour une tension supérieure, elle conduit.

En conséquence, dans l'essai que vous avez effectué, si la tension de Zener des diodes expérimentées est inférieure à la tension appliquée, il est normal que les diodes conduisent dans les deux sens.

RR - 5.49. — M. André Provin, 67-Gerstheim.

Les émetteurs FM étant relativement proches de votre domicile, vous devriez les recevoir sans souffrir. Les diverses causes possibles de vos mauvaises réceptions peuvent être :

— Tuner dérégulé (circuits HF, CF et MF à réaligner).

— Tuner en panne (transistor défectueux, mauvais fonctionnement d'un étage quelconque, etc.).

— Antenne incorrecte, mal adaptée (impédance), mal orientée ou câble défectueux.

RR - 5.50. — M. Patrice Roussel, 35-Rennes.

1° Les émetteurs des « surplus » peuvent être utilisés par les radio-amateurs, titulaires d'une licence, dans les bandes réservées qui leur sont attribuées ; mais pour cela, c'est-à-dire pour être radio-amateur, il faut satisfaire à un examen pour obtenir licence et indicatif.

2° Par contre, dans la bande 27 MHz attribuée non pas au trafic « amateurs » mais à la radiotéléphonie privée, il n'est pas néces-

saire de subir un examen et d'avoir une licence de radio-amateur. En revanche, les appareils utilisés doivent être homologués par les services radio-électriques des P.T.T. ; ils sont en outre limités à de faibles puissances (suivant catégorie).

3° Nous n'avons pas connaissance d'un ouvrage traitant exclusivement de cette législation. Mais vous trouverez tous renseignements à ce sujet (examen, réglementation, bandes, puissances, etc.), à partir de la page 965 de l'ouvrage L'Emission et la réception d'amateur (7^e édition) ; en vente : Librairie parisienne de la radio, 43, rue de Dunkerque, Paris (10^e).

RR - 5.51. — M. B. Poggi, 38-Grenoble.

Nous voulons bien vous étudier l'ensemble émetteur et récepteur dont vous nous entretenez et vous établir les schémas correspondants. Néanmoins, pour être certains que notre proposition correspond bien à ce que vous souhaitez, nous aimerions comprendre ce que vous désirez faire ou obtenir. En effet, votre dessin où l'on voit seulement un émetteur et un récepteur situés de part et d'autre de la glace d'une portière de voiture, n'est pas très éloquent, et nous aimerions mieux comprendre...

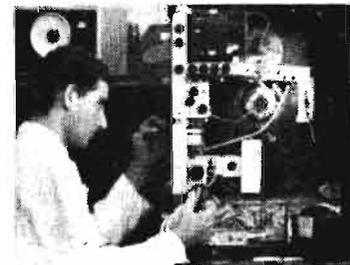
Veillez donc avoir l'amabilité de nous préciser davantage votre projet et nous vous ferons parvenir notre devis d'honoraires.

RR - 5.52. — M. Philippe Gagneux, 86-Châtelleraut.

Il n'est pas toujours recommandé d'utiliser une antenne extérieure sur un récepteur à transistors en espérant améliorer les réceptions des gammes « ondes courtes ». Bien souvent, l'amélioration n'est qu'apparente et illu-

soire ! En fait, on croit recevoir davantage de stations... mais on reçoit tout en même temps, sans possibilité de sélection, dans un fatras de sifflements et d'interférences de toute sorte. La transmission due à l'étage d'entrée devient intolérable. Veuillez consulter notre article publié dans le n° 1281, page 20.

MAITRISE DE L'ÉLECTRONIQUE



COURS PROGRESSIFS
PAR CORRESPONDANCE
**L'INSTITUT FRANCE
ÉLECTRONIQUE**
24, rue Jean-Mermoz - Paris (8^e)

FORME **l'élite** DES
RADIO-ELECTRONICIENS

MONTEUR • CHEF MONTEUR
SOUS-INGÉNIEUR • INGÉNIEUR
TRAVAUX PRATIQUES

**PRÉPARATION AUX
EXAMENS DE L'ÉTAT**

(FORMATION
THÉORIQUE)
PLACEMENT



Documentation HRB
sur demande

BON à découper ou à recopier. Veuillez adresser sans engagement la documentation gratuite. (Écrire à l'adresse ci-dessous)

Nom
Adresse
Autres sections d'enseignement : Dessin Industriel, Aviation, Automobile



NOUVEAUTÉS

**FICHES et PRISES normalisées DIN standard
et à VERROUILLAGE
CONNECTEURS pour circuits imprimés
SUPPORTS de relais et de transistors
SUPPORTS T.H.T. - U.S.L. - U.F.L.**

Documentations et tarif sur demande

AGENT GÉNÉRAL
Distribution exclusive pour la France

RENAUDOT

46, bd de la Bastille et 17, rue Biscornet
PARIS-XII^e - NAT. 91-09 - DID. 07-40

Détail chez votre fournisseur habituel

RR - 5.53. — M. P. Castro, Bruxelles.

Les transistors cités dans votre lettre sont de fabrication Motorola dont le distributeur en Belgique est :

C.N. Rood S.A., place de Jamblinne de Meux 37, 1040 Bruxelles.

RR - 5.54. — M. Daniel Madelin, 49-La Possonnière.

Sur votre électrophone, vous pourriez effectuer une sortie pour attaque de magnétophone en soudant un condensateur de liaison de 10 à 20 nF sur l'anode de l'élément triode du tube UCL 82 (broche 9).

Mais, comme l'alimentation de cet électrophone est faite sans transformateur (montage avec un pôle du secteur à la masse), vous risquez d'avoir des ennuis avec les masses.

La meilleure solution serait probablement d'attaquer **directement** l'entrée de votre magnétophone par les fils blindés provenant du lecteur (bras de pick-up), l'amplificateur de l'électrophone n'ayant pas alors à intervenir et n'étant pas alimenté.

RR - 5.55. — M. Albert Alaivoine, 59-Toufflers.

Le montage de déparasitage que vous avez réalisé et qui vous a été proposé par les Ets Facon est tous à fait correct (voir notre article n° 1278, page 206).

Néanmoins, nous ne dissimulerons pas que le déparasitage efficace de l'alternateur (sur certains véhicules comportant un tel organe) est souvent très difficile à obtenir. Il ne peut rien être préconisé de façon catégorique à l'avance ; il faut se livrer sur place à l'essai pratique de divers condensateurs ou de divers blocs de

déparasitage (condensateur + inductance) de caractéristiques différentes, jusqu'à l'obtention d'un résultat valable. Nous vous conseillons de consulter un électricien automobile spécialiste.

Signalons aussi que dans certains cas de déparasitage difficile, il est recommandé de prendre l'alimentation du récepteur, non pas en un point quelconque de l'installation vers le tableau de bord, mais **directement** sur la borne de l'accumulateur à l'aide d'un fil séparé auxiliaire.

RR - 5.57. — M. René Derogobos, 83-Toulon.

1° Le temporisateur pour essuie-glace décrit dans le numéro 1178, page 111, comporte effectivement un relais électromagnétique. La version où le relais est remplacé par un thyristor a été publiée dans le numéro 1283, page 216.

2° Concernant le montage de la figure 1, page 150, n° 1260, nous vous rappelons que les valeurs des composants ont été données dans le n° 1278, page 208 (référence RR - 6.25).

3° Le transistor unijonction 2N2646 n'a pas de correspondant ; mais c'est un type très courant que l'on peut se procurer aisément.

RR - 5.56. — M. Michel Rigaud, 59-La Madeleine.

1° Dans votre montage d'amplificateur stéréophonique, si un canal fonctionne et l'autre non, c'est forcément parce qu'il y a une erreur dans ce dernier (puisque les deux canaux sont de conception identique) : composant défectueux, erreur de câblage, erreur de valeur pour un composant, lampe mauvaise, etc.

2° Distorsions. Causes possibles : lampe défectueuse, polarisation incorrecte, fuite interne dans un condensateur de liaison, boucle de contre-réaction connectée à l'envers...

3° Quel genre de « vu-mètre » désirez-vous installer ? Est-ce un vu-mètre sur **chacun** des canaux, ou bien un vu-mètre de balance ?

4° N'importe quel oscilloscope dont l'amplificateur vertical sera connecté sur le secondaire du transformateur de sortie (ou sur la bobine mobile du haut-parleur) reproduira l'oscillogramme des signaux musicaux diffusés. Nous avons déjà publié de très nombreux montages d'oscilloscopes auxquels vous pouvez vous reporter.

5° Les divers fabricants de semi-conducteurs éditent des petites brochures donnant les caractéristiques essentielles et les brochages des composants de leur fabrication. Ces manuels sont à demander **directement** aux fabricants.

Voyez aussi la publicité à la page 68 du n° 1355.

RR - 5.58. — M. Dominique Crique, 26-Valence.

L'installation d'un « vu-mètre » à zéro central en indicateur de « balance » sur votre amplificateur stéréophonique est possible. Nous vous prions de vous reporter à la figure 1, page 153, n° 1243, partie extrême droite du schéma.

Vous pouvez négliger le commutateur inverseur et la prise Ca₃. Les points de raccordement se font donc sur chacune des connexions aboutissant aux bobines mobiles des haut-parleurs et à la masse.

RR - 5.59. — M. Jean Caune, 33-Le Bouscat, nous fait part de diverses anomalies dans le fonctionnement de son orgue électronique.

1° Comme toujours dans des cas semblables, il est bien difficile de nous prononcer à distance, faute de pouvoir examiner votre montage et y procéder à des mesures.

Les constatations faites lors du fonctionnement et les mesures effectuées à l'ohmmètre sur les transistors défectueux semblent bien démontrer qu'il s'agit d'une destruction par emballement thermique.

Vous nous dites bien que le schéma d'origine duquel vous vous êtes inspiré, utilisait des transistors 2N2714 ; mais vous ne nous précisez pas les types que vous avez employés vous-même.

En conséquence, il s'agit peut-être d'une charge excessive des oscillateurs, ou bien de transistors dont le type ne convient pas, ou bien d'une tension d'alimentation trop importante...

2° Le fait de connecter un oscilloscope sur les oscillateurs peut en effet provoquer un décrochage des oscillations ; il n'y a rien là d'anormal. Il faut essayer d'intercaler une résistance en série à l'extrémité du fil aboutissant à l'amplificateur vertical de l'oscilloscope (extrémité côté oscillateur). Ou bien, il faut examiner le signal issu de l'oscillateur en le prélevant sur l'étage suivant (ce dernier servant de tampon).

RR - 5.60. — M. Bernard Bococho à Safi (Maroc).

En ce qui concerne l'oscilloscope décrit dans notre n° 1234, page 135, nous vous rappelons que des compléments ont été publiés dans le n° 1256 page 150. L'utilisation d'un tube cathodique de la série des DG7 v est également évoquée.

Pas de repos pour les Champions!



OUVERT PENDANT LES VACANCES

• OUVERT en AOUT •
EXPÉDITION PARIS - PROVINCE

Comptoirs CHAMPIONNET

14, rue Championnet, PARIS-18°
Tél. : 076-52-08
C.C. Postal : 12.358.30 PARIS

LASER • LASER • LASER

Ils sont arrivés et enfin à votre disposition

Matériel agréé par les administrations.

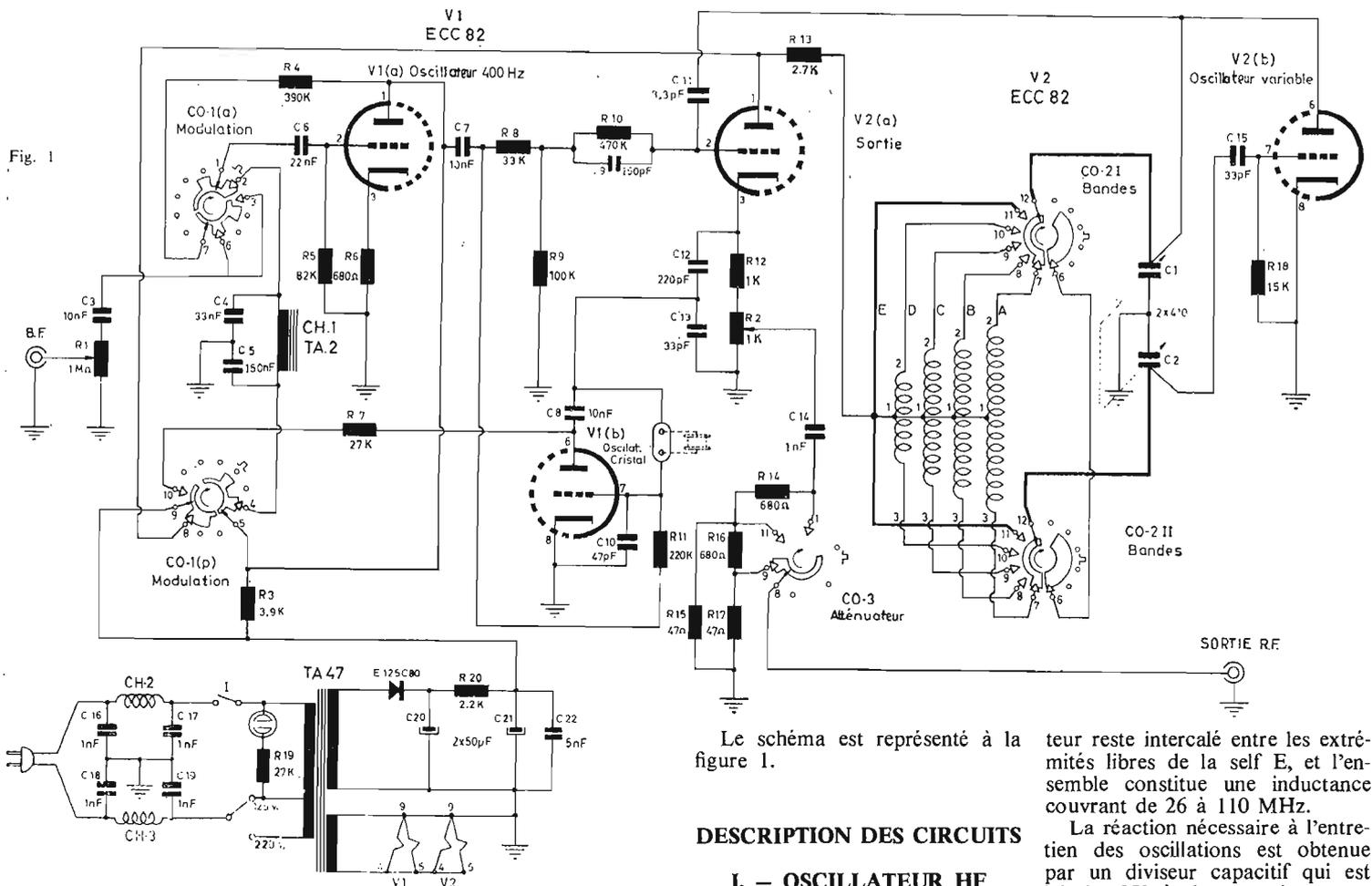
UTILISATION. Mesures. Contrôles. Bâtiment. Industrie optique, etc. Spectre musical en modulant le faisceau LASER par miroir. Photographie en 3 dimensions. Hologrammes. Jeux projection d'un point rouge à grande distance.

PRINCIPALES CARACTÉRISTIQUES : Hélium. Néon. Système Rubis. Puis. 1 milliwatt. Point diamètre. $1/e^2 = 0,88$. Divergence (milliradians) 1,0. Amplitude Noise (1 kHz à 100 kHz) RMS : 0,3 %. Amplitude Ripple : 100 Hz - RMS : 0,5 %. Durée de vie du tube plus de 10 000 heures. Stabilité à long terme < 5 %. Puis. à l'allumage 70 % (100 % après 3 mn). Température de fonct. - 20° à + 65°C. Secteur 220 V. 35 watts. Origine U.S.A.

PRIX de lancement 1 912 F

TERAL, 26 ter, rue Traversière, PARIS-12° - DOR. 47-11

RÉALISATION D'UN GÉNÉRATEUR HF AVEC MARQUEUR



Le schéma est représenté à la figure 1.

DESCRIPTION DES CIRCUITS

I. — OSCILLATEUR HF A FREQUENCE VARIABLE

L'oscillateur HF à fréquence variable est essentiellement constitué d'une double triode ECC82 dont l'élément triode V_{2b} oscille dans un circuit colpitts bien connu par ses qualités de stabilité aux fréquences les plus élevées. Cette triode est associée aux condensateurs variables C₁-C₂ de 410 pF et à l'une des selfs A, B, C, D ou E sélectionnée par le commutateur CO₂. Les lames mobiles de C₁-C₂ sont reliées à la masse, tandis que les lames fixes d'une section sont reliées à la plaque, et celles de l'autre section, à la grille, par l'intermédiaire de C₁₅ de 33 pF.

Chaque bobine comporte une prise milieu réunie au + HT à travers la résistance R₁₃ de 2,7 K.ohms. Les bobines correspondant aux quatre premières bandes sont disposées sur un support, tandis que la bobine de la bande E, de la gamme la plus élevée, est constituée par des sections de gros fil qui assurent, en même temps, les connexions entre C₁-C₂ et le sélecteur de bandes pour toutes les sections de bobines. Quand le sélecteur est sur la position E, un autre gros conduc-

teur reste intercalé entre les extrémités libres de la self E, et l'ensemble constitue une inductance couvrant de 26 à 110 MHz.

La réaction nécessaire à l'entretien des oscillations est obtenue par un diviseur capacitif est ici, le CV à deux sections. Les avantages de ce procédé sont évidents car la réactance est pratiquement constante, ce qui assure le maintien des oscillations sur une large gamme de fréquences.

Le signal HF prélevé sur la plaque de V_{2b} est appliqué sur la seconde section triode V_{2a}, montée cathode follower, par l'intermédiaire d'une capacité C₁₁ de 3,3 pF. Ce montage présente l'avantage d'une impédance d'entrée très élevée, ce qui correspond à une charge très faible ou nulle sur l'oscillateur, et d'une impédance de sortie très basse assurant une grande stabilité. De cet façon, la fréquence de sortie n'est pas affectée par les variations de charge.

La sortie s'effectue sur la cathode dont la charge est constitué par une résistance de 1 000 ohms en série avec un potentiomètre de même valeur dont le curseur constitue l'atténuateur. Ces deux résistances sont shuntées par un diviseur capacitif constitué de deux condensateurs de 220 pF et 33 pF.

Le signal provenant du curseur du potentiomètre est envoyé à travers une capacité de 1 nF sur le commutateur CO₃ commandant

P ARMI les instruments de mesure utilisés en électronique, et plus particulièrement au cours de la construction ou de la réparation des appareils de radio, le générateur HF occupe, dans l'ordre des nécessités, la seconde place après le contrôleur universel.

Cet appareil délivre des signaux HF dont la fréquence et l'amplitude peuvent être réglées avec une précision qui dépend de la classe de l'instrument.

La précision que procure l'oscillateur à cristal équivaut à celle que l'on peut obtenir avec des appareils de prix plus élevé. De plus, cet oscillateur permet de tarer l'erreur possible de l'échelle de l'oscillateur variable, ce qui constitue un avantage très appréciable.

Les deux oscillateurs donnent à volonté, un signal HF sous forme d'une onde entretenue pure, c'est-à-dire d'amplitude constante, ou sous la forme d'une onde modulée. Le signal de modulation est obtenu à partir d'un générateur basse fréquence ; sa fréquence est de 400 Hz et l'amplitude peut varier. Ce signal est également disponible sur une

prise. On peut le remplacer par une source extérieure pour moduler soit l'oscillateur variable, soit l'oscillateur à cristal.

Cet appareil est fourni sous forme de kit (1). Les principales caractéristiques sont les suivantes :

Section haute fréquence.
Gammes de fréquences : de 170 kHz à 110 MHz en cinq bandes :

- A : 170 kHz à 530 kHz ;
- B : 530 kHz à 1 750 kHz ;
- C : 1,75 MHz à 6,7 MHz ;
- D : 6,7 MHz à 25 MHz ;
- E : 26 MHz à 110 MHz.

— Harmoniques calibrés de 110 MHz à 220 MHz.

— Tension de sortie : 100 mV à basse impédance.

— Oscillateur à cristal de 100 kHz à 15 MHz.

— Section basse fréquence.

— Pourcentage de modulation intérieur 30 %.

— Fréquence de modulation 400 Hz.

— Sortie BF : 2,5 V à haute impédance.

— Entrée BF pour une modulation de 30 % approximativement 3 V.

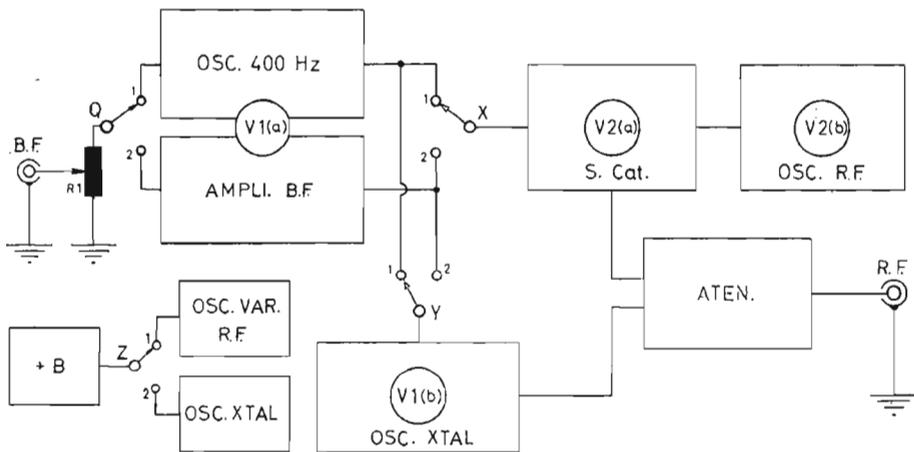


Fig. 2

L'atténuateur par bonds constitué de 2 résistances de 680 ohms et 2 de 47 ohms.

OSCILLATEUR A CRISTAL

L'oscillateur piloté par quartz met en œuvre la section triode $V_1(b)$ d'une seconde ECC82. La résistance de grille est constituée par R_8, R_9, R_{11} tandis que la cathode est reliée directement à la masse. Les capacités internes de la lampe sont renforcées par le condensateur C_{10} , entre grille et cathode. La plaque est alimentée à travers une résistance de 27 K. ohms. Le quartz est disposé entre grille et plaque, la liaison s'effectuant de ce côté par C_9 , de 10 nF qui isole du courant

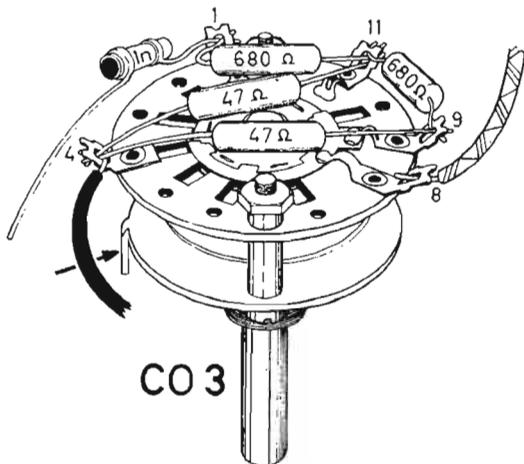


Fig. 4

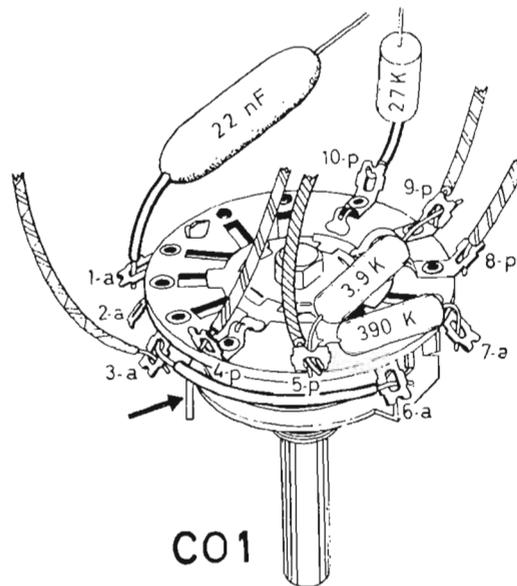


Fig. 3

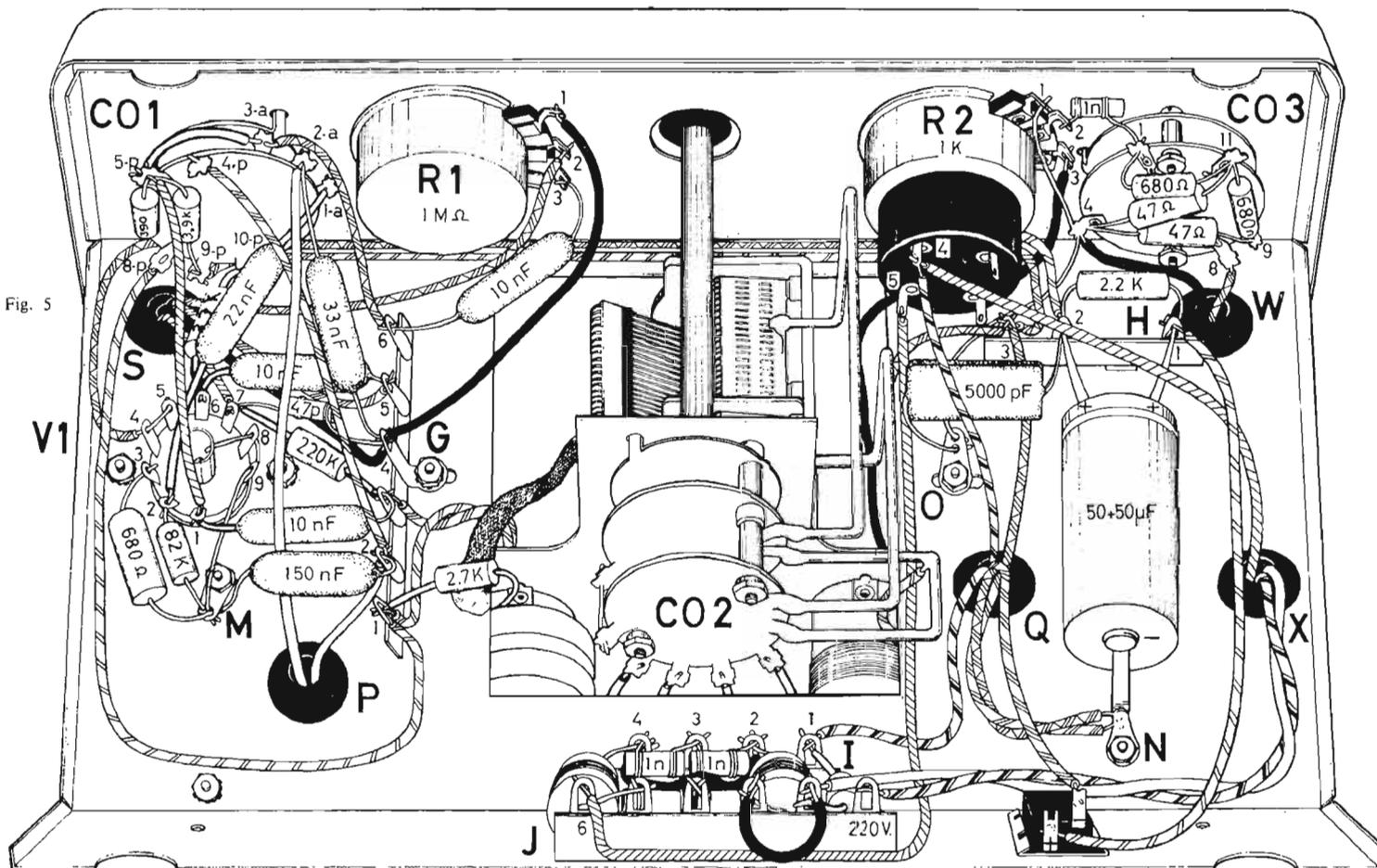


Fig. 5

continu. Finalement le signal produit par l'oscillateur est dirigé vers un circuit alternateur semblable au précédent, par deux capacités de 220 pF et 33 pF.

Le cristal est placé dans un support disposé sur le panneau frontal du générateur, afin de pouvoir être changé rapidement ; c'est le seul élément qui détermine la fréquence fixe de sortie.

On dispose donc, jusqu'ici, de deux oscillateurs haute fré-

quence, un variable et un autre à fréquence fixe, de précision élevée. Cependant les deux sorties sont en HF pure, c'est-à-dire non modulée, et dans la plupart des applications pratiques, on a besoin d'une onde modulée en amplitude. Celle-ci sera obtenue au moyen de l'oscillateur BF.

OSCILLATEUR BF OU MODULATEUR

Celui-ci est constitué par un circuit colpitts, utilisant l'autre triode de la seconde ECC82, oscillant sur une fréquence fixe de 400 Hz. Le circuit d'accord est constitué par la self CH_1 - TA_2 et les deux condensateurs fixes C_4 - C_5 de 33 nF et 150 nF. La réaction s'obtient à travers C_6 et la sortie BF s'effectue à travers C_7 , quand le signal est utilisé comme modulateur, ou à travers C_3 et R_1 quand on désire l'utiliser comme oscillateur de basse fréquence, avec sortie réglable en amplitude à travers la sortie « BF ».

Quand le signal BF est utilisé comme modulateur, il se trouve appliqué à l'étage cathode follower de l'oscillateur variable par l'intermédiaire d'un réseau de résistances, ou à la grille de l'oscillateur cristal. Dans les deux cas, la profondeur de modulation ne doit pas dépasser 30 % afin de ne pas provoquer l'instabilité des circuits HF. Avec un pourcentage de modulation plus faible, l'oscillateur BF permettra la mise au point et le contrôle des récepteurs et des amplificateurs.

Pour certaines positions du commutateur CO_1 , cet oscillateur BF est transformé en amplificateur basse fréquence. Dans ce cas, le bobinage CH_1 est mis hors service et la prise BF est raccordée à la grille de V_1a par le potentiomètre R_1 de 1 mégohm, les condensateurs C_3 et C_6 et la résistance de fuite R_5 . Le circuit de plaque est alimenté par R_3 de 3 900 ohms.

Dans les deux cas, le signal BF est prélevé sur la plaque par C_7 , et envoyé sur la grille de l'étage séparateur à travers R_8 de 33 K. ohms, R_{10} de 470 K. ohms shuntée par C_9 de 150 pF. La résistance de fuite R_9 a une valeur de 100 K. ohms.

Comme on le voit, la prise BF extérieure est utilisée soit pour la sortie d'un signal BF 400 Hz, ou pour l'injection d'un signal extérieur suivant la position du commutateur.

ALIMENTATION

Les différentes sections sont alimentées à partir d'une source d'alimentation unique comprenant un transformateur dont le primaire permet l'utilisation sur 110 ou 220 V. Un filtre d'entrée composé des selfs CH_2 - CH_3 , et des quatre condensateurs de 1 nF, empêche tout retour des oscillations HF vers le secteur, et le circuit primaire est complété par un dispositif de

signalisation de mise en service avec lampe au néon.

Une diode E125C80 redresse la HT, et le filtrage est assuré par une résistance de 2 200 ohms et deux condensateurs de 50 μ F. La sortie est shuntée par une capacité de 5 nF. Le secondaire 6,3 V alimente les filaments.

La tension continue redressée et filtrée est dirigée sur le commutateur CO_1 , qui permet de choisir l'utilisation en oscillateur variable ou en oscillateur cristal de manière que lorsque l'un est en fonctionnement, l'autre ne soit pas sous tension, afin d'éviter tout signal qui

Fig. 6



viendrait perturber le premier et occasionner des confusions.

SCHEMA SYNOPTIQUE

La figure 2 qui donne le schéma synoptique de l'appareil permet de comprendre le fonctionnement du générateur. Pour des raisons de simplification, les différentes fonctions du commutateur CO_1 ont été indiquées à l'aide des commutateurs à deux voies Q, X, Y, Z.

Le commutateur Q étant sur la position 1, le signal BF 400 Hz est disponible sur la prise extérieure BF, tandis que sur la posi-

tion 2, un signal BF extérieur est dirigé sur l'ampli BF. Le potentiomètre R_1 permet de régler, selon la position de Q, soit le signal de sortie BF, soit l'entrée du signal extérieur.

Le commutateur dirige sur l'oscillateur variable, soit le signal modulé 400 Hz (position 1) délivré par V_{1a} , soit le signal extérieur (position 2) amplifié par V_{1a} , tandis que le commutateur Y accomplit les mêmes fonctions par rapport à l'oscillateur cristal. De la position du commutateur Z dépend la mise en service de l'oscillateur variable ou de l'oscillateur cristal.

Du point de vue pratique, les différents signaux disponibles sont les suivants :

400 Hz (BF) : Commutateur en position « INT ». Le signal est disponible sur la sortie BF (Q en 1; position quelconque des autres commutateurs).

RF variable sans modulation : Commande « modulation » sur position « EXT » de la section RF variable (Q en 2, X en 2 et Z en 1; position de Y indifférente, l'oscillateur cristal n'étant pas sous tension).

RF variable modulée à 400 Hz : Commande « Modulation » sur position « INT » de la section RF variable (Q en 1, X en 1 et Z en 1; position de Y indifférente).

RF variable modulée extérieurement : Même disposition que pour RF variable sans modulation.

RF fixe sans modulation : Commande « modulation » sur position « EXT » de la section « RF cristal ». Quartz correspondant à la fréquence désirée dans son support. Sortie sur « RF » (Q en 2, Y en 2 et Z en 2; position de X indifférente étant donné qu'il n'y a pas de haute tension sur l'oscillateur variable).

RF fixe modulée à 400 Hz : Commande « modulation » sur position « INT » la section « RF cristal ». Cristal comme ci-dessus. Sortie sur « RF ». Q en 1, Y en 1, Z en 2; position indifférente de X.

RF fixe modulée extérieurement. Même disposition que pour RF fixe sans modulation. Le signal BF provenant d'une source extérieure est appliqué à la prise BF.

REALISATION PRATIQUE

On commence par le montage et le câblage du châssis principal, puis du subchâssis. On prépare ensuite le panneau frontal et l'on passe au câblage du commutateur « modulation » CO_1 (Fig. 3), puis du commutateur « atténuateur » CO_3 (Fig. 4) et l'on termine enfin par la mise en place de ces commutateurs, des potentiomètres et l'on procède aux dernières opérations de câblage. L'ensemble présente alors l'aspect de la figure 5.

Nous ne nous étendrons pas sur ces différentes opérations qui sont exposées en détail dans la notice qui accompagne les différents éléments nécessaires à la réalisation de cet appareil.

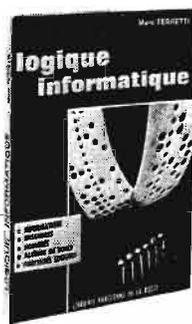
Il ne reste plus qu'à équiper le câble de connexion extérieur comme l'indique la figure 6 avant de procéder aux essais préliminaires.

Avec les bobinages préréglés, ce générateur doit avoir une précision en fréquence de 3 % si le montage a été réalisé conformément aux indications qui sont données. Cette précision est plus que suffisante pour les opérations de mise au point et de dépannage des radio-récepteurs AM et FM, usages pour lesquels il a été conçu.

F. HURE.
F3RM

LOGIQUE INFORMATIQUE

par Marc FERRETTI



Il y aura, d'après les prévisions françaises 18 000 ordinateurs en 1975 et 42 000 en 1980 : une telle évolution implique la formation de 30 000 personnes par an au cours des prochaines années et de 50 000 à partir de 1975.

LOGIQUE INFORMATIQUE s'adresse donc aux lycéens, étudiants et élèves ingénieurs destinés à embrasser la carrière informatique, ainsi qu'aux techniciens et cadres recyclés vers l'informatique. Il touchera aussi ceux amenés à approcher l'ordinateur, ou à construire de telles machines. Enfin, tous les curieux d'une mathématique spéciale, dans laquelle un et un ne font pas deux, liront ce livre.

La première partie décrit rapidement l'ordinateur, son « hardware », sa mémoire et ses possibilités actuelles et futures.

Ensuite, seconde partie, une théorie essentielle des mathématiques modernes est décrite; groupes, anneaux, corps sont passés en revue, après quoi, le « nombre » est expliqué. On verra ici que, finalement, notre mode de raisonnement repose sur des notions admises a priori : en changeant d'hypothèses de base, on modifie les résultats escomptés. Par exemple, la congruence permet d'écrire, sans risque d'erreur, que $5 \times 5 = 4$.

Enfin, la troisième partie décrit l'algèbre de Boole. Ici est généralisé le principe qui dit « qu'une porte doit être ouverte ou fermée ». Toute proposition est vraie ou fautive; on peut donc lui affecter une variable prenant la valeur 0 ou 1 selon le cas... ce qui conduit logiquement à l'algèbre binaire interne aux ordinateurs.

Volume broché, format 15 x 21, 160 p., schémas, dessins et tableaux : 22 F

En vente à la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - PARIS (10^e)
Tél. 878-09-94 C.C.P. 4949-29 PARIS

(1) Teralec, 51, rue de Gergovie, Paris (14^e).

UN R.O.S. MÈTRE DE CONSTRUCTION SIMPLE

DE nombreuses formules d'appareils destinés à mettre en évidence les ondes stationnaires et à en évaluer l'importance ont déjà été proposées dans les revues spécialisées. La solution que nous proposons reprend les mêmes principes mais s'oriente vers une nouvelle forme de ligne de mesure. En effet, comme l'indique la figure 1, celle-ci est constituée par un montage imprimé, dont les cotes sont évidemment impératives, réalisé à partir d'une plaquette de verre epoxy, simple face, de 120 x 38 mm.

La ligne centrale est percée, juste dans son axe, par deux trous à 10 mm du bord et par conséquent espacés, d'axe en axe, de 100 mm. Une fiche femelle BNC s'y trouve soudée par son conducteur central, côté émetteur et côté antenne (ou charge). Le tout se trouve logé dans un boîtier métallique de 125 x 55 x 55 mm et bien centré par rapport aux cinq faces. Les deux fiches BNC sortent évidemment sur le panneau avant, et la métallisation subsistante est tournée vers l'arrière. Près de chacune on fixera une cosse à souder forte, destinée à la mise à la masse du corps de la fiche ainsi que des éléments qui y sont ramenés par le montage (résistances de 68 Ω et condensateurs découplants de 1 nF). Les diodes dans le montage original étaient des OA81. Rien ne s'oppose à leur remplacement par un type différent : l'important étant qu'elles soient rigoureusement identiques. La ligne de mesure, c'est-à-dire la plaquette imprimée sera fixée à la face avant, qui porte l'appareil de mesure, le contacteur bipolaire et le potentiomètre de tarage par l'intermédiaire de 4 entretoises de 25 mm et le corps des fiches BNC est soudé à la masse du boîtier.

Etalonnage : Lorsque l'appareil est inséré entre l'émetteur et une charge de même impédance, toute l'énergie est rayonnée par la charge. En conséquence aucune énergie ne se trouve repoussée de la charge vers la source. Ce sont les conditions idéales : aucune tension réfléchie n'est décelée

par l'appareil de mesure qui a été préalablement ajustée pour une déviation totale en bout d'échelle. Supposons que l'appareil porte une graduation de 0 à 10, ce qui est fréquemment le cas pour les appareils du type vu-mètre. La lecture directe sera donc, dans l'idéal 10 et, en réfléchi, 0.

La formule qui donne le rapport d'ondes stationnaires est : $\frac{U_o + U_r}{U_o - U_r}$, devient $U_o/U_o = 1$ en supposant U_r nul.

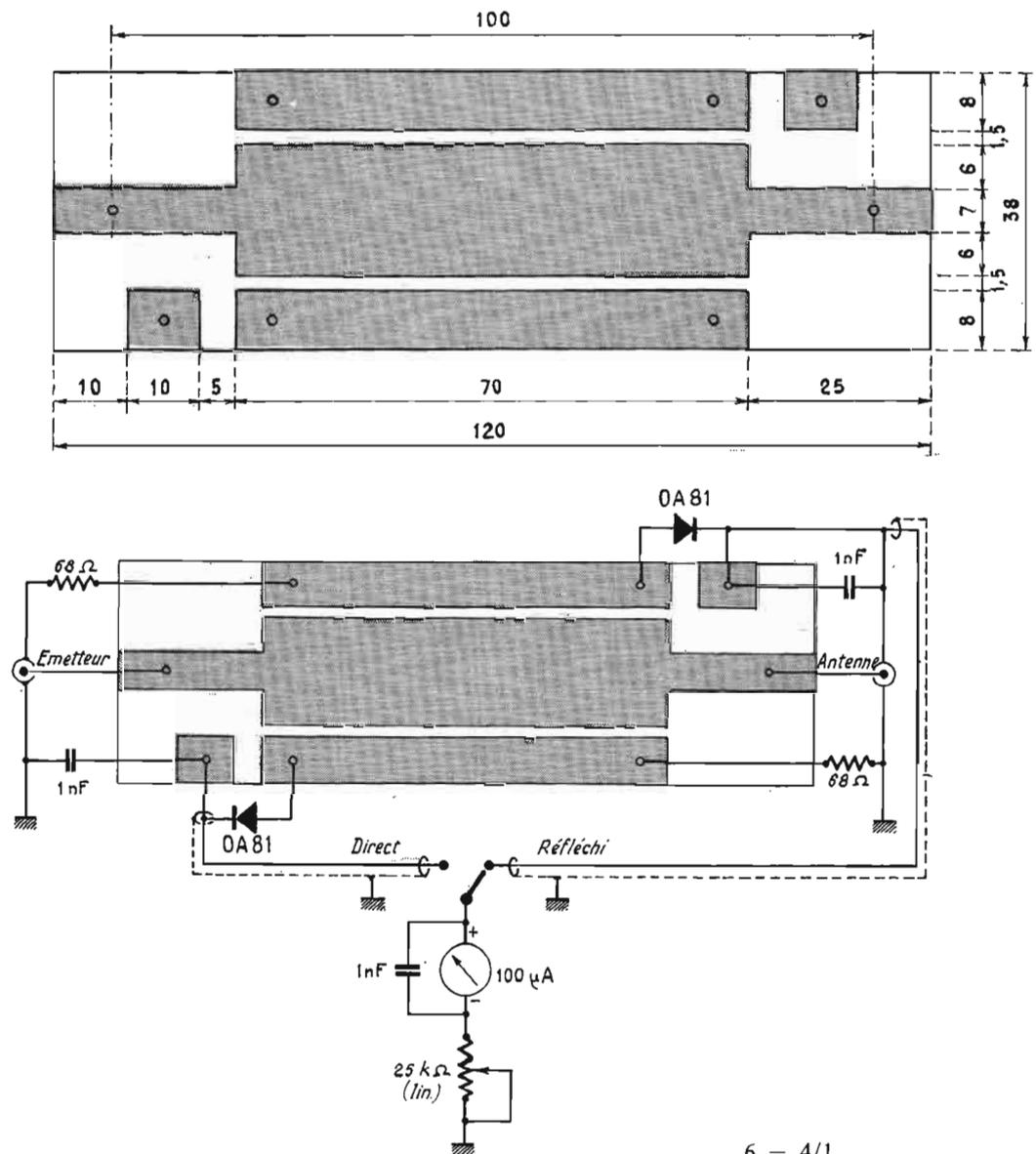
On déduira les rapports d'ondes stationnaires pour les indications de l'appareil de mesure suivantes :

- 0,5 = 1,1/1
- 1 = 1,2/1
- 2 = 1,5/ ou 4 % de puissance réfléchie.
- 3 = 1,8/1
- 3,5 = 2/1 ou 11 % de puissance réfléchie.
- 4 = 2,3/1
- 5 = 3/1 ou 25 % de puissance réfléchie.

- 6 = 4/1
- 7 = 6/1
- 8 = 9/1
- 9 = 20/1

Il est bien entendu que la précision des indications est directement fonction de la réalisation et de la qualité des composants utilisés, mais le service que l'on attend d'un tel appareil réside surtout dans les indications relatives. Ajoutons qu'il peut être employé avec succès jusqu'à 250 MHz.

Robert PIAT.
N° 1366 - Page 147



LE S.C.R. 510 - (BC620)

Mise en service — Dépannage

LE S.C.R. 509-510 a été mis en service dans l'armée américaine en 1942-43, époque à laquelle les radiocommunications étaient en plein essor ; ainsi en témoigne la conception technique un peu particulière de ce poste, qui n'en demeure pas moins parfaitement valable.

Aux alentours de 1953, des postes S.C.R. 510 fabriqués en France firent leur apparition dans l'armée française, voilà pourquoi le matériel de surplus fournit des

postes U.S. et des postes français. Il s'avère après de multiples essais que les postes français sont plus « dociles » et plus « nerveux » que les postes U.S. ; cela est facilement concevable connaissant l'âge de ces derniers.

Malgré sa faible puissance (2,5 W), la portée utile de ce poste en mobile est de l'ordre de 6 à 8 km (portée fonction évidemment de la nature du terrain et de l'emplacement du ou des postes correspondants). Entre station fixe

(équipée d'une antenne valable) et poste mobile cette portée peut être de l'ordre de 10 à 15 km et, entre deux stations fixes équipées toutes deux de S.C.R. 510 et d'antenne (sérieuse) type Ground Plane accordée sur la bande des 27 MHz, on peut franchir la distance assez surprenante de 20 à 40 km (il est compréhensible que cette portée ne soit réalisable que si les deux postes correspondants sont séparés par une zone pratiquement démunie de relief,

ou mieux encore si la liaison est établie de point haut à point haut).

II. — COMPOSITION DU S.C.R. 509-510

Il semble utile qu'un court exposé soit fait en ce qui concerne les différents éléments qui composaient « l'unité collective » de ce poste, et ceux, qui à ce jour, (et pour être utilisés par les amateurs) sont nécessaires à leur exploitation.

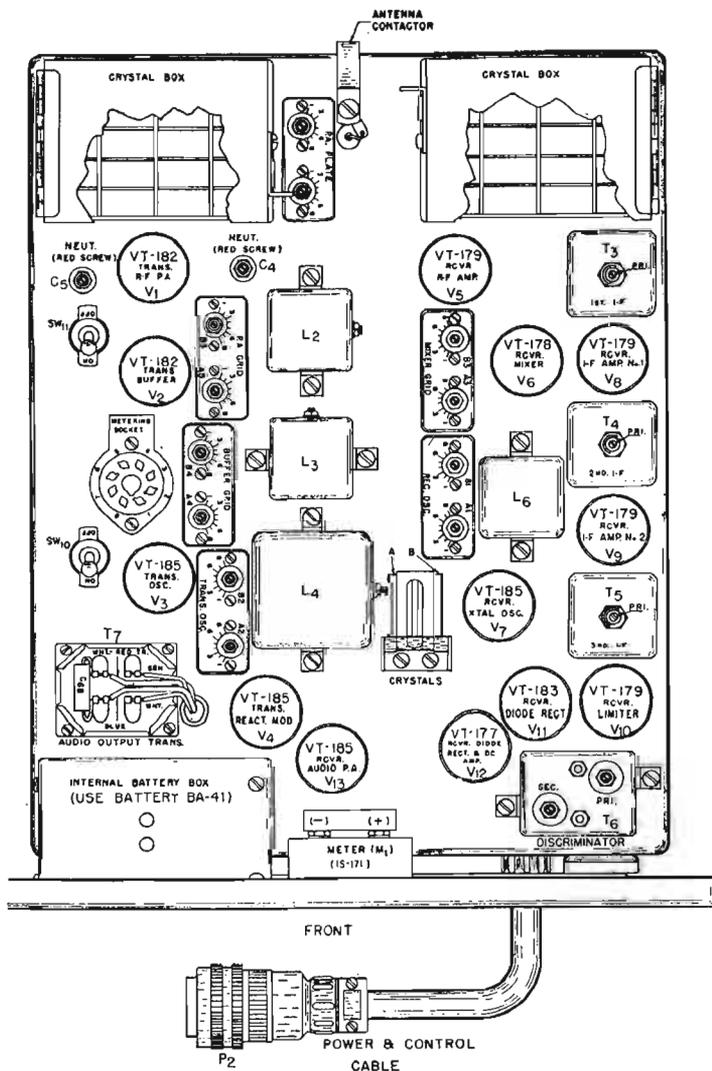


Fig. 1. — BC620, vue de dessus.

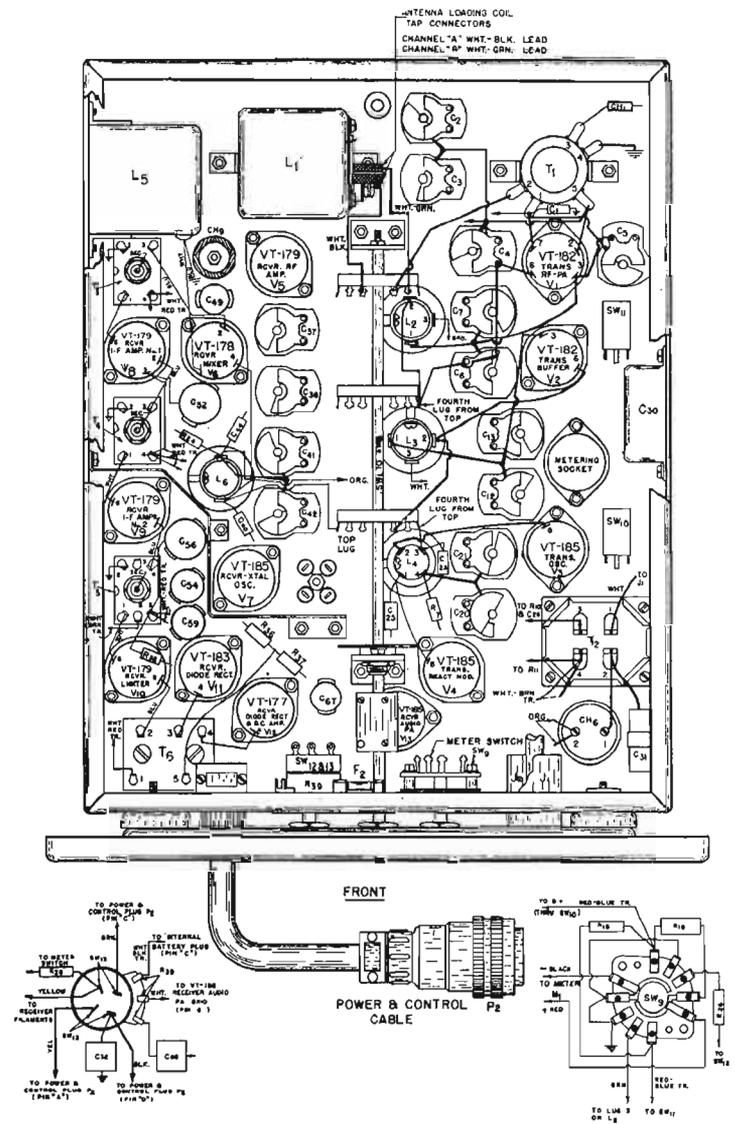


Fig. 2. — BC620, vue de dessus.

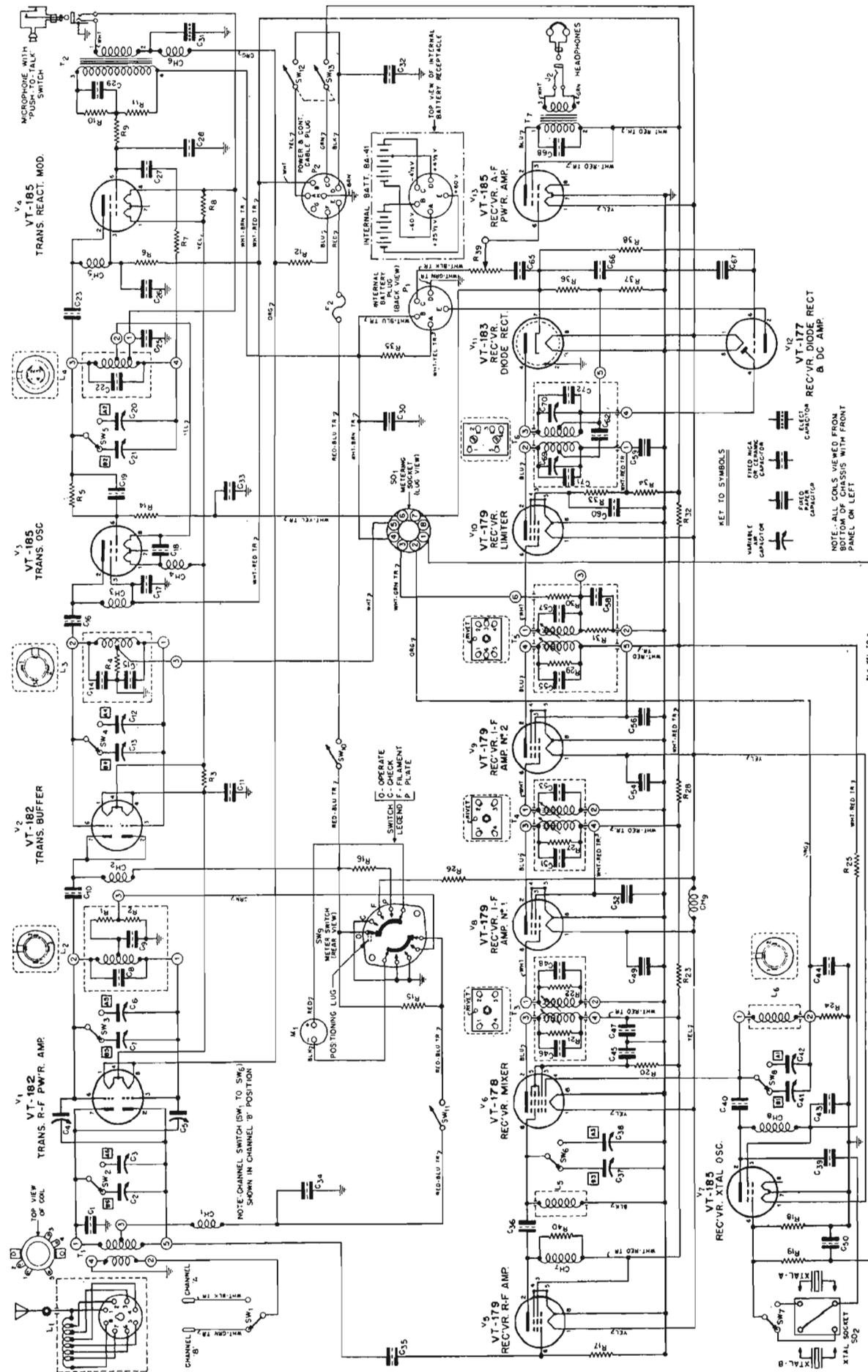


Fig. 3. — Schéma de principe.

Emetteur-récepteur B.C.620. Emetteur-récepteur de 13 tubes de la série « lock-in » à modulation de fréquence (par lampe à réactance) couvrant la bande de 20 000 à 27 900 KHz (longueur d'onde : de 10,75 à 15,00 m) répartie en 80 canaux (channel) espacés chacun de 100 en 100 KHz, dont deux peuvent être pré-réglés, channel « A » et channel « B ». Les quartz utilisés sont du type FT243 et leur fréquence propre va de 5 706, (channel \emptyset) à 8 340 KHz (channel 79).

Emetteur : à quatre étages (Fig. 1).

1 - Modulatrice à réactance VT185 (1299) V4.

1 - Oscillatrice (osc. type E.C.O.) VT185 (1299) V3.

1 - Etage doubleur VT182 (1291) V2.

1 - Etage amplificateur de puissance VT182 (1291) V1.

Récepteur : à neuf tubes (même série).

1 - Amplificatrice H.F. VT179 (1LN5) V5.

vibreurs, VB12, VB13, VB11, fonctionnant respectivement sur 6, 12 et 24 volts.

Haut-parleur. Le B.C.620 ne possède pas (comme son jumeau le B.C.659 du S.C.R.610) de haut-parleur encastré dans le panneau avant du poste. Cependant, on peut à peu de frais installer sur le B.C. 620 un haut-parleur de faible diamètre (10 à 12 cm) de 2,5 à 5 Ω équipé d'un transfo de sortie que l'on trouve facilement dans le commerce, de 4 à 5 000 Ω .

Si on désire utiliser ce poste en station fixe, on peut démonter la boîte terminale d'antenne sur laquelle se fixe l'antenne télescopique et remplacer cette dernière par une boîte identique en dimensions et qui se trouve encore dans certains magasins de surplus, la **T.M.206**, cette boîte possède l'avantage, grâce à une barrette d'inversion, de pouvoir commuter soit l'antenne télescopique, soit orienter cette barrette sur l'autre sortie qui se trouve être une prise « femelle » de câble coaxial. On trouve encore dans le commerce des antennes du type Ground

Note concernant fréquence du quartz/fréquence de sortie.

En effet, la fréquence du quartz paraît être trois fois moindre environ que la fréquence effective de sortie. En voici ci-dessous l'explication :

L'oscillateur à quartz du récepteur s'accorde, **non pas sur la fréquence du quartz**, mais sur une fréquence **trois fois supérieure** (car c'est la troisième harmonique de ce quartz qui est sélectionnée et injectée à la grille de commande de la mélangeuse) **exemple :** Prenons par exemple le **quartz n° 40**. La fréquence du quartz est de 7 040 KHz, la troisième harmonique sera donc de : $7\,040 \times 3 = 21\,120$ kHz, soit (FO) ou fréquence locale. La fréquence incidente (FI) ou fréquence reçue sera de 2 880 kHz supérieure à la fréquence locale (FO) soit : $21\,120 + 2\,880 = 24\,000$ kHz ou **fréquence réelle de travail**, ce qui donne bien par la formule $FI - FO = MF$ (ou moyenne fréquence) soit : $FI (24\,000) - FO (21\,120) = MF (2\,880)$.

Opération inverse : Désirant

prévu sur le châssis même du poste, un support de mesures « Metering Socket » (voir Fig. 1 partie médiane latérale gauche du poste) par l'intermédiaire duquel on peut mesurer et contrôler certains points de différents circuits lors du pré-réglage. Ci-dessous, un tableau de ces circuits contrôlés au cours du pré-réglage.

N.B. — Les tensions mesurées sont des tensions négatives, de ce fait, le positif de l'appareil de mesures sera à la masse du poste, sur le châssis, non sur le panneau avant.

Broche n° 1 : Grille de l'oscillateur du récepteur.

Broche n° 2 : Grille de commande du mélangeur.

Broche n° 3 : Grille du limiteur.

Broche n° 4 : Grille de la modulatrice à réactance (amplificatrice à courant continu).

Broche n° 5 : Grille du doubleur.

Broche n° 6 : Grille de l'oscillateur de l'émetteur.

Broche n° 7 : Tension de sortie du discriminateur.

A - + 25,5 V.
B - - 60 V.
C - - 4,5 V.
D - + 4,5 et
- 25,5 V.
E - + 60 V.

N.B - 4 piles de 22,5 V et une pile de 4,5 V font l'affaire pour remplacer la B.A. 41.

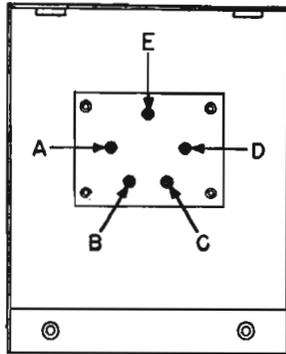


Fig. 4. — Branchement BA41 (vue Intérieure des broches).

1 - Oscillatrice à quartz VT185 (1299) V7.

1 - Mélangeur VT178 (1LC6) V6.

2 - Amplificatrices M.F VT179 (1LN5) V8 et V9.

1 - Etage limiteur VT179 (1LN5) V10.

1 - Etage discriminateur VT183 et la partie diode de la VT177 (V12) (ampli à courant continu).

1 - Amplificatrice à courant continu VT177 (1LH4).

1 - Amplificatrice B.F. VT185 (1299) V13.

Boîte alimentation vibreur P.E. 97. Boîte alimentation vibreur alimentée par une batterie de 6 ou 12 volts, le changement de tension s'opère sans changement de vibreur, mais par commutation de barrettes dont le schéma se trouve sous le capot de protection de chaque boîte.

Boîte alimentation vibreur P.E. 120. Boîte alimentation vibreur alimentée par une batterie de 6, 12 ou 24 volts, changement de tension par commutation et changement de vibreur. Il existe trois

Plane équipées d'une quinzaine de mètres de coaxial dont la fiche PL259 s'adapte parfaitement sur cette boîte T.M.206 (à défaut, la boîte : T.M.218 du S.C.R. 610 fait très bien l'affaire, seul inconvénient l'antenne télescopique ne se fixe pas sur cette boîte). A titre indicatif, l'impédance du coaxial cité plus haut est de 52 Ω .

Pile B.A.41. Pile sèche se logeant dans un compartiment situé sur le poste à gauche derrière le panneau avant. Etant donné l'absence sur le marché de ces piles, on peut pallier cet inconvénient en la remplaçant par :

— 3 piles de 22,5 V (piles de flash magnésiques) branchées en série, vous obtiendrez 67,5 V, cette tension remplace le 60 V. Ce surplus de tension ne nuit en rien au fonctionnement du poste.

— 1 pile de 22,5 V (même type que ci-dessus) pour remplacer le 25 V.

— 1 pile de 4,5 V (pile plate de boîtier miniature) pour le 4,5 V. L'ensemble de ces piles se loge parfaitement dans le logement de la B.A.41 (voir Fig. 4).

connaître la fréquence du quartz et connaissant la fréquence de sortie, il suffit de soustraire de cette dernière la moyenne fréquence (2 880), et de diviser par 3 le résultat obtenu, soit : $24\,000 - 2\,880 = 21\,120 : 3 = 7\,040$ kHz.

III. — PRERÉGLAGE

a) **Matériel nécessaire :** Un voltmètre électronique, ou à défaut, un contrôleur universel de $R = 20$ à 50 000 Ω par volt. (A l'origine, et pour effectuer ce pré-réglage ainsi que l'alignement du poste, un lot d'alignement M.E.13 était fourni à chaque unité équipée de S.C.R. 510 ou S.C.R. 610, il se composait de : un voltmètre à lampe I.107 alimenté avec une pile B.A.40, un oscillateur V.O.4 fournissant du 2 880 et du 4 300 kHz (510 et 610), un outil d'alignement T.L.207, etc.).

— Un outil d'alignement TL150, ou mieux encore un TL207 (avec lequel on peut non seulement régler, mais aussi par la même opération bloquer les trimmers).

Pour rendre possible et facile le pré-réglage, le constructeur a

Broche n° 8 : Non connectée.

b) **Opérations préliminaires.**

Dégrossissage du pré-réglage. Sortir le poste de son coffre, et mettre en place les deux quartz sélectionnés (le numéro le plus bas sur « A »). Débloquent tous les trimmers (sauf les deux de neutrodynage, ces deux trimmers ont la « tête rouge » et se trouvent, voir figure 1 à l'arrière gauche du poste. C4 et C5) et les amener sur les positions indiquées sur le tableau 2. Ce tableau indique en outre le branchement de la self L.1. Exemple : Prenons deux quartz, 36 et 78 (36 sur A et 78 sur B), si on se réfère à la figure 3, nous aurons pour la bande « A » toutes les données sur la troisième ligne de ce tableau, soit : A1, A2, A3, A4, A5 et A6 respectivement sur les positions : 5,5, 5, 4,5, 4,5, 4,5 et 5, la fiche A de la self L.1 dans la broche 4. Pour la bande « B », soit 78 les données seront sur la sixième ligne de ce tableau, soit pour B1, B2, B3, B4, B5 et B6, respectivement, 7,4, 7,8, 7,2, 7,00, 7,8, 7,2 et la fiche B de la self L.1 dans la broche n° 1. (Si les deux

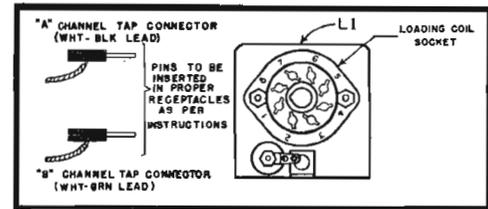


Fig. 5. — Branchement des antennes.

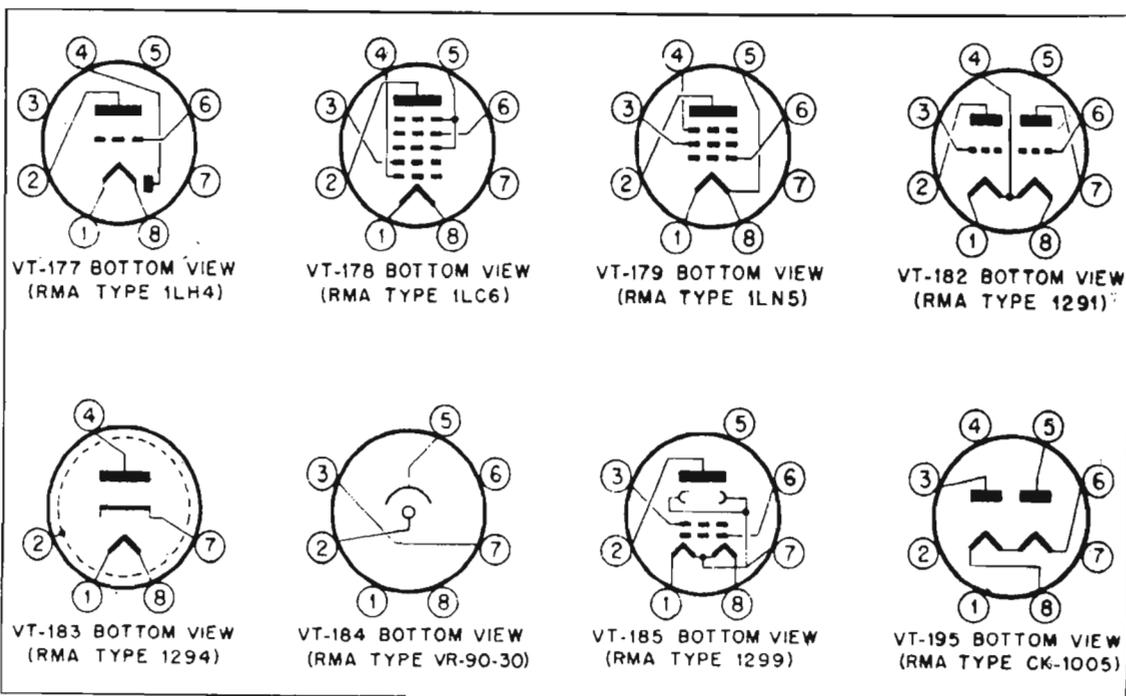


Fig. 6. - Tubes utilisés (vue de dessous).

fréquences choisies indiquent la même position dans la self les deux fiches peuvent se superposer et se brancher l'une sur l'autre. (Voir Fig. 2 schéma de branchement).

- Installer le poste sans son coffre sur la boîte vibreur, raccorder le poste à cette boîte.

- S'assurer que la pile BA41 (ou les piles la remplaçant) est (sont) bien en place.

- Brancher le combiné à sa place (bien introduire les fiches).

- Mettre en marche le poste en tournant vers la droite le bouton volume (pousser ce bouton à fond sans forcer) un souffle doit se faire entendre dans l'écouteur.

- Contrôler les tensions sur l'appareil de mesures du poste au moyen du commutateur inverseur se trouvant à gauche sur le panneau avant. Ces lectures doivent être de l'ordre de :

Position « fil » = 2 à 2,5

Position « plate » = 2 à 2,5

Position « check » = pas de déviation.

Position « oper » = pas de déviation, (laisser l'inverseur sur cette position).

IMPORTANT

Il est vivement conseillé d'utiliser pour le préréglage une batterie chargée (mais sans trop) et si possible, sans chargeur branché pendant le préréglage.

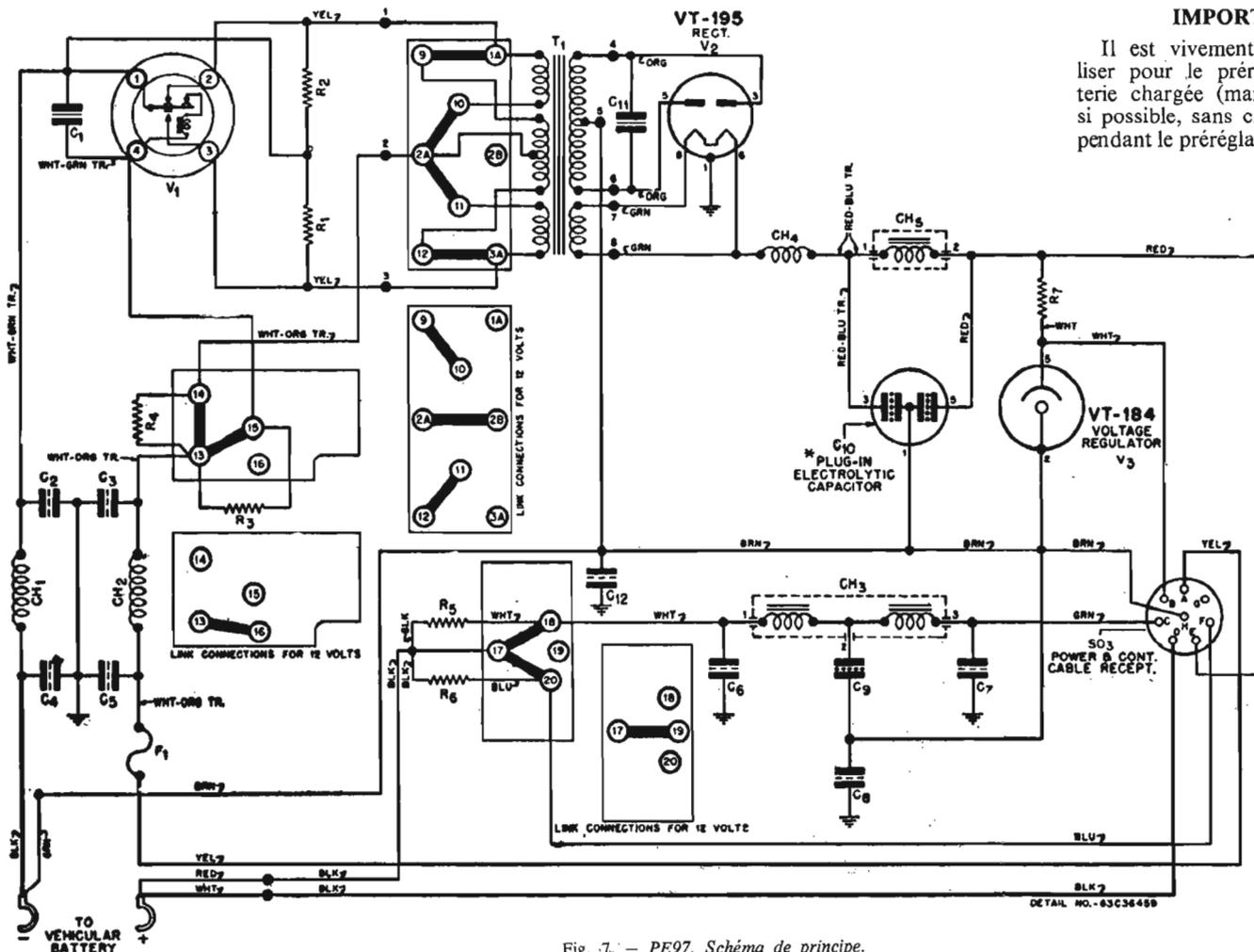


Fig. 7. - PE97. Schéma de principe.

c) **Préréglage proprement dit :**
1° Mettre sur off les interrupteurs SW10 et SW11 (voir Fig. 1).

2° La fiche positive de l'appareil de mesure utilisé (ou inverseur sur tension négative) sera mise à la masse du poste (pince crocodile), la fiche négative dans la broche 1 du Metering Socket, cette mesure contrôle le bon fonctionnement du quartz, et la lecture doit être de l'ordre de -14 à -25 V.

3° Sensibilité 30 V. Insérer la fiche dans la broche n° 2 du Metering Socket et régler A1 pour une lecture maximum à l'appareil de mesures (prendre un réglage très pointu).

5° Régler A6 pour accroître ce bruit de fond (la différence est quelquefois à peine perceptible).

4° Régler A3 pour obtenir un bruit de fond maximum dans l'écouteur du combiné.

N.B. — Les opérations ci-après ont pour but de prérégler l'émetteur, donc, **appuyer sur la pédale du combiné uniquement pendant le temps de la mesure effectuée.**

6° Sensibilité : 30 V. Insérer la fiche de l'appareil de mesure dans la broche n° 3 du Metering Socket et régler A2 en recherchant sur le cadran la pointe de lecture maximum. **Très important :** Il est recommandé, pendant cette opération de siffloter devant le microphone, car le maximum de lecture relevé à l'appareil de mesures doit, dans 99 % des cas, correspondre à un accord presque parfait de l'émission sur la réception, en un mot, on doit s'entendre parfaitement dans l'écouteur avec tendance d'« effet Larsen ». Lorsque cette « résonance » est obtenue, ne plus toucher A2.

7° **Opération très délicate** (Sensibilité : 10 V). Insérer la fiche de l'appareil de mesure dans la broche n° 4 du Metering Socket et retoucher légèrement A2 afin d'obtenir -5,5 à -6 V si l'on utilise un voltmètre électronique, et -6,5 à -7 V si l'on utilise un voltmètre contrôleur universel de 20 à 50 000 Ω par volt. Dans tous les cas, cette tension est obtenue presque automatiquement en synchronisation avec la pointe maximum de « résonance ».

Attention ! ... De ce réglage dépend le bon fonctionnement de votre poste, veiller à le bien « figoler ».

8° Insérer la fiche de l'appareil de mesure dans la broche n° 5 du Metering Socket (sensibilité : 30 V) et régler A4 pour un maximum de lecture sur l'appareil de mesure (cette lecture doit être de l'ordre de -15 à -30 V).

9° Mettre sur position « check » le commutateur du panneau avant, et sur on l'interrupteur SW10 et régler A5 pour un maximum de lecture sur l'appareil de mesures du poste.

10° Mettre sur on l'interrupteur SW11, le commutateur plate-fil-check-oper sur position oper et régler A6 pour obtention du **minimum** sur l'appareil de mesures du poste. Cette lecture doit être de l'ordre de 1 environ. Lors de ce réglage, votre P.A. (ampli de puissance) débite dans le vide, raison pour laquelle cette opération doit être effectuée le plus rapidement possible.

POUR LA BANDE « B » MEMES OPERATIONS

Attention ! En réglant les « B » de ne pas dérégler les « A » !...

11° Lorsque les deux bandes sont préréglées, on remet le poste

dans son coffre, on installe l'antenne télescopique AN45 (ou bien l'antenne prévue pour son fonctionnement) et on retouche A6 et B6 pour obtenir une position oper. (En appuyant sur la pédale du combiné) une lecture minimum. (La retouche nécessaire est minime). La lecture doit se situer entre 1,5 et 2,8.

Si l'on dispose d'un récepteur de trafic couvrant cette bande de fréquences, on peut, (antenne de ce récepteur débranchée) rechercher sur le récepteur la « porteuse » du poste nouvellement réglé. Si ce dernier est bien réglé, cette porteuse bloquera totalement la réception et bouclera en totalité le tréfile cathodique (si ce poste en pos-

sède un !...). Ce contrôle est en général valable, car si le poste est réglé sur une fréquence harmonique ou parasite, le résultat précité ne sera pas obtenu). Si toutefois ces résultats n'étaient pas réalisés... Eh bien !... il ne vous reste qu'à recommencer (le coupable est les 3/4 du temps le A2).

Le préréglage terminé sur les deux bandes, on peut contrôler (si un doute subsiste) les tensions au Metering Socket (en utilisant l'appareil de mesures ayant servi au préréglage) ces tensions doivent être de l'ordre de :

- 15 V ou plus, broche n° 1 : position réception.

- 4 V ou plus, broche n° 2 : position réception.

TABLEAU 1

Anomalies constatées	Principales causes probables
Le poste ne démarre pas (le vibreur ne se met pas en route).	<ul style="list-style-type: none"> - Mauvais contact aux bornes d'alimentation. - Fusible de la boîte vibreur défectueux (PE 97 ou PE 120 = 6 A). - Cordons alimentation mal enfoncés. - Interrupteur de mise en marche H.S. - Vibreur mal enfoncé dans son support. - Cordon coupé.
Le poste démarre mais ne fonctionne pas (pas de bruit de fond). Pas de haute tension (pas de déviation sur position plate).	<ul style="list-style-type: none"> - Fiche PL 55 (écouteur) mal enfoncée. - Tubes réception défectueux. - Vérifier les tensions, si pas de tension sur plate, vérifier : a) le fusible du poste; b) ouvrir la boîte vibreur, et vérifier si le VR 90 est ionisé (couleur bleue violette); si ce dernier ne l'est pas, remplacer le vibreur, ou desserrer celui-ci, et passer entre les vis platinées du balancier une lime dite à « vis platinées » (en général cette opération suffit) l'essayer avant de le resserrer. - Fil haute tension coupé (fil rouge broche E, et le remplacer par le fil orange qui normalement est inutilisé). - Interrupteur SW 10 sur off (cet interrupteur est branché en série sur la HT, et avant l'appareil de mesures).
Pas de déviation sur position « fil ».	<ul style="list-style-type: none"> - SW 13 défectueux. - Fil alimentation coupé. - Mauvais contact de l'inverseur plate, fil, check, oper.
Trop de tension « fil ».	<ul style="list-style-type: none"> - Arrêter le poste. - Vérifier les tubes réception.
La clé du combiné ne coupe pas la réception.	<ul style="list-style-type: none"> - Fiche PL 68 mal enfoncée ou oxydée. - Tubes émission H.S. - Trimmer A2 (B2) dérégulé. - Cordon alimentation coupé. - Combiné défectueux.
Le poste paraît être bien réglé, mais ne porte pas.	<ul style="list-style-type: none"> - Vérifier la lamelle ressort du contact d'antenne (il se peut qu'elle ne touche pas au contact du coffre). - Réglage de A2 (B2) sur une « harmonique » ou mal réglé (cela est fréquent). - Batterie déchargée. - Minimum antenne (A6) mal fait. - Si vous utilisez une boîte TM 206 ou 218 veiller à ce que la barrette d'inversion soit bien orientée.
Le poste fonctionne par intermittence.	<ul style="list-style-type: none"> - Il s'agit là de mauvais contacts qui peuvent provenir de tubes mal enfoncés, de conducteur coupés, de fiches oxydées ou mal branchées (les mauvais contacts sont très souvent difficilement décelables il arrive même parfois qu'un dépanneur averti « y perde son latin »).
L'aiguille de l'appareil de mesures du poste dévie également sur chaque position de l'inverseur.	<ul style="list-style-type: none"> - L'interrupteur off, align, se trouvant (sur la plupart des modèles) fixé sur le coffret de la B.A. 41 se trouve très certainement sur position align, remettre cet interrupteur sur off.

- 20 à - 30 V, broche n° 4 : position réception.
- 15 à - 30 V, broche n° 3 : position émission.
- 5,5 à - 6 V, broche n° 4 : position émission.
- 15 V ou plus, broche n° 5 : position émission.
- 8 V ou plus, broche n° 6 : position émission.

N.B. - Certains postes B.C.620 possèdent (fixe au coffret servant de logement de la B.A.41) un inverseur à tirette à deux positions : **off-align**. veiller à ce que cet inverseur soit bien sur la position **off**. Cet inverseur est utilisé lorsqu'on effectue le pré-réglage avec l'adaptateur M.394.

IV - PANNES COURANTES CAUSES PROBABLES ACCES BANDE 28 MHz

a) **Pannes courantes et causes.** Bien vérifier, avant de déduire que le poste est en panne, que toutes les conditions requises pour le fonctionnement soient remplies (fiches enfoncées, cordons bien raccordés, polarités respectées, batterie chargée, cosses serrées, etc.) et n'oubliez pas que, ce sont les pannes les plus simples qui sont quelquefois les plus difficiles à déceler !...

Avant toute chose, vérifier les tensions sur l'appareil de mesures du poste.

Ce tableau de « pannes » n'est qu'un aperçu des dérangements les plus courants. Bien d'autres pannes peuvent se manifester plus graves et plus « coriaces » il faudra pour les localiser avoir recours au schéma de principe et aux tableaux des tensions. Ce poste est bien conçu, robuste, docile, avec lequel d'excellents résultats sont obtenus.

b) Accès à la bande 28 MHz.

Connaissant la bande de fréquence sur laquelle le S.C.R. 510 peut fonctionner, on s'aperçoit (20 à 27,9 MHz) que la bande des 21 MHz est couverte, mais que celle des 28 ne l'est pas (tout du moins, techniquement parlant). Pratiquement, elle peut l'être en se procurant (cela est encore assez facile) dans les maisons de surplus un ou plusieurs quartz dont la fréquence fondamentale sera de 35 kHz (au minimum) supérieure à celle du dernier quartz (79). Si on se reporte au tableau de la planche 16, on constate que

EXCEPTIONNEL !...



BATTERIES SOLDEES pour défauts d'aspect **VENDUES AU TIERS DE LEUR VALEUR**

avec échange d'une vieille batterie

EXEMPLES : 2 CV. Type 6 V 1 **44,15**
 4 L. Type 6 V 2 **51,60**
 Simca. Type 12 V 8 **69,95**
 R 8 - R 10 - R 12 - R 16-204
 304. Type 12 V 9 **70,60**
 403 - 404 - 504. Type 12 V 10 **78,80**

Tous autres modèles disponibles

VENTE SUR PLACE UNIQUEMENT **ACCUMULATEURS**

et **EQUIPEMENTS**

2, rue de FONTARABIE, PARIS (20^e)
 Tél. : 797.40.92

OUVERT en AOUT

et en PROVINCE :

ANGOULEME : 45.95 - 64.41
 AIX-EN-PROVENCE : 91.26 - 51.34
 BORDEAUX : 56.91 - 30.63
 DIJON : 80.30 - 91.61
 LYON : 78.23 - 16.33
 MANTES : 477.53.08 - 477.57.09
 MONTARGIS : 38.85 - 29.48
 NANCY : 78, r. St-Nicolas
 PAU : 59.33 - 15.50

UNE OCCASION UNIQUE DE VOUS EQUIPER A BON MARCHÉ...

la fréquence du dernier quartz est de 8340 kHz - si on utilise un quartz de 8340 + 35, soit 8375 kHz, nous aurons une fréquence de fonctionnement de : $8375 \times 3 + 2880 = 28005$ kHz.

Etant donné que les quartz en boîtier FT243 que l'on trouve dans le commerce (surplus) sont espacés de 25 en 25 kHz, on peut (dans les limites du bon vouloir du poste) utiliser la suite de ces fréquences soit : 8400, 8425, 8450, 8475, etc.

Important. Ce « truquage » est rendu possible par la ressource qu'ont les trimmers (ressource qui malgré tout est assez réduite) il ne faut cependant pas compter pénétrer très profondément dans cette bande des 28, car les circuits ne s'accorderaient plus ; il faudrait, une fois une certaine limite dépassée, modifier les circuits accordés du poste.

L. SOULAN.

TABLEAU 2

Canal No.	A1 B1	A2 B2	A3 B3	A4 B4	A5 B5	A6 B6	*Positions
0-19	3.0	2.0	2.0	2.0	1.5	3.0	8
20-29	5.0	2.8	4.0	2.5	2.0	3.8	6
30-39	5.5	5.0	4.5	4.5	4.5	5.0	4
40-54	6.0	5.8	5.5	5.2	5.2	5.8	3
55-74	6.9	6.8	6.5	6.0	6.2	6.5	2
75-80	7.4	7.8	7.2	7.0	7.8	7.2	1

NOUVEAUTÉ

CONSTRUISEZ VOUS-MÊME VOTRE RÉCEPTEUR DE TRAFIC

Par P. DURANTON (F3RJ-M)



Cet ouvrage permettra à tous de mener à bien la réalisation complète de A jusqu'à Z, d'un récepteur de trafic ondes courtes et VHF et ceci sans nécessiter de coûteux appareils de mesures. Avec un contrôleur universel, le radio-amateur, même débutant pourra concevoir et monter par lui-même son propre récepteur de trafic ; les résultats lui en seront d'autant plus précieux qu'il aura lui-même apporté plus de soin à ce travail. Pour quelques centaines de francs, il disposera d'un excellent matériel.

L'emploi d'un petit grid-dip (ou dipmètre) destiné à l'accord des bobinages, bien que n'étant pas indispensable, est malgré tout souhaitable.

Le choix de la technologie est important c'est certain. C'est la raison pour laquelle on a délibérément choisi d'employer des semi-conducteurs (diodes, transistors et circuits intégrés) qu'il est facile de trouver sur le marché français.

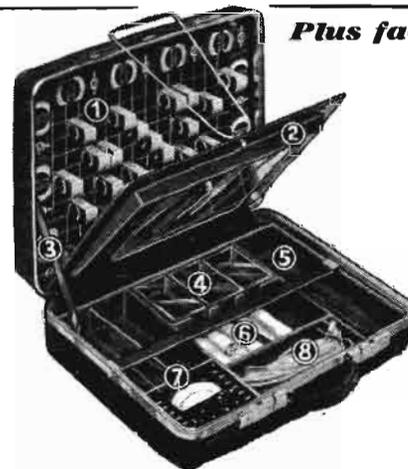
Il sera facile, soit de suivre exactement les descriptions, soit de s'en inspirer pour en tirer tout ou partie, permettant de réaliser l'équipement le plus adapté aux besoins ou aux désirs des lecteurs.

SOMMAIRE :

- Etude des caractéristiques générales du récepteur
- Etude et réalisation mécanique
- Etude et réalisation des sous-ensembles
- Réglage et finition
- Répartition des fréquences radioélectriques
- Liste des stations étalons de fréquence
- Liste des composants nécessaires à la construction du récepteur

Un ouvrage de 88 pages, couverture laquée - Format 15 x 21 cm
14,50 F

En vente à la **LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**
 43, RUE DE DUNKERQUE - PARIS-10^e
 Tél. 878-09-94/95 - C.C.P. 4949.29 PARIS (Aucun envoi contre remboursement)



Plus facile, plus rapide le dépannage

avec la **valise « polytec » grand standing**

pour le **DÉPANNAGE ET L'ENTRETIEN Radio-Télé à domicile**

- 1 - Casiers pour tubes, dont 12 gros module. - 2 - Porte cache-tubes amovible équipée d'une glace rétro et d'un chevalet et munie 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 « **POLYTEC 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. Pnx : **265 F T.T.C.** (port : 12 F)

Nombreux autres modèles

EXCEPTIONNEL

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

250 GROSSISTES FRANCE ET BENELUX

Demandez notre nouveau catalogue.

Spécialités Ch. PAUL

22, rue Brûlefer, 93-MONTREUIL
 Tél. : 287-46-67

TERAL A VOTRE SERVICE ET TOUJOURS PRÉSENT

LES MAGASINS DES 26 BIS ET TER RUE TRAVERSIÈRE, PARIS-12^e (GARE DE LYON) SONT OUVERTS SANS INTERRUPTION TOUTE L'ANNÉE DE 9 H A 20 H SAUF LE DIMANCHE
TOUT NOTRE MATÉRIEL EST SÉLECTIONNÉ ET DE QUALITÉ

LES PIÈCES DÉTACHÉES DONT VOUS AVEZ BESOIN, VOUS LES TROUVEREZ CHEZ TERAL • RÉUNIS EN UN MAGASIN, LE MATÉRIEL LE PLUS DIVERS POUR VOS MONTAGES, DÉPANNAGES, DANS TOUTES LES MARQUES ET DANS TOUTES LES VALEURS Y COMPRIS LAMPES RADIO ET TV, ET LES TRANSISTORS LES PLUS RECHERCHÉS.

PLUSIEURS DÉPARTEMENTS DE SPÉCIALITÉS CHEZ TERAL

HAUT-PARLEURS

SIARE • CABASSE • HECO • JENSEN • ISOPHON • FANE ACOUSTIC • SUPRAVOX • AUDAX • WIGO • PEERLESS • POWER ACOUSTIC • POLY-PLANAR.

INTERPHONES

PORTRIER TÉLÉPHONIQUE • INTERPHONE A FIL • SANS FIL.

RÉCEPTEURS RADIO

SONY • SCHAUB-LORENZ • SONOLOR • GRUNDIG • SABA • HITACHI • BRION-VÉGA • COMIX • BLAUPUNKT • PYGMY.

ÉLECTROPHONES

SCHAUB-LORENZ • MASTER • BSR • TRIO • DUAL.

FERS A SOUDER

ENGEL • SEM • MICAFAER • THUILIER.

RADIO-TÉLÉPHONE

PONY • TELIKO • BEVOX • BST • MICRO EMISSION • MESUREUR DE CHAMPS • CONVERTISSEUR • ANTENNE 27 MHz • QUARTZ • TOS METRE • EMETTEUR-RECEPTEUR : BEVOX - PONY - SILVER - STAR.

BANDES ET CASSETTES

AGFA-GEVAERT • REVOX • TDK • SONY.

MICROS

AKAI • AKG • BST • BEYER • MELODIUM • SHURE • SENNHEISER.

CASQUES HI-FI

KOSS • HOSIDEN • BEYER • HENCOT • AUDAX • PHONIA • TOKUMI • SUPREX • AKG • DOKORDER • SANSUI • STAX • PIONEER • BST et accessoires. En écoute permanente ainsi que les électro-acoustiques.

MODULES D'AMPLI

SCIENTELEC de 3 à 120 W (câblés et réglés prêts à l'emploi).
SINCLAIR et IC 12 • MERLAUD • TEXAS INSTRUMENT.
MODULES AMPLI DE SCENE POWER ACOUSTIC 140 W efficaces.

PLATINES

BARTHE • B.O. • BRAUN • BSR • CONNOISSEUR • DUAL • ERA • GARREARD • GRUNDIG • Lenco • PIONEER • PHILIPS • SANSUI • TELEFUNKEN • THORENS.

CELLULES MAGNETIQUES

SHURE • ADC • PICKERING • ORTOFON • GOLDRING • EXCELSOUND • PHILIPS

SHURE : exigez bien Shure écrit sur le diamant.
M75-6S avec diamant Shure. 120 F
Prix Cellules à jauge de contrainte.

AUTO-RADIO

PYGMY • RADIOLA • PHILIPS • SONOLOR • LA VOIX DE SON MAITRE-PATHE MARCONI • RADIOMATIC • VOXSON • HENCOT et tous les lecteurs de cassettes. LECTEUR DE CASSETTES STEREO
2 x 7 watts 279 F
Mono 6 watts 210 F

ANTENNE RADIO

HIRCHMAN 12 V
La plus demandée, la plus rapide, garantie 1 an 98 F

TABLES DE MIXAGE

BST • GRUNDIG • UHER • DYNACORD. Mélangeur de platine RODEC-FADER.

APPAREILS DE MESURE

CENTRAD • METRIX • CDA • CHAUVIN ARNOUX • NOVOTEST • VOC.

NOUVEAU DÉPARTEMENT (DÉCRIT HP 1364, P. 128)

Chez TERAL « Festival de LIGHT-SHOWS » organes de commandes électroniques, psychédéliques, stroboscopes, projecteurs avec disques à huile, lumière noire, etc., en kits et en ordre de marche.

LASER - Hélium néon - Système Rubis - 1 mW. Garant 18 mois	En kit module câblé	En ordre de marche et en coffret
Modulateurs psychédéliques analyseurs d'amplitude sonore		
MC1 - Modulateur 1 canal 1 500 W sert également de gradateur de lumière	78 F	CE11 . . . 250 F
MC3 - Modulateur 3 canaux 3 x 1 000 W antiparasité grave médium aiguë	189 F	
Clignoteurs électroniques (220 volts) autonomes		
CC1 Crazy I 1 500 W	100 F	CE6 . . . 185 F
CC2 Crazy II 3 000 W double clignoteur, fonctionnement alternatif, vitesse réglable	140 F	CE7 . . . 299 F
CC3 Crazy III 3 x 1 000 W 3 canaux indépendants		CE8 . . . 398 F
CC4 Crazy IV Chemillard 4 canaux Cadence 1-2-3-4 (4 x 1 000 W) vitesse réglable	246 F	CE9 . . . 479 F
Gradateurs électroniques		
GC1 Pour la constitution d'orgue de lumière professionnel	71 F	
Stroboscope électronique professionnel		
SC1 Crazy Strob permet des effets surprenants, mouvements saccadés et ralentis - Puissance 30 000 W en instantané de 1/20 000 de seconde vitesse de battement réglable - Générateur intégré et lampe spéciale	380 F	CE5 . . . 690 F
Super projecteur de « LIGHT SHOWS » lampe iode - objectif 90 mm		
GC37 GAMA 37 - Projecteur avec disque à huile projetant une synthèse organique en constante mutation d'aspect de couleur avec une luminosité et un relief étonnants donnant l'impression d'une reconstitution micro-biologique. Qualité exceptionnelle luminosité 1 200 Lux. En ordre de marche avec disque à huile		690 F
OLIODISQUE - Disque à huile coloré seul		139 F
Lumière noire - BLACK MAGIC		
P.S8 - Projecteur de lumière noire avec pince et lampe spéciale (se branche directement sur 220 V, pas besoin de ballast ni transfo) parabola très diffusante. Complet en ordre de marche		184 F
PC10 Spot E - Avec support orientable et lampe de couleur 75 volts (bleu, vert, rouge, ambre, jaune au choix)		35 F

Tous ces appareils sont en fonctionnement dans notre magasin.
Pour adjoindre à un électrophone, petit ampli ou transistor modulateur, lumière psychédélique en O.M. et coffret 79 F
Gradateur de lumière en ordre de marche et en coffret 66 F

SÉLECTION DES TÉLÉVISEURS TERAL

- MAXIVISION 61 - Tube 61 cm - Tous canaux français équipés - Très longue distance. Complet en ordre de marche 1 230 F
En kit complet avec tube ébénisterie (platines câblées et réglées) schéma grandeur nature 1 038 F
- MAXIVISION 61 - Version multistandard. Complet en ordre de marche 1 370 F
- MAXIVISION 51 - Tube 51 cm. Transportable mêmes caractéristiques que maxi 61. Complet en ordre de marche 1 020 F
- PEGASE 2 - Tube 61 cm. Complet en ordre de marche 1 050 F
- OL59 POLARIS - Tube 61 cm. Complet en ordre de marche 1 090 F
- COMTA VII - Tube 61 cm. Complet en ordre de marche 940 F
- JUPITER - Tube 61 cm. Complet en ordre de marche 940 F

PRODUCTION SONY
TV9 - 90UM230 - Multistandard transportable - Tous canaux français et C.C.I.R. av. antenne 1 350 F

KV1221DF - Le meilleur téléviseur couleur du monde. Tube 33 cm, 2 chaînes noir et blanc et chaîne couleur - Alimentation 110 et 220 et sur batterie 12 V 3 300 F
Antenne parabolique (facultative) 145 F

PRODUCTION PIZDN BROS PORTATIFS
SERIE NEW DESIGN ELECTRONIC
Sélection électronique de 6 programmes par touches. Technique modulaire - Réglez par curseurs.
36 cm : (livré avec antennes) 1 229 F
44 cm : (livré avec antennes) 1 230 F
51 cm : (livré avec antennes) 1 290 F
Pour version « Multistandard » supplément 200 F

SERIE PORTAVERSEUR (livrée avec antennes)
32 cm : Modèle luxe 930 F
36 cm : Sélectronic luxe 1 196 F
44 cm : Modèle luxe 1 130 F
51 cm : Standard 1 150 F
51 cm : Luxe 1 250 F



ATTENTION ! Nouvel arrivage des CALCULATRICES LES PLUS PETITES DU MONDE...

Dimensions : 130 x 75 x 30 mm • Equipées de circuits LSI et LED • Alimentation batterie/secteur • TERAL A OBTENU UN PRIX EXTRÊMEMENT TIRÉ GRÂCE A SON POUVOIR D'ACHAT.

PRIX EXCEPTIONNEL avec chargeur et housse 1 418 F TTC

LE CENTRE DE SÉLECTION du HI-FI-CLUB TERAL

RESTE OUVERT SANS INTERRUPTION PENDANT LA PÉRIODE DES VACANCES
LE PERSONNEL RESTE A VOTRE DISPOSITION POUR LES PRIX LES PLUS BAS DU MARCHÉ

BOUTIQUE
SONY

BOUTIQUE
esart-ten

BOUTIQUE
Sansui

BOUTIQUE
marantz

HI-FI CLUB TERAL, 53, rue Traversière, PARIS (12^e) - Téléphone : 344-67-00
Ouvert sans interruption tous les jours (sauf le dimanche et le lundi matin) de 9 heures à 19 h 45
Parking assuré - Crédit possible par le CREG et CETELEM

Des numéros à ne pas manquer

HIFI
ÉDITION HAUTE-FIDÉLITÉ DU HAUT-PARLEUR
STEREO DISQUES

JUIN 1972

Au banc d'essai : des appareils prestigieux : Revox Dolby - Ferrograph Dolby - Braun TG1000 - Marantz 2215 - Cellule B. & O. SP15

et en supplément

un bon de réduction de 20 F sur une cellule phonocaptrice.

HIFI
STEREO DISQUES

JUILLET
AOUT
1972

Au banc d'essai : Platines : Toshiba SP50 avec cellule opto-électronique - Lenco L85 - Ampli-tuner Grundig RTV900 - Tuner Servo-Sound

et en supplément

un bon de réduction de 10 F sur des petits accessoires indispensables à tout possesseur de chaîne Hi-Fi.

Si ce numéro n'est plus disponible chez votre vendeur habituel, vous pouvez vous le procurer directement à la LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO, 43, rue de Dunkerque, Paris (10^e) ou en envoyant votre commande accompagnée de 3,50 F en timbres à HI-FI Stereo, 2 à 12, rue de Bellevue, Paris (19^e).

La revue
dont les
bancs d'essai
font autorité

HIFI
ÉDITION HAUTE-FIDÉLITÉ DU HAUT-PARLEUR
STEREO DISQUES