

4^F

XLIV^e ANNÉE ★ N° 1405 DU 17 MAI 1973

SUISSE : 4,50 FS
ITALIE : 800 Lires
ALGÉRIE : 4 Dinars
TUNISIE : 400 Mil.
BELGIQUE : 40 FB

LE HAUT-PARLEUR

Journal de vulgarisation

RADIO TÉLÉVISION

Dans ce numéro

- L'amplificateur LUXMAN SR700X.
- Le XVI^e Salon des composants électroniques.
- Le tuner-amplificateur MARRANTZ 2220.
- Le récepteur GRUNDIG Satellit 1000.
- Mettez FIP dans une boîte d'allumettes.
- Deux appareils pour le laboratoire.
- L'analyseur d'allumage HEATH-KIT C01015.
- L'autoradio CLARION PE608A.
- Un détecteur de pluie.
- Modulateur de lumière et gradateur LS2000.
- Le tuner-amplificateur ITT SCHAUB-LORENZ 4500 HIFI Régie.
- Emission et réception RTTY.
- Le radiotéléphone ZODIAC M5000F.
- Le transceiver QRPP ARGONAUT 505.

Voir sommaire détaillé page 105

406 PAGES



Voir page 138

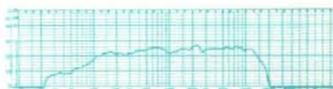
OFFRANT UNE QUALITE DE REPRODUCTION INEGALEE
 VOICI LA GAMME PRESTIGIEUSE DES ENCEINTES Hi-Fi
SUPRAVOX
 DE CLASSE PROFESSIONNELLE

100 % D'EFFICACITE

car elles sont tout spécialement étudiées pour traduire dans toute sa plénitude l'incomparable rendement des haut-parleurs "Supravox". La sensibilité de ces ensembles, pour un rendement complet de la bande acoustique, est de 0,5 Watt électrique sur la bobine mobile.

Ces enceintes - non closes - sont du type à "décompression laminaire" et antirésonnantes (Procédés brevetés).

PICOLA 1



Présentation bois acajou uniquement. Petite Enceinte spécialement conçue pour améliorer l'écoute des Téléviseurs, ou des Magnétophones, en se servant de leur Ampli Basse Fréquence incorporé. Puissance de 0,5 à 10 Watts pointes. Principe NON CLOSE, à décompression laminaire et charge intérieure compensée par fibre.

Dimensions : H 450 x L 310 x P 260 mm.

COLONNE SIRIUS



Deux versions 15 et 30 Watts pointes, suivant équipement du Haut-Parleur. Présentation bois acajou, teck, chêne clair, ou brut. Enceinte de Haute Fidélité intégrale, fonctionnant suivant le même principe, mais symétrique en haut et bas, soit double décompression laminaire. Le Haut-Parleur respire d'une manière égale dans son volume de charge asymétrique par rapport à lui. Toujours type NON CLOSE.

Dimensions : H 800 x L 370 x P 350 mm.

Toutes ces Enceintes donnent le rendu correct de la bande acoustique audible dès 0,5 Watt. Aucune n'est du type "CLOSE" qui fait perdre énormément de rendement au Haut-Parleur, d'où nécessité de forte puissance Basse Fréquence pour une audition correcte de cette même courbe, ni "REFLEX" qui gonfle anormalement les Basses du fait que l'on ramène plus ou moins en phase, suivant les fréquences basses, l'onde arrière en superposition sur l'onde avant.

C'est pourquoi SUPRAVOX a breveté les principes de décompression laminaire et charge de fibre de tout le volume intérieur de ses Enceintes.

Documentation gratuite sur demande

SUPRAVOX

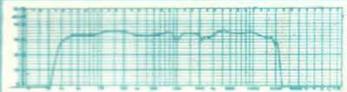
Démonstrations en Auditorium Technique du Lundi matin au Samedi midi

Le Diannier de la Haute Fidélité (40 ans d'expérience)

46, RUE VITRUYE, 75020 PARIS. Téléphone : PARIS (1) 636.34.48

Haut-Parleurs et Enceintes "SUPRAVOX" sont en vente chez certains Grossistes et Revendeurs de Qualité

SALON



Premier modèle orientable présenté sur le marché français, offrant, par l'originalité de sa conception, des avantages nouveaux au point de vue technique. Etant montée sur un pied tripode, une simple pression de la main est suffisante pour orienter cette enceinte jusqu'à 170° sans avoir à la déplacer. Ce pied, isolant parfaitement l'enceinte du sol, permet d'éviter les propagations "boomies" des basses tout en assurant une reproduction très pure de toute la bande acoustique. Présentation "ébénisterie" en noyer d'Amérique

Puissance admissible 30 Watts.
 Dimensions : H 600 x L 480 x P 370 mm.

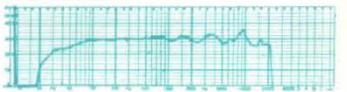
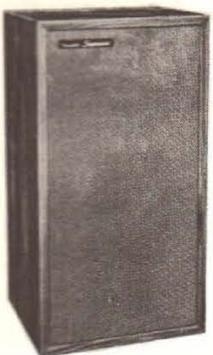
PICOLA 2



Deux versions 15 et 30 Watts pointes, suivant équipement du Haut-Parleur. Présentation bois acajou ou teck. Enceinte de Haute Fidélité présentant un faible volume, logeable en éléments de bibliothèque muraux, ou sur meubles. Principe NON CLOSE, à décompression laminaire et charge intérieure compensée par fibre.

Dimensions : H 460 x L 325 x P 260 mm.

DAUPHINE



Deux versions 15 et 30 Watts pointes, suivant équipement du Haut-Parleur. Présentation bois acajou ou teck. Enceinte de Haute-Fidélité. Amélioration des basses par rapport à la PICOLA 2, du fait de son volume de charge acoustique légèrement plus important, et d'une face avant plus grande. Principe à décompression laminaire, charge intérieure compensée par fibre.

Dimensions : H 600 x L 320 x P 260 mm.

ENFIN 2 ENCEINTES DE GRANDE PUISSANCE

GOLIATH - modèle professionnel 200 WATTS POINTE, 2 voies

ARPEGE - modèle semi-professionnel 90 WATTS POINTE, 2 voies

Egalement à votre disposition : BAFFLES COMPENSÉS CUBIQUES

équipés de nos Haut-Parleurs de 21, 24 et 28 cm et livrés en "KITS" ou montés

Toutes ces enceintes sont livrées avec impédance au choix : 3 - 5 - 8 ou 15 ohms.

ONKYO

un maximum de performances !

AMPLIFICATEUR ONKYO 732

La conception de cet amplificateur permet d'obtenir des performances supérieures avec un très faible taux de distorsion, une réponse en fréquence linéaire, ainsi qu'un facteur d'amortissement élevé. En outre l'accessibilité est facilitée par les fiches de connexion d'entrées et de sorties situées sur l'avant de la face supérieure de l'appareil (notre photo). Protection assurée par un couvercle pivotant.

CARACTÉRISTIQUES :

PRÉAMPLIFICATEUR : Distorsion harmonique au niveau de sortie nominal : < 0,03 % • Distorsion par intermodulation (rapport 4/1 70 Hz-7 kHz SMPTE) : < 0,05 % • Bande passante : PU1, PU2, RIAA \pm 0,5 dB (30 Hz-15 kHz); AUX, tuner, 10 Hz-60 kHz + 0 - 1 dB • Surcharge entrée PU : 320 mV • Ronflement et bruit (IHF) : PU1, PU2, 75 dB; AUX, tuner, 90 dB • Sensibilité des entrées : PU1, PU2, 2 mV/50 à 50 k.ohms, AUX, tuner, 100 mV/100 k.ohms • Correcteurs : graves \pm 10 dB à 100 Hz, aigus \pm 10 dB à 10 kHz • Filtrés : graves 70 Hz-12 dB/octave, aigus 7 kHz-12 dB/octave • Muting : - 20 dB.

AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE : Puissance dynamique IHF à 8 ohms : 150 W • Puissance efficace en régime continu à 8 ohms : 2 x 56 W • Distorsion harmonique à la puissance nominale : < 0,1 % • Distorsion par intermodulation (rapport 4/1 70 Hz-7 kHz SMPTE 10 W) : < 0,05 % • Bande passante à la puissance nominale (IHF sur 8 ohms) : 10 Hz-100 kHz • Ronflement et bruit (IHF) : 110 dB • Niveau d'entrée : 1 V/100 k.ohms • Impédance de sortie : 4 à 16 ohms • Commandes : correcteur physiologique, sorties HP x 2; possibilité d'utilisation en stéréo à 4 voies; sortie casque • Alimentation : 110/220 V, 50-60 Hz • Dimensions : 437 x 136 x 355 mm • Poids : 12,5 kg.

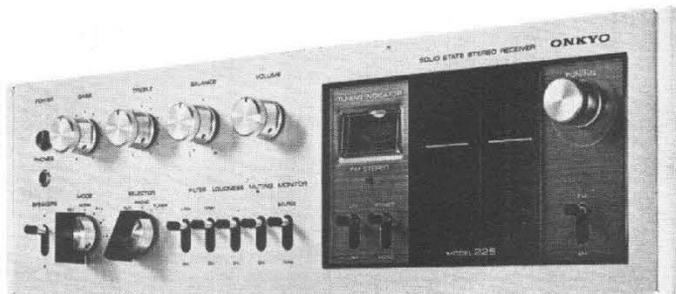
AMPLI-TUNER ONKYO 225

Tuner à accord par condensateur variable 4 cages, équipé de circuits intégrés en FI avec filtre mécanique 6 éléments. Décodeur stéréo à circuit intégré. Amplificateur à couplage direct avec entrée différentielle permettant d'obtenir une très bonne linéarité alliée à une faible distorsion.

CARACTÉRISTIQUES :

TUNER AM : 530-1 605 kHz; FM : 88-108 MHz • Sensibilité IHF : AM, 40 μ V; FM, 2 μ V • Réjection de la fréquence image : AM, 40 dB; FM, 70 dB • Rapport signal/bruit : AM, 45 dB; FM, 65 dB • Distorsion harmonique : AM < 0,8 %; FM < 0,5 % • Atténuation du canal adjacent en FM : 65 dB • Rapport de capture : 1,5 dB • Bande passante FM : 20-15 kHz + 0 - 1 dB • Séparation des canaux : 38 dB à 400 Hz.

AMPLIFICATEUR : Puissance dynamique IHF sur 8 ohms : 70 W • Puissance efficace en régime continu sur 8 ohms : 2 x 22 W • Distorsion harmonique à la puissance nominale : < 0,3 % • Distorsion par intermodulation (rapport 4/1 70-7 000 Hz SMPTE 10 W) : < 0,1 % • Bande passante à la puissance nominale (IHF sur 8 ohms) : 20 Hz-30 kHz • Réponse en fréquence : 15 Hz 30 kHz + 0 - 1 dB • Surcharge entrée PU : 140 mV • Correcteur RIAA : \pm 0,5 dB de 20 Hz à 15 kHz • Ronflement et bruit (IHF) :



PU, 70 dB; Aux., 85 dB • Sensibilité des entrées : PU, 2 mV/50 k.ohms; aux., 100 mV/100 k.ohms • Correcteurs de tonalité : basses + 14 - 18 dB à 20 Hz, aigus + 11 - 14 dB à 20 kHz • Filtrés : basses 70 Hz 6 dB/octave, aigus 7 kHz 6 dB/octave • Muting : - 20 dB • Commandes : FM mono stéréo automatique, muting, prise casque, correcteur physiologique, deux paires d'enceintes, possibilité d'utilisation en stéréo à 4 canaux • Alimentation : 110/220 V - 50-60 Hz • Dimensions : 343 x 438 x 136 mm • Poids : 10 kg. Peut être fourni en version FM/GO.

mageco  electronic

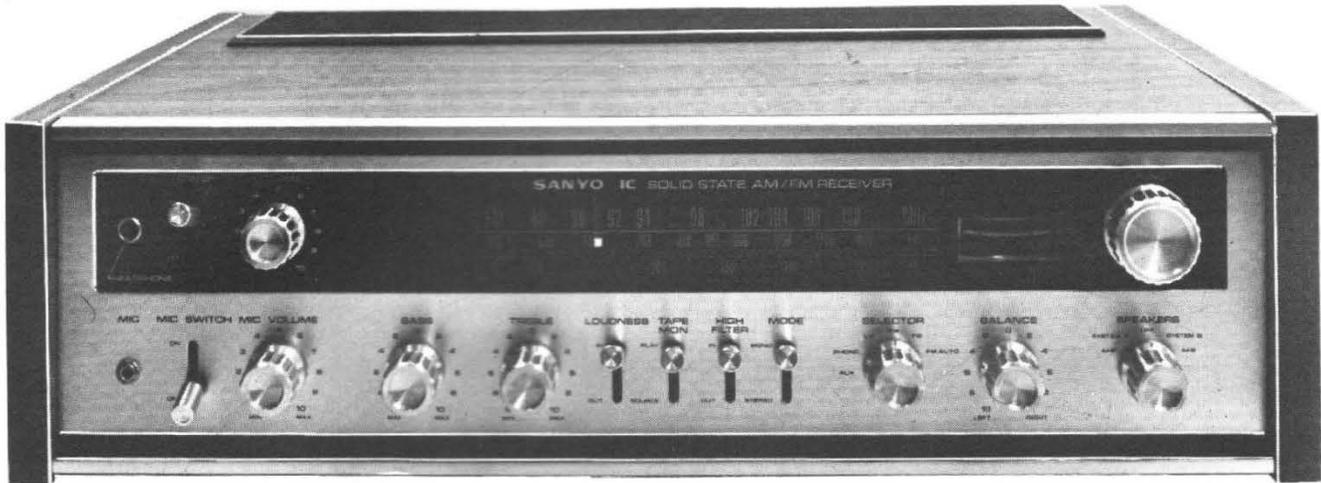
119, RUE DU DESSOUS-DES-BERGES - 75013 PARIS
4 lignes groupées : 707-65-19 +

IMPORTATEUR DISTRIBUTEUR
AIWA - CONNOISSEUR - GOODMAN'S - ONKYO - PICKERING

LA PLUS FORMIDABLE CHAÎNE STÉRÉO EST JAPONAISE !

LE MAGASIN SIGNAL
VOUS LA PROPOSE AU
PRIX EXCEPTIONNEL DE...

AVEC PLATINE
ET LES BAFFLES
2 900 F
A CRÉDIT
850 F COMPTANT
117 F PAR MOIS



DEUX ANS DE GARANTIE. LA CONFIRMATION D'UNE QUALITÉ HORS DU COMMUN

Ils sont formidables ces JAPONAIS, c'est vrai, il suffit pour s'en convaincre de voir et d'entendre leurs dernières créations dans le domaine de la haute-fidélité. La firme SANYO occupait déjà une des premières places mondiales pour la fabrication des calculatrices électroniques. Sa technologie très avancée s'appliquait également à la fabrication des chaînes haute-fidélité. Et voici que la nouvelle génération d'ampli-tuners stéréophoniques et quadriphoniques se voit dotée par SANYO des mêmes avantages techniques, réservés jusqu'à ce jour aux calculatrices et aux ordinateurs. Cette nouvelle conception est réalisée avec des circuits intégrés enfichables.

La nouvelle gamme est prodigieuse. Les appareils ont acquis une telle qualité, une sécurité si exceptionnelle que le magasin SIGNAL a tout simplement doublé la durée de leur garantie. Il faut avoir vu et entendu les nouvelles chaînes stéréophoniques et quadriphoniques. Leur musicalité, leurs performances, leurs multiples adaptations, la beauté de leurs façades en acier satiné, encadrant les vu-mètres et les indicateurs de fonction, fluorescents et multicolores, exercent un véritable pouvoir de séduction. Et comme les mots sont insuffisants pour exprimer ce qui peut être vu et entendu, nous vous invitons au magasin SIGNAL (centre technique SANYO), 105, rue LA FAYETTE, PARIS-10^e. A côté du métro POISSONNIÈRE et à 500 mètres des gares du NORD et EST. Si vous habitez la province adressez la demande de documentation gratuite ci-jointe.



MAGASIN SIGNAL
HAUTE FIDÉLITÉ
105, RUE LA FAYETTE
PARIS-10^e - Tél. 878-47-99
MÉTRO POISSONNIÈRE
(A 500 m DES GARES DU NORD ET EST)

SANS AUCUN ENGAGEMENT DEMANDE DE DOCUMENTATION GRATUITE

NOM _____ PRÉNOM _____

ADRESSE _____

PROFESSION _____

11P MAI 73

jamais la gamme Dual
n'a été aussi belle...
jamais Titania n'a
offert de prix aussi
exceptionnels

RAPY



photo sartory

Dual

Jamais la gamme Dual n'a
été aussi belle.
Jamais Titania n'a offert
de prix aussi exceptionnels.
De la plus petite chaîne
à 1500 f, jusqu'à la plus belle
à 7000 f, il y a de multiples
possibilités pour séduire chacun selon ses moyens.
Dual, c'est vraiment
la plus grande marque d'Europe.

Un magasin spécialisé
La certitude de payer le meilleur prix

TITANIA

24 RUE DE CHATEAUDUN, PARIS 9^e
Métro Le Peletier

Demande de documentation gratuite n° 14

Nom : _____

Prénom : _____ Adresse : _____

Profession : _____

TITANIA

24, rue de Châteaudun
75009 Paris

100 dB. à 1,20^m avec 1 watt C'est ça... ALTEC



large bande haute fidélité

405 A (12 cm)
Puissance acoustique
92 dB à 1,20 m
avec 1 watt
B.P. 60 Hz
à 15 000 Hz
Prix : 175 F.T.T.C.

420 A
(Biflex 38 cm)
Puissance acoustique
97 dB à 1,20 m
avec 1 watt
B.P. 25 Hz
à 14 000 Hz
Prix : 1 036 F.T.T.C.

403 A (21 cm)
Puissance acoustique
99 dB à 1,20 m
avec 1 watt
B.P. 30 Hz
à 15 000 Hz
Prix : 1 110 F.T.T.C.

409 B
(Coaxial 21 cm)
Puissance acoustique
97 dB à 1,20 m
avec 1 watt
B.P. 50 Hz
à 14 000 Hz
Prix : 166 F.T.T.C.

421 A (38 cm)
Puissance acoustique
102 dB à 1,20 m
avec 1 watt
B.P. 35 Hz
à 4 000 Hz
Prix : 1 068 F.T.T.C.

755 E
(« Pancake » 21 cm)
Puissance acoustique
95,5 dB à 1,20 m
avec 1 watt
B.P. 40 Hz
à 15 000 Hz
Prix : 455 F.T.T.C.

425 B A

425 B A (25 cm)
Puissance acoustique
99 dB à 1,20 m
avec 1 watt
B.P. 60 Hz
à 8 000 Hz
Prix : 740 F.T.T.C.

sono-orchestre

417 B C (30 cm)
Puissance acoustique
100 dB à 1,20 m
avec 1 watt
B.P. 60 Hz
à 8 000 Hz
Prix : 786 F.T.T.C.

418 B B (38 cm)
Puissance acoustique
99 dB à 1,20 m
avec 1 watt
B.P. 30 Hz
à 4 000 Hz
Prix : 878 F.T.T.C.

419 B B
(Biflex 31 cm)
Puissance acoustique
96 dB à 1,20 m
avec 1 watt
B.P. 30 Hz
à 15 000 Hz
Prix : 850 F.T.T.C.



3000 H

3000 H -
Tweeter Trompette
B.P. 3 000 Hz
à 22 000 Hz
Impédance 8 ohms
Prix : 465 F.T.T.C.

3000 E -
Filtre complémentaire
du 3000 H assurant
une coupure
obligatoire à partir
de 3 000 Hz
Prix : 256 F.T.T.C.

406 B C - Woofer
Puissance acoustique
96 dB à 1,20 m
avec 1 watt
B.P. 25 Hz à 4 500 Hz
Prix : 699 F.T.T.C.

414 B B - Woofer
Puissance acoustique
99 dB à 1,20 m
avec 1 watt
B.P. 30 Hz à 4 000 Hz
Prix : 834 F.T.T.C.

haute fidélité

ALTEC

A DIVISION OF ALTEC CORPORATION

Distribution - Vente en gros " Matériel Haute Fidélité "

SFAR - 22, rue de la Paix, 92-GENNEVILLIERS - Tél. 793-33-31
IMPORTATEUR GÉNÉRAL EXCLUSIF HIGH FIDELITY SERVICES
7 et 14, rue Pierre-Sémard, PARIS-9^e - Tél. 285-00-40

ÉCRIVEZ
A SFAR
pour recevoir
gratuitement

DOCUMENTATION
ET RENSEIGNEMENTS
ALTEC HR

Nom : _____
Adresse : _____



Journal hebdomadaire

Fondateur :
J.-G. POINCIGNON

Directeur de la publication
A. LAMER

Directeur :
Henri FIGHIERA

Rédacteur en Chef :
André JOLY

Comité de rédaction :
Bernard FIGHIERA
Charles OLIVERES

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

C.C.P. Paris 424-19

ABONNEMENT D'UN AN
COMPRENANT :

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

FRANCE80 F

ÉTRANGER120 F

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

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

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS
RADIO-ELECTRIQUES
ET SCIENTIFIQUES

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

SOMMAIRE

	Page	Page
● Banc d'essai de l'amplifica- teur Luxman SR700X	107	● Rubrique des surplus 188
● Calcul des circuits tempori- risateur simples	110	● Les lasers : Xasers et Masers 191
● Le XVI ^e Salon des compo- sants électroniques	112	● Le récepteur ITT Schaub Lo- renz Touring International . 193
● Techniques étrangères	115	● Photo ciné : Nouveautés tech- niques et conseils pratiques .. 196
● Le tuner préamplificateur Marantz 2220	118	● A B C : les triacs 220
● Un compteur fréquence-mè- tre le TFX1	123	● Radiocommande : micro servo à circuit intégré 229
● Multivibrateur astable à une seule capacité	129	● Un pas de plus en radiocom- mande 230
● Mise au point des TV cou- leur : contrôle de matri- çage	134	● Générateur pour orgue élec- tronique 234
● Initiation au calcul électro- nique : les robots indus- triels	139	● Le tuner ampli Sonic AT70 . 236
● Le récepteur Grundig Satel- lit 1000	142	● Modernisation d'un oscillo : l'ampli vertical 237
● Les mesures en télévision . . .	147	● Effets spéciaux dans les or- gues électroniques 240
● Mettez FIP dans une boîte d'allumettes	152	● Magnétophones AKAI 244
● Les indicateurs simples à LED : montages pratiques . . .	156	● Sélection de chaînes Hi-Fi .. 246
● Deux appareils pour le labo- ratoire de l'amateur	159	● Circuit séquentiel moderne de lampes clignotantes 248
● Les alimentations monolithi- ques	163	● Deux montages simples : un clignotant électronique, un interrupteur à commande acoustique 252
● Répertoire des circuits à diodes	166	● Caractéristiques de transis- tors 253
● Electronique et automobile : l'analyseur d'allumage Heathkit CO1015	171	● Modulateur de lumière et gradateur LS2000 255
● L'autoradio Clarion PE608A	177	● Le tuner amplificateur ITT Schaub Lorenz 4500 Hi-Fi Régie 257
● Systèmes d'entraînement ori- ginaux dans les magnétopho- nes	179	● CT 282
● Un détecteur de pluie	186	● Emission et réception RTTY 284
		● Le radiotéléphone Zodiac M5000F 285
		● Le transceiver QRPP Argo- naut 505 288
		● Petites annonces 293



Commission Paritaire N° 23 643

PUBLICITÉ

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

SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ

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

**CE NUMÉRO
A ÉTÉ TIRÉ A
145 000
EXEMPLAIRES**

Informations

TRANCHANT-ELECTRONIQUE : NOUVELLE ADRESSE

« Tranchant-Distribution » qui est le département « grand public » de « Tranchant-Electronique S.A. » est désormais installé dans de vastes locaux ultra-modernes qui faciliteront son expansion.

Rappelons que « Tranchant-Distribution » assure la vente des produits Toshiba (Hi-Fi et radio), des enceintes Sonoplan et de Winco.

C'est M. Charles Amar qui est le P.D.G. de « Tranchant-Distribution ».

CHEZ « HI-FI-FRANCE » : PRESENTATION DE LA NOUVELLE GAMME TOSHIBA 1973

Très prochainement, l'auditorium Hi-Fi-France, 9-9 bis, et 10, rue de Châteaudun, Paris (9^e) sera à la disposition de nos amis pour leur faire apprécier les nouvelles productions Toshiba

dont la réputation a fait le tour du monde, qu'il s'agisse de Hi-Fi ou de Radio.

Dès le prochain numéro du H.P., Hi-Fi-France consacrera à Toshiba une publicité qui ne peut manquer de vous intéresser.

LES NOUVELLES INSTALLATIONS DE TRANCHANT-DISTRIBUTION

On le sait : Tranchant-Distribution est le département « Grand Public » de Tranchant Electronique qui distribue la gamme des produits Toshiba (Hi-Fi et Radio) enceintes Sonoplan, Winco et Hashica photo cinéma.

Le siège social, les bureaux et les magasins de Tranchant-Distribution sont désormais regroupés dans de vastes locaux ultra-modernes dont l'adresse est la suivante :

Tranchant-Distribution
Zone d'activités de Courtabœuf
B.P. 62 - 91401 Orsay
Tél. : 907-78-34, 70-82, 72-76, 72-82, 74-18.

FOIRE DE LYON

Principaux points évoqués par Monsieur Jacques Fayard président du Scart, au cours de la conférence de presse.

Depuis fort longtemps, l'électronique grand public patronnait à Paris les années paires, à Lyon et Bordeaux les années impaires, des Salons spécialisés, nationaux puis internationaux.

La désaffection du public pour ces manifestations est la conséquence de la partition qui s'est produite dans le marché des biens d'expression où l'on distingue maintenant quatre domaines nettement séparés.

— Le cas de l'autoradio est particulier ; son marché est en plein essor mais les motivations d'achat y sont très différentes de celles concernant le radio-récepteur normal et il est, pour une large part, lié à celui de l'automobile.

— Très différent est le cas de la haute fidélité qui constitue un domaine où, contrairement aux deux précédents, le public se passionne encore pour le hard. Souvent atteint de « perfectionnisme », l'amateur de Hi-Fi est très sensible aux nouveautés techniques et, comme la Hi-Fi est une branche particulièrement

évolutive, les occasions d'intérêt ne lui manquent pas.

— Enfin en haut de gamme se situent des appareils audiovisuels très sophistiqués, à la frontière entre les matériels professionnels et grand public, à vocation encore presque exclusivement collective ; c'est notamment le cas des vidéotelecteurs et des vidéoenregistreurs.

Confrontée à cette situation, l'industrie a opté pour la politique réaliste suivante.

Elle a décidé de ne plus susciter de manifestations spécialisées que dans les domaines où le public se passionne effectivement pour les matériels ; c'est le cas du Festival International du Son au Grand Palais dont le succès s'affirme chaque année ; c'est aussi le cas du Salon International Audiovisuel et Communication qui s'est tenu dernièrement à la Porte de Versailles.

Par contre, pour les autres domaines de ses fabrications, l'industrie a décidé d'aller rejoindre le public là où il est ; c'est-à-dire de promouvoir l'autoradio au Salon de l'automobile, et les autres matériels notamment le téléviseur dans les grandes foires polyvalentes : aujourd'hui celle de Lyon, demain celle de Paris et en novembre celle de Bordeaux.

L'ÉMETTEUR DE SIGNAUX HORAIRES DCF77

P ARMI les émetteurs de signaux horaires travaillant sur ondes très longues, c'est la station DCF77 (77,5 kHz) qu'on capte le plus facilement dans une grande partie de la France, et notamment dans la région parisienne. Sa puissance de rayonnement a été triplée depuis un peu plus d'un an et elle est maintenant de 27 kW. L'émetteur se trouve dans la région de Francfort-Darmstadt, à Mainflingen, au bord du Main. Il fonctionne en principe de façon continue, sauf le deuxième mardi de chaque mois, où ses antennes sont coupées, entre 5 et 9 h, pour des travaux d'entretien. De plus, il peut y avoir coupure au moment d'un orage local.

Les signaux horaires sont émis en modulation négative, c'est-à-dire sous forme de « tops » pen-

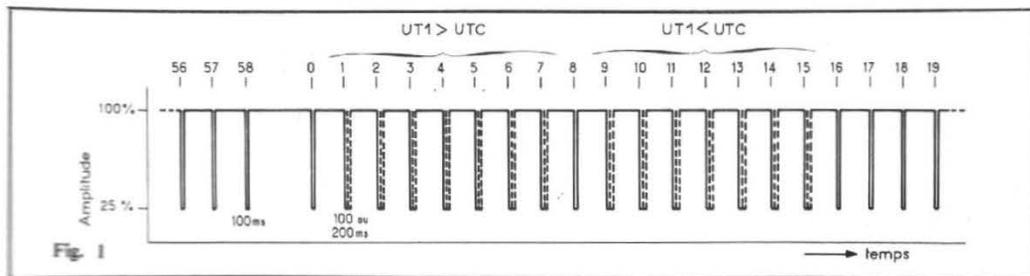
dant lesquels l'amplitude de porteuse se trouve diminuée à 25 % de sa valeur normale. Comme le montre la figure ci-contre, un top est émis toutes les secondes, sauf à la 59^e seconde de chaque minute. La durée normale de chaque top est de 100 ms, mais il peut y avoir des tops plus longs (200 ms) entre la première et la 15^e seconde de chaque minute. Ces tops prolongés constituent un code lequel exprime la différence qu'on observe, à un moment donné, entre « l'heure coordonnée » (UTC) et l'heure des astronomes (UT1). L'heure UTC est celle de tout le monde et la durée de la seconde y est strictement la même, pendant toute l'année. Cela n'est pas vrai pour l'heure UT1, laquelle est strictement proportionnelle à l'angle de rotation de la terre autour de son

axe. Or, la vitesse de rotation de la terre dépend quelque peu de sa distance du soleil, et celle-ci varie au cours de l'année. La différence entre UTC et UT1 n'excède toutefois jamais $\pm 0,7$ seconde et ce n'est donc que pour les astronomes qu'elle peut être importante.

La précision de fréquence de la porteuse est de 10^{-12} par semaine, et un ajustage manuel, effectué à l'émetteur, permet même d'obtenir une précision de 2×10^{-3} sur une période de plus de 100 jours. Mais la fréquence porteuse, de 75 500 Hz, n'est égale à 75 500 périodes par seconde, que si on considère la seconde des physiciens (heure TAI), laquelle n'est égale ni à celle de tout le monde (UTC), ni à celle des astronomes (UT1). En effet, l'étalon de la seconde,

tel qu'il est utilisé dans les systèmes d'unités physiques, a été fixé à une époque où on ne savait pas encore mesurer la durée de rotation de la terre avec suffisamment de précision. Ainsi, si on utilise la fréquence porteuse de DCF77 pour commander des diviseurs de fréquence, lesquels commandent à leur tour une horloge, cette horloge avance de 0,7 seconde environ par an, par rapport à l'heure UTC, laquelle est exprimée par les signaux de modulation de l'émetteur. Ces tops de modulation sont émis de façon que leur début corresponde avec le début de chaque seconde UTC, et cela avec une précision de $\pm 10 \mu s$. Bien entendu, cette précision est assez illusoire, puisque l'onde de l'émetteur met déjà près d'une milliseconde pour atteindre la frontière française, et puisque les circuits sélectifs du récepteur risquent d'ajouter un retard encore plus important. Mais ces retards peuvent être mesurés et corrigés si bien que la réception de DCF77 permet effectivement de savoir l'heure à la milliseconde près.

Un récepteur, permettant de capter la station DCF77, a été décrit dans le n° 1396 du « Haut-Parleur », page 168.



AMPLIFICATEUR

LUXMAN SR 700 X



CETTE firme présente des appareils de conception et de réalisation très soignées, sans que leur esthétique soit marquée typiquement du cachet japonais. L'amplificateur SQ700X a un aspect sobre, ses caractéristiques et sa puissance de sortie sont capables de satisfaire à son utilisation dans une chaîne Hi-Fi de qualité. Comme certains appareils, celui-ci peut être utilisé en désaccouplant les préamplificateurs des amplificateurs de puissance, ce qui permet d'augmenter considérablement sa souplesse d'emploi.

CARACTERISTIQUES

Préamplificateur. Niveau de sortie : 430 mV sur 100 Ω .
 Bande passante : 10 Hz-50 kHz à -1 dB.
 Distorsion harmonique : < 0,04 % à 1 kHz au niveau 1 V.
 Entrées : PU \times 2, Aux. \times 2, monitoring.
 Sensibilité des entrées : PU 2 mV/50 k Ω , Aux. 120 mV/50 k Ω .
 Rapport signal sur bruit : PU > 60 dB, Aux. > 70 dB.
 Correcteurs de tonalité : séparés sur chaque canal, avec touche de réponse linéaire, et touches de déplacement des points d'inflexion des courbes,

250-500 Hz sur les graves, 2 500-5 000 Hz sur les aiguës.

Atténuateur - 20 dB, couplé à la correction physiologique.

Magnétophone : enregistrement lecture sur prises CINCH et DIN.

Amplificateurs. Puissance de sortie : 30 W^{eff} sur 8 Ω par canal.

Distorsion harmonique : < 0,1 % à 20 W.

Distorsion par intermodulation : < 0,1 % à 20 W pour des fréquences 70/7 000 Hz en rapport 4/1.

Bande passante : 10 Hz-50 kHz, -3 dB.

Sensibilité des entrées : 430 mV/40 k Ω .

Bruit résiduel en sortie : < 0,5 mV.

Facteur d'amortissement : 38 à 8 Ω .

Raccordements : 2 paires d'enceintes 8-16 Ω , prise casque.

Alimentation : 110-220 V.

Encombrement : 373 \times 227 \times 125 mm.

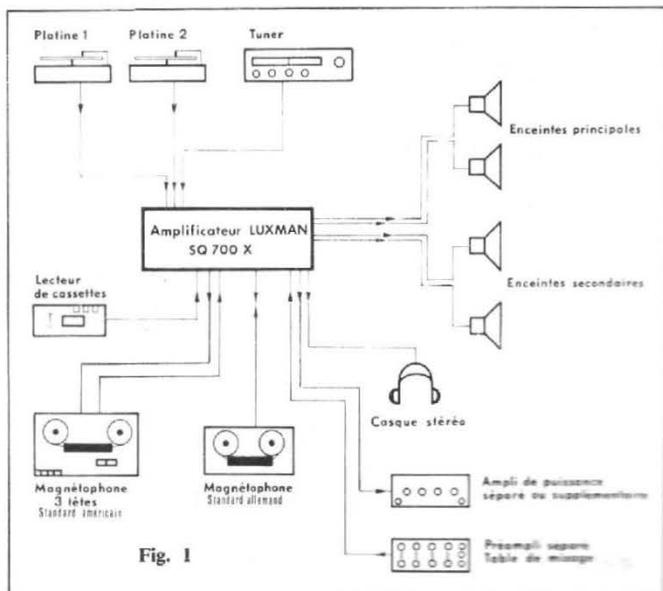
Poids : 7,8 kg.

PRESENTATION

Comme nous l'avons indiqué, l'appareil a un aspect sobre, son encombrement réduit permet de l'installer très facilement. La face avant est tirée d'un profilé

en alliage léger ; l'appareil est installé dans un coffret de bois sombre. Les commandes sont disposées en deux rangées horizontales. En bas, de gauche à droite nous rencontrons la prise casque stéréo, l'inverseur de sélection des enceintes, les potentiomètres des correcteurs de tonalité grave sur les deux canaux, qui sont à plots (cinq de part et d'autre du point milieu),

quatre interrupteurs à levier agissant respectivement sur le point d'inflexion des correcteurs graves à 250 et 500 Hz, sur la mise hors circuit des correcteurs de tonalité, la sélection source-monitoring, et l'atténuateur couplé à une correction physiologique qui abaisse le niveau du signal de sortie de 20 dB, la mise en route qui s'effectue



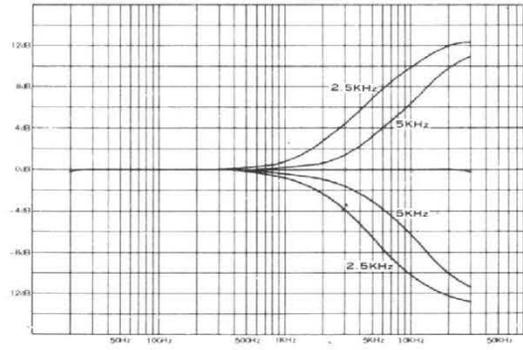
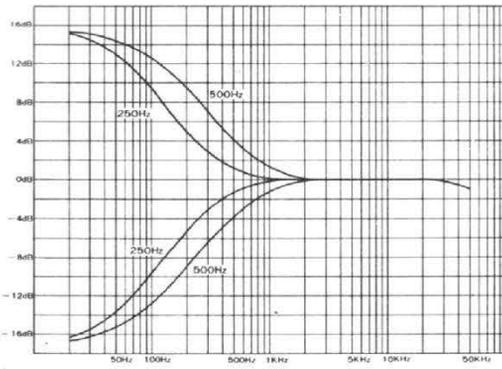
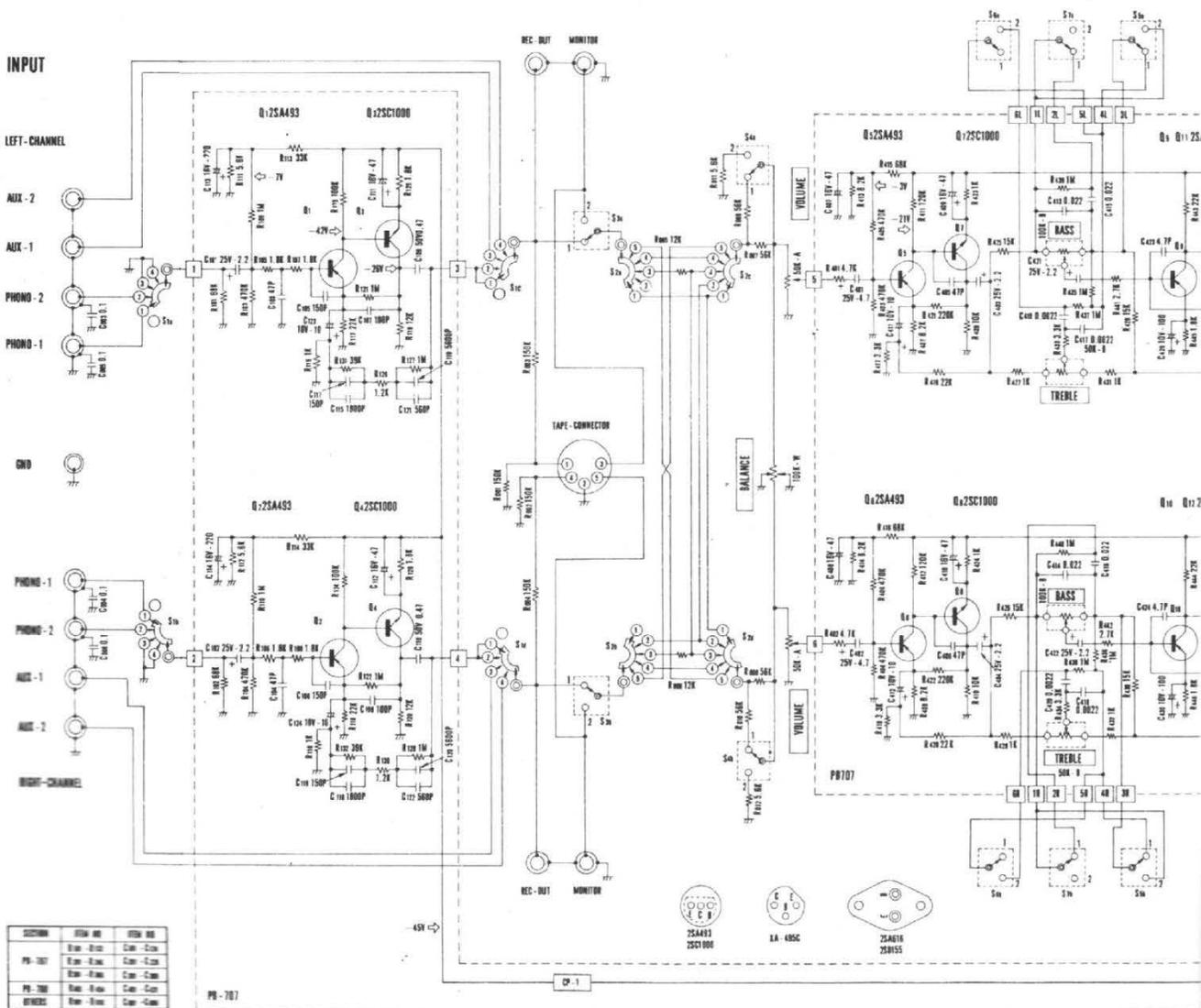


Fig. 2



DESIGN	FROM NO.	TO NO.
PS-101	From -100	From -100
PS-102	From -100	From -100
PS-103	From -100	From -100
PS-104	From -100	From -100

par bouton poussoir. Le haut du panneau reçoit le sélecteur de sources, les correcteurs de tonalité des aiguës, avec l'interrupteur décalant le point d'inflexion de 2,5 - 5 kHz, un petit voyant de mise sous tension, le sélecteur de mode mono G, mono D, G + D, stéréo normale et inverse, et un bouton à prise en main commode pour le réglage du volume.

Sur le panneau arrière, les entrées sont au standard CINCH, doublées d'une prise DIN pour le magnétophone; les enceintes sont raccordées par bornes à ressort dans lesquelles il suffit d'introduire l'extrémité dénudée d'un fil. Deux cavaliers réalisent la liaison préamplificateur amplificateur, et une prise réseau non commandée autorise le raccordement d'une platine.

La technique et la technologie utilisées sont classiques; elles prouvent ici qu'il est possible d'obtenir des caractéristiques très intéressantes.

La réalisation est soignée: tous les circuits sont à l'aise dans le coffret et le dissipateur des transistors de puissance est de dimensions importantes.

Les possibilités de raccordement sont indiquées figure 1. L'amplificateur peut être installé éventuellement dans une petite régie, sa conception permet de multiples configurations d'utilisation, et ses correcteurs de tonalité à points d'inflexion ajustables permettent la recherche d'effets particuliers (courbes Fig. 2).

DESCRIPTION DES CIRCUITS (schéma Fig. 3)

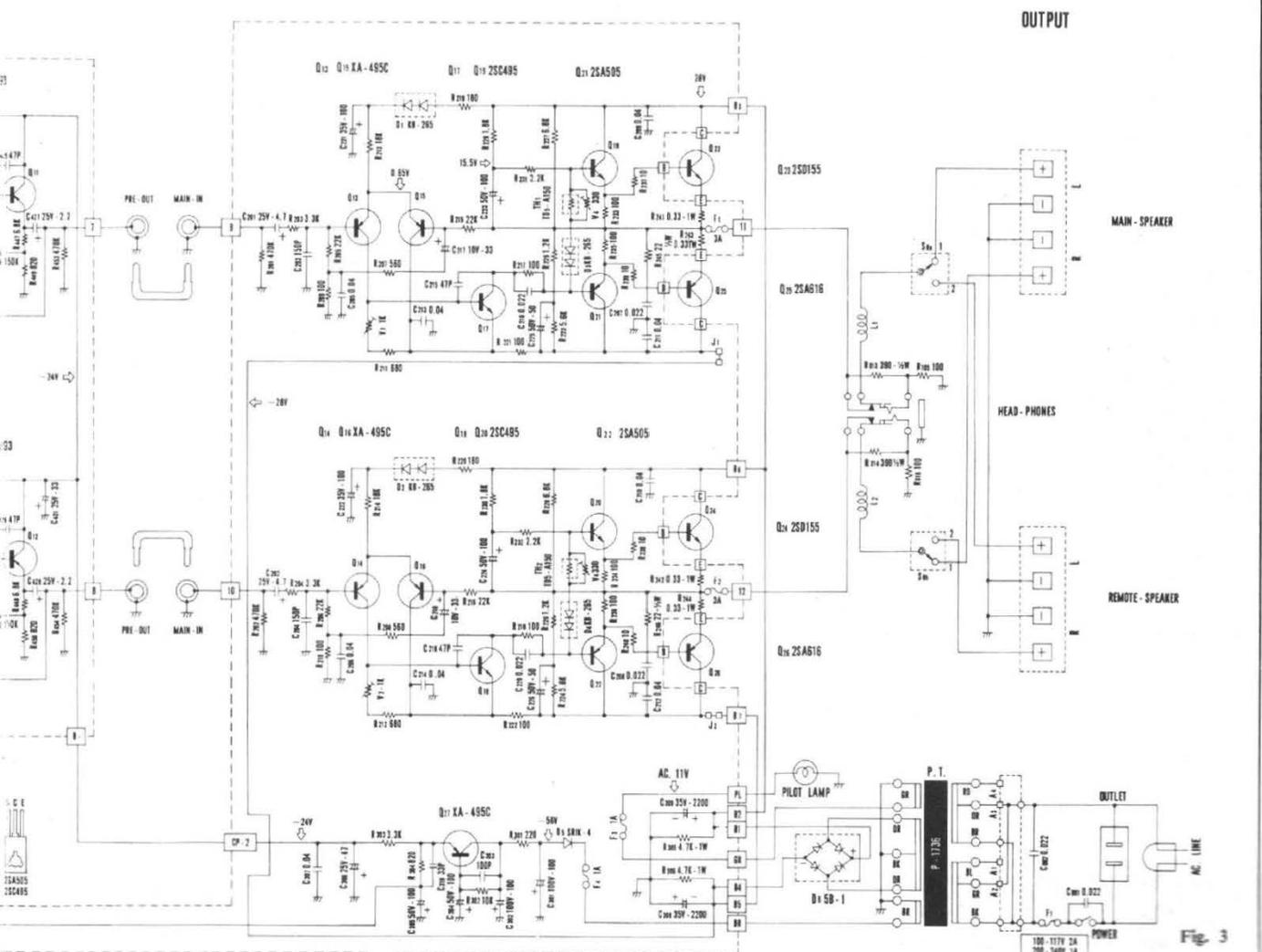
Préamplificateur. Celui-ci comporte le préampli correcteur RIAA, les étages d'amplification intermédiaire, les correcteurs de tonalité, les étages de sortie. Le préamplificateur correcteur RIAA est d'un montage classique à deux étages, utilisant les transistors Q_1 - Q_3 (canal gauche) montés en couplage continu.

La boucle de correction est insérée entre collecteur de Q_3 et émetteur de Q_1 , elle est composée de deux cellules R_{127} , C_{119} , C_{121} - R_{131} , C_{115} , C_{117} couplées par la résistance R_{129} . Le condensateur C_{105} disposé entre base et émetteur du transistor Q_1 assure une correction locale, ainsi que

la résistance R_{123} insérée entre émetteur de Q_1 et collecteur de Q_7 .

A la sortie du circuit les signaux sont appliqués sur le sélecteur d'entrées S_{1c} pour être dirigés ensuite vers la sortie enregistrement et les circuits correcteurs.

Avant l'entrée sur ces circuits, sont disposés les potentiomètres de balance et de volume, ainsi que l'interrupteur S_{4a} , autorisant le fonctionnement en réponse linéaire ou correction physiologique. Deux étages sont utilisés en amplificateur à couplage continu avant attaque des correcteurs, les transistors Q_5 - Q_6 . Une contre-réaction globale est bouclée entre la sortie du transistor Q_7 et l'émetteur de Q_5 à travers R_{419} .



Les réseaux des correcteurs de tonalité sont couplés aux interrupteurs S_{5a} , S_{7a} , S_{5a} , qui permettent le déplacement du point d'inflexion de leur courbe (Fig. 2). Les signaux sont ensuite amplifiés par le transistor Q_9 ; l'étage Q_{11} est monté en émetteur follower pour l'attaque sous basse impédance d'une ligne lorsque le préamplificateur est utilisé séparément. Le niveau de sortie est d'un niveau convenable, 430 mV, pour cette utilisation.

Amplificateurs. Ceux-ci sont du type classique rencontré sur tous les appareils élaborés: entrée différentielle, liaison continue, montage complémentaire.

L'étage différentiel utilise les transistors Q_{13} - Q_{15} , suivi d'un étage amplificateur, Q_{17} , des drivers Q_{19} - Q_{21} et des amplificateurs finals Q_{23} - Q_{25} . Le couplage aux enceintes est continu, la protection est assurée par thermistance et fusible.

L'alimentation est redressée, filtrée pour le bloc de puissance, avec un filtrage par transistor (Q_{27}) pour le préamplificateur.

MESURES

Nous avons procédé aux mesures à l'aide de notre installation habituelle. La puissance maximale les deux voies chargées avant distorsion visible atteint 2×30 W eff. sur 8 Ω .

Le taux de distorsion harmonique à 2×20 W eff. sur 8 Ω est de 0,09 % à 1 kHz, 0,1 % à 20 Hz, 0,11 % à 20 kHz.

L'intermodulation est de 0,12 % pour cette même puissance aux fréquences 50/6 000 Hz en rapport 4/1.

La réponse en fréquence par rapport au niveau 2×25 W s'étend de 10 Hz à 50 kHz à ± 1 dB, de 5 Hz à 60 kHz à $- 3$ dB, ce qui est excellent.

La correction RIAA s'écarte de la courbe idéale à $- 1 + 1,5$ dB, valeur autorisant une reproduction fidèle.

L'action des correcteurs est de ± 14 dB à 50 Hz, $- 9,5 + 8,5$ dB à 10 kHz.

Il est à noter que le montage décalant le point d'inflexion permet l'adaptation de la courbe de reproduction à toutes les configurations d'écoute.

Le rapport signal sur bruit des entrées bas niveau est de 64 dB, de 70 dB sur les entrées auxiliaires.

CONCLUSION

Les performances sont en tous points excellentes, l'amplificateur permet la constitution d'une chaîne aux grandes qualités. La conception et la réalisation sont d'un niveau évolué, la présentation très agréable.

J.B.

CALCUL DES CIRCUITS TEMPORISATEURS SIMPLES

B IEN souvent, la réalisation d'une temporisation s'effectue au jugé, mais cette méthode amène parfois quelques surprises, et nous pensons que l'utilisation des courbes représentées ci-dessous peut éviter les tâtonnements fastidieux au prix d'un petit effort d'attention, la précision obtenue par ce mode de détermination graphique se révélant très raisonnable.

Considérons le circuit RC de la figure 1 qui correspond à la base d'un circuit temporisateur, la tension d'alimentation U peut être appliquée au condensateur C à travers la résistance R pour la charge de celui-ci mais on peut également décharger le condensateur à travers la résistance.

Supposons le commutateur en position « charge », la variation de la tension U_c aux bornes du condensateur en fonction de la tension U peut s'écrire :

$$U_c = U \cdot (1 - e^{-t/RC})$$

Si maintenant le commutateur est basculé en position « décharge » la variation de la tension U_c peut s'écrire :

$$U_c = U \cdot e^{-t/RC}$$

Ce sont ces deux formules qui ont été utilisées pour tracer les courbes de charge et de décharge d'un condensateur C à travers une résistance R . En abscisse est porté le temps en multiples du

G 3037 la célèbre combinaison

en 8 et 4 ohms

" S' HABILLE
SUR MESURE "
d'une luxueuse ébénisterie
(type DD 30)
vendue séparément -
(montage très simple)

isophon

4 HAUT-PARLEURS:

- 1 Boomer
 - 1 Médium à compression
 - 2 Tweeters
 - 30 Watts sinus
 - 50 Watts musicaux
- se monte en Bass-reflex
(enceintes de 100 L.)

rendement

bien supérieur

à celui des enceintes closes

Documentation et Listes des revendeurs

simplex électronique

48, Bd de Sébastopol - PARIS 3^e - Téléph. : 887 15-50 +

B.P. 448 - 75122 PARIS - Cédex 03

Fig. 1

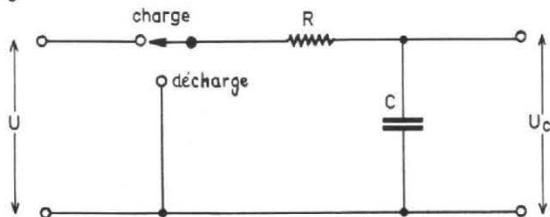
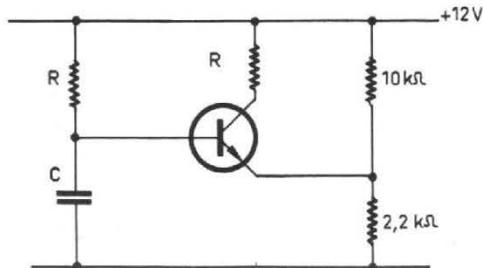


Fig. 2



produit RC et en ordonnée la valeur de U_c en fractions de la tension d'alimentation U .

Soit à déterminer par exemple le temps t nécessaire pour que la tension U_c soit égale à $3/4$ de la tension d'alimentation.

A la charge nous utilisons la formule \odot à partir de laquelle nous écrivons compte tenu des données ci-dessus :

$$\frac{U_c}{U} = \frac{3}{4} = 1 - e^{-\frac{t}{RC}}$$

Ceci peut s'écrire :

$$\frac{1}{4} = e^{-\frac{t}{RC}}$$

ou encore :

$$\text{Log } \frac{1}{4} = -\frac{t}{RC}$$

Or :

$$\text{Log } \frac{1}{4} = \text{Log } 1 - \text{Log } 4$$

Comme $\text{Log } 1 = 0$, l'expression devient :

$$-\text{Log } 4 = -\frac{t}{RC} \text{ ou } t = RC \text{ Log } 4$$

$$\text{Donc : } t = 1,385 RC$$

En utilisant la formule nous aurions à la décharge :

$$\frac{U_c}{U} = \frac{3}{4} = e^{-\frac{t}{RC}}$$

Soit :

$$\text{Log } \frac{3}{4} = -\frac{t}{RC}$$

$$\text{Ou : } \text{Log } 3 - \text{Log } 4 = -\frac{t}{RC}$$

Ou encore :

$$t = RC (\text{Log } 4 - \text{Log } 3)$$

$$\text{Donc : } t = 0,285 RC$$

Soit à déterminer maintenant la valeur de R et de C pour obtenir une temporisation de $0,8$ s avec le circuit de la figure 2.

Le seuil d'émetteur du transistor est fixé par le pont diviseur à $2,2$ V sensiblement, pour arriver à la conduction il faudra donc atteindre sur la base une tension de $2,2 + 0,6 = 2,8$ V environ.

$$\text{Cette valeur représente } \frac{2,8}{12}$$

$= 0,23$ fois la tension à partir de laquelle on charge le condensateur, il faut donc porter ce point sur la courbe.

En abscisse le point correspondant est $0,24 RC$ ce qui signifie que le temps nécessaire pour parvenir au fonctionnement du transistor est égal à $0,24$ fois le produit RC, et il suffit alors de faire la règle de trois

$$0,24 RC = t = 0,8 \text{ s}$$

d'où :

$$RC = \frac{0,8}{0,24} = 3,3 \text{ s}$$

Si le temps est exprimé en secondes, R est exprimé en mégohms et C en microfarads ; il suffit

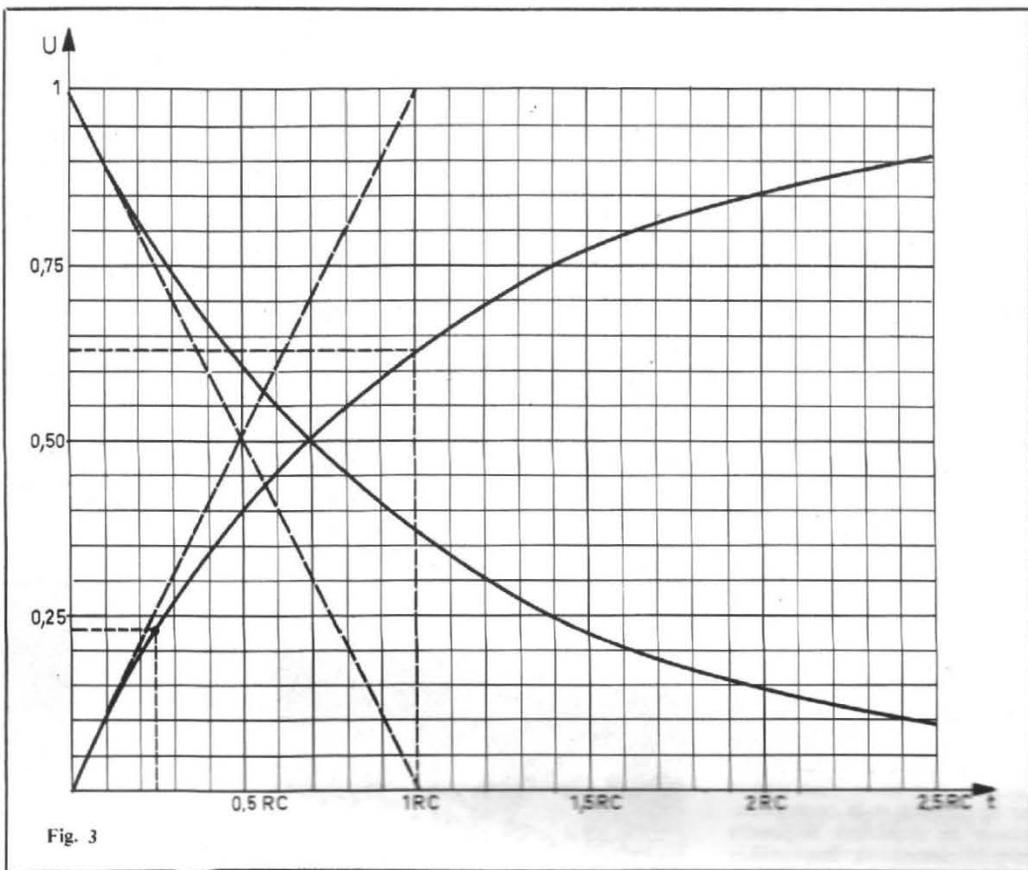


Fig. 3

Construire un orgue KITORGAN à la portée de l'amateur

MONTEZ VOUS-MEME UN ORGUE DE GRANDE QUALITE progressivement, au moyen de nos ensembles. Toutes nos réalisations sont complémentaires et peuvent s'ajouter à tout moment. Haute qualité musicale, due aux procédés brevetés ARMEL.

Demandez dès aujourd'hui la nouvelle brochure illustrée :
CONSTRUIRE UN ORGUE KITORGAN

Une documentation unique sur l'orgue et la construction des orgues électroniques.

NOMBREUX SCHEMAS ET ILLUSTRATIONS
La brochure : 5 F franco.



NOUVEAUTÉS KITORGAN 1973

- T07 - TIRETTES HARMONIQUES : permet de constituer instantanément le timbre d'un jeu quelconque par dosage de 6 harmoniques. Le KIT..... 300 F
- T08 - EFFET DE CHŒUR : reproduit la multiplicité sonore des tuyaux du grand-orgue. Ce système, purement électronique, produit un effet analogue à celui d'un « Leslie » lent. Le KIT..... 68 F
- T09 - VIBRATO MAGIQUE : provoque, sur demande, un retard de fonctionnement du vibrato. Le KIT..... 48 F

(Frais d'expédition : ajouter 10 F)

Démonstration des orgues KITORGAN exclusivement à notre studio :
56, rue de Paris, 95-HERBLAY - sur rendez-vous : tél. : 978.19.78

S.A. ARMEL BP 14 - 95-HERBLAY

BON POUR UNE BROCHURE à adresser à S.A. ARMEL :

Veillez m'envoyer votre nouvelle brochure « CONSTRUIRE UN ORGUE ». Ci-joint un mandat - chèque postal - chèque bancaire (*) de 5 F

(*) Rayer les mentions inutiles.

NOM :

Profession :

Adresse :

Signature :

HP MAI 73

alors de choisir R et C pour obtenir une valeur de $3,3$ s. On dispose donc d'un éventail de valeurs qui pourraient être, par exemple, $C = 33 \mu\text{F}$ et $R = 100 \text{ k}\Omega$ ou $C = 68 \mu\text{F}$ et $R = 47 \text{ k}\Omega$ ou encore $C = 22 \mu\text{F}$ et $R = 150 \text{ k}\Omega$, etc.

Si le seuil d'émetteur avait été fixé à 7 V, le condensateur aurait dû être chargé à $7,6$ V pour obtenir la conduction du transistor ce qui aurait représenté $\frac{7,6}{12} = 0,63$

fois la tension d'alimentation et dans ce cas le produit RC aurait dû être égal à la valeur de temporisation souhaitée soit $0,8$ s. Il aurait fallu alors choisir par exemple $C = 10 \mu\text{F}$ et $R = 82 \text{ k}\Omega$, ou $C = 22 \mu\text{F}$ et $R = 36 \text{ k}\Omega$, etc.

H.-Cl. PIAT/F2ES.

XVI^e SALON IN DES COMPOSANTS

EN 1972, les dirigeants des industries électroniques nous avaient annoncé une action en vue de promouvoir l'utilisation des composants dans les secteurs industriels et grand public utilisant peu ou pas d'électronique. Cet effort s'est traduit par la création et la commercialisation de nombreux dispositifs intégrés destinés à être utilisés sous forte puissance : Darlington de 150 W chez Sescosem ; Darlistor Silec comportant deux thyristors, l'un de commande très sensible, le second de puissance ; ensembles thyristor + diode chez RCA et AEG Telefunken ; bloc de commutation de six transistors chez RCA pour commande jusqu'à 300 A ; Texas présentant un transistor le BUY71 pour balayage horizontal TV capable de supporter en régime impulsionnel 2 A sous 2 200 V !

Tous ces circuits intégrés de puissance et les transistors de puissance sont utilisables par l'industrie dans les applications les plus variées, allant jusqu'à l'électroménager.

En télévision, il semble que les tubes 110° à petit ou gros col vont coexister. L'une des nouveautés les plus marquantes vue au salon est présentée par la société General Electric. Il s'agit d'un circuit intégré destiné à remplacer le tube de prise de vue sur caméra de TV. Ce circuit en cours de développement permettra de créer des caméras d'un diamètre de l'ordre du centimètre, et de longueur comparable à celle d'un stylo. Le circuit est constitué par un substrat recevant des capacités MOS sensibles à la lumière, qui restituent leurs charges aux circuits de balayage incorporés.

Par ailleurs, les circuits intégrés analogiques sont en train de voir leur emploi se généraliser

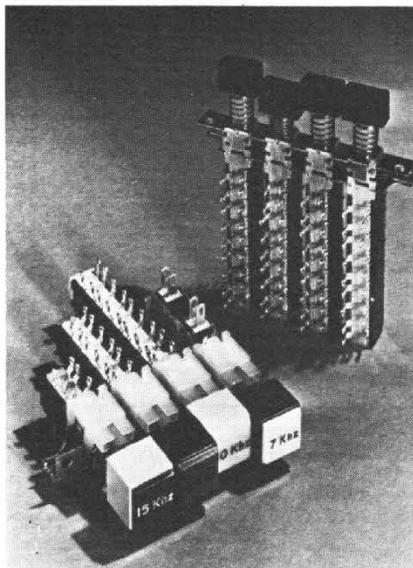


Fig. 1. — Claviers Jeanrénaud à faible résistance de contact.

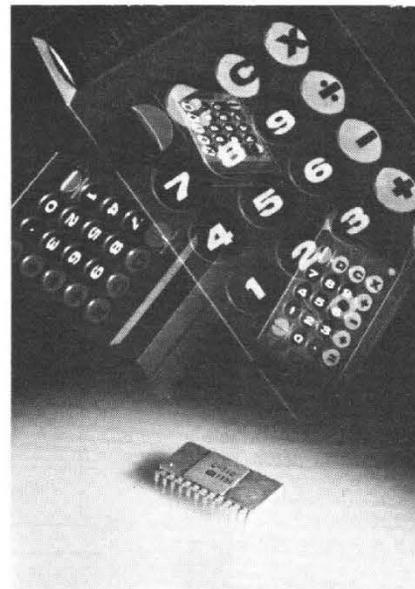


Fig. 2. — Circuit intégré MOS General Instrument remplissant toutes les fonctions pour calculatrice de poche.



Fig. 5. — Circuit MOS pour affichage automatique des prix sur balance (Siemens).

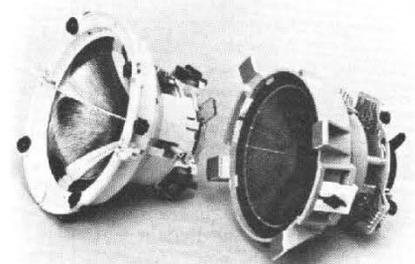


Fig. 6. — Blocs de détection pour TVC Videon. A gauche pour gros col, à droite bloc toroidal pour petit col.

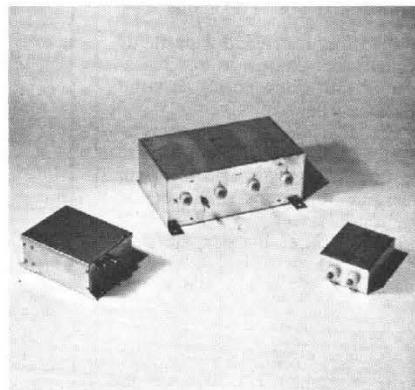


Fig. 7. — Filtres antiparasites Secre pour réseau monophasé ou triphasé 4 fils.

INTERNATIONAL ÉLECTRONIQUES

ATOMELEC

Cette firme bien connue par les amateurs pour ses fabrications de boîtiers, enrichissait sa gamme par des versions nouvelles, ajourées, de coffrets verrouillables et de pupitres.

FACON

Le spécialiste des composants d'antiparasitage présentait une nouvelle série de condensateurs plats surmoulés, ainsi que le nouveau circuit pour radiotéléphones.

B.S.T.

Les différents constituants des ensembles de télévision en circuit fermé sont proposés en équipements personnalisés pour le contrôle, la surveillance, l'information et la formation.

Dans la division haute fidélité, à côté des pupitres de mixage, mélangeurs, casques, chambres de réverbération, un petit bloc préamplificateur correcteur RIAA le P9 permet l'utilisation d'une cellule de lecture magnétique sur PU, en se raccordant à l'entrée d'un amplificateur prévu uniquement pour entrée PU céramique ou cristal.

AEG TELEFUNKEN

De nombreux matériels nouveaux étaient présentés, allant des ensembles de duplication de cassettes, aux répondeurs téléphoniques, en passant par une série de semi-conducteurs dans laquelle nous notons le thyristor diode intégré TD3F, destiné aux circuits de déviation lignes sur téléviseurs couleur.

AMP

Cette firme propose de nouvelles séries de connecteurs pour des usages allant du professionnel au grand public, et pouvant être soudés, sertis, clipsés, encartés, ou prévus pour liaison par câblage imprimé souple.

AUDAX

La présentation de cette firme qui produit 60 000 haut-parleurs par jour n'est plus à faire. Comme produit nouveau, le casque stéréo CAX37, couvrant une gamme de 20 à 18 000 Hz, d'impédance $2 \times 8 \Omega$, d'un isolement acoustique très étudié et d'un poids réduit de 320 g.

SIEMENS

Il n'est pas possible de citer les nouveautés présentées dans tous les domaines, composants électromécaniques, semi-conducteurs, composants passifs, tubes. Citons des modules MOS pour balance commerciale calculant automatiquement les prix, les circuits intégrés régulateurs de vitesse, les transistors délivrant



Fig. 3 A. — Condensateur surmoulé d'antiparasitage Facon

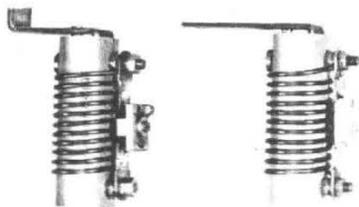


Fig. 3 B. — Filtre antiparasite Facon pour radiotéléphone

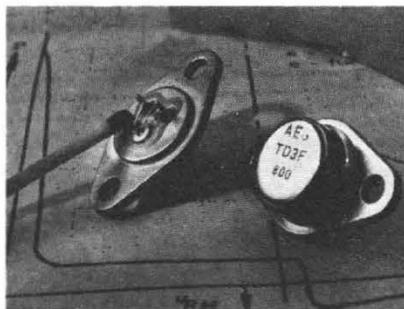


Fig. 4. — Thyristor et diode intégrés AEG Telefunken

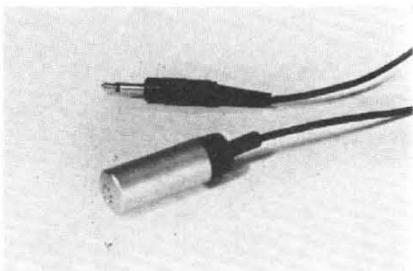


Fig. 8. — Microphone cravate pour conférencier (Unisound)

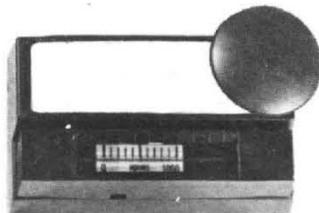


Fig. 9. — Contrôleur de durée d'utilisation de cellule de lecture Tekelec. Le bouton rond de gauche établit le contact lorsque le bras de lecture n'est pas en position repos



Fig. 10. — Encointe Siare 3 voies C3X

dans le secteur Radio TV, ou une compétition met aux prises tous les fabricants de semi-conducteurs.

Nous ne pouvons citer les firmes fabriquant des appareils de mesure, et nous énumérons les stands visités sans respecter d'ordre établi.

SESCOSEM

Une famille de Darlington complémentaires intégrés à usage économique et industriel a été développée. En boîtier TO3, la série industrielle couvre de 90 W à 150 W pour des tensions de 60 à 80 V (5-10 A). En boîtier TO220AB, la puissance est de 50 à 70 W pour des tensions et courants de 60 à 80 V et 5 à 10 A.

De nouveaux circuits protégés pour alimentations monolithiques sont mises sur le marché, ainsi que des thyristors rapides haute tension et des circuits intégrés régulateurs de vitesse pour moteurs à courant continu.

JEANRENAUD

Les commutateurs à poussoirs TJ utilisent un nouveau type de contact autorisant une durée de vie garantie de 25 000 manœuvres (durée maximale 10^5) grâce à leur revêtement argent ou or cobalt. De plus, les connexions sont à souder, à cosses ou à implantation sur circuit imprimé, et toutes les combinaisons de verrouillage sont possibles. Pouvoir de coupure maxima, 5 A sous 250 V.

INFRA

A côté de ses transformateurs et filtres, cette société présente une nouvelle gamme de sous-ensembles prêts à être utilisés : tuner FM, tuners VHF, platines FI, décodeurs stéréo, alimentations stabilisées, blocs d'accord HF pour 2 à 5 gammes AM.

GENERAL INSTRUMENT

Dans la gamme des circuits MOS nous citerons la commercialisation de la pastille MOS comportant tous les circuits nécessaires à la réalisation des quatre opérations avec affichage du résultat jusqu'à huit chiffres significatifs, pour une dissipation de 150 mW. Ce circuit est présenté en Dual-in-line 24 points.

3 W a 300 MHz, les thyristors à disques pour ventilation forcée, les pots ferrite avec réglage de la valeur à $\pm 50\%$...

SEEM

Différents boîtiers contenant des relais reed, du format miniature ou subminiature à performances élevées sont présentés, ainsi que des profilés permettant des constructions modulaires de racks, et la plus belle collection de dissipateurs pour semi-conducteurs de tout genre et de toutes puissances. Plus de 500 types différents en catalogue!

GTE VIDEON

Cette firme offre des blocs de déviation pour téléviseurs couleur à tubes de 110° en selle pour gros col, toroidal pour petit col. Il semble que la position de cette firme soit sage car les deux formules ont des partisans et il est nécessaire, bien que la technique en soit différente, d'approvisionner les deux tendances. A côté des blocs, une série de tuners et de sélecteurs adaptés aux techniques de télédistribution est proposée.

TEKELEC

Un petit dispositif destiné à contrôler le temps de fonctionnement d'une platine tournante pour l'échange du diamant est exposé. Un petit boîtier comporte une pile au mercure, un relai reed qui colle lorsque le bras de lecture n'est pas au repos, et un intégrateur chimique. La lecture est réalisée par une bulle colorée se déplaçant devant une échelle graduée de 0 à 1 000 H. Le déplacement de cette bulle est directement proportionnelle au temps de passage d'un courant connu. Lorsque la bulle atteint l'extrémité de l'échelle, il suffit d'ouvrir le boîtier, de retourner le tube intégrateur, et de faire coïncider le 0 de l'échelle avec la bulle pour reprendre un nouveau cycle de 1 000 H.

PLESSEY

Baucoup de nouveautés sur ce stand, dans tous les domaines, relais, circuits intégrés, blocs de décoration pour tube 110° col large, connecteurs grand public, mémoires.

SECRÉ

Cette firme produit toute une gamme de filtres réseau, en mono, bi ou triphasé, assurant une protection sur une très large gamme de fréquences, 10 kHz à 1 000 MHz. L'affaiblissement des parasites atteint 50 dB de 10 à 100 kHz, 100 dB de 100 kHz à 1 000 MHz. Différentes présentations sont proposées, selon les débits assurés, de 1 à 40 A sous 110-220 V, 50-400 Hz.

3M

L'une des intéressantes décisions de cette firme est de mettre à la disposition des amateurs les bandes magnétiques professionnelles faible bruit Scotch 206 et 207 sur des bobines de 180 mm de diamètre. Les avantages sont un meilleur rapport signal/bruit, un niveau de sortie augmenté de 50% par rapport aux types classiques bas bruit, un gain en dynamique de 3 dB, et une meilleure réponse vers les hautes fréquences.

AMTRON

Cette société dont les kits sont bien connus de nos lecteurs enrichit sa gamme de modules amplificateurs stéréo de 2×20 W et quadri stéréo de 4×20 W, ainsi que d'une alimentation compacte 0 à 50 V, 2,5 A réglée en tension et en courant.

STOLLE

A côté des antennes TV, FM et des amplificateurs distributeurs, Stolle a créé un préamplificateur d'antenne pour autoradio. L'amplificateur est logé dans un petit boîtier incorporé à une courte antenne télescopique à deux éléments. Les circuits sont composés de trois étages, le fonctionnement est assuré en PO-GO-FM. Nous décrivons d'une manière détaillée cette antenne électronique dans un prochain numéro.

ITT SEMI-CONDUCTEURS

Les amateurs seront intéressés par les circuits intégrés MOS, SAH190 pour orgues électroniques permettant de sortir les douze sons d'une octave à partir d'un signal d'horloge, par le circuit intégré pour compte-tours SAY115, par l'amplificateur intégré BF de 5 W, TBA800, et le quadruple oscillateur TCA430N pour orgues électroniques.

MERLAUD

A côté des fabrications destinées aux amateurs de Hi-Fi, cette société produit des matériels de sonorisation professionnelle, tel l'AMSS120 de 120 W eff., les modules préamplificateurs de voies, les unités de réverbération URM1.

FILM ET RADIO

Une nouvelle gamme de microphones est présentée, de la firme Unisonid, qui comprend des séries dynamiques, à condensateurs uni ou omnidirectionnels, présentant des performances intéressantes en sensibilité et courbe de réponse. Certains modèles comportent leur préamplificateur incorporé, dont l'alimentation est assurée par pile.

FAURIS

Firme lyonnaise qui se spécialise dans la sonorisation, Fauris présentait une gamme d'amplificateurs mono ou stéréo dont la puissance s'échelonne de 25 à 100 W, des blocs de puissance, préamplificateurs. Tous les amplificateurs ont leurs entrées mélangeables.

HIRSCHMANN

Outre les accessoires de connexion, pinces, grip fils, un petit plateau destiné à l'étude de circuits est présenté! Il permet de recevoir une quantité importante de composants qu'il suffit d'enficher dans des trous comportant un blocage élastique assurant une faible résistance de contact. Les raccordements vers l'extérieur sont assurés par 4 douilles au standard 4 mm. Des câbles permettent le raccordement direct de n'importe quel point à un appareil de mesure extérieur, et des supports pour circuits intégrés de tous boîtiers peuvent être installés.

BARTHE

Présentation de la chaîne stéréo compact Rotofluid, composée d'une platine SP Rotofluid, d'un amplificateur 2×20 W eff. et d'une paire d'enceintes. La bande passante des amplificateurs est de 30-18 000 Hz pour un taux de distorsion harmonique inférieur à 0,3%.

DERI

La très large gamme de transformateurs n'a subi que des modifications mineures en présentation, elle comporte maintenant plus de diversité dans la série sécurité, et à l'usage, le système d'identification par collage d'étiquettes de couleur s'avère très pratique.

SADITEL TONNA

A côté de la série d'antennes FM et TV, une antenne nouvelle pour les OM est née, une 9 éléments 435 MHz qui s'est trouvée présentée sur le stand du REF.

BOUYER

Le haut-parleur à chambre de compression canon AS10 est maintenant largement commercialisé. Ce haut-parleur est l'un des très rares appareils à pouvoir supporter en régime continu 200 W eff., le rêve de tout orchestre.

PERENA

Ce constructeur présente une collection de câbles surmoulés avec connecteurs pour l'utilisation en Hi-Fi, au standard DIN ou CINCH, dans toutes les configurations : mâle-mâle, mâle-femelle, femelle-femelle, mixtes DIN-CINCH.

NEOPHONE

Le département sonorisation et Hi-Fi de cette société ne le cède en rien à la division téléphonie. Les amplificateurs de puissance sont de qualité professionnelle, la gamme couvre de 10 à 160 W eff., avec uniformisation de la bande passante sur tous les types, de 40 Hz à 15 kHz, ± 1 dB. Ces appareils sont conçus sous forme modulaire enfichable sur rack ou en coffret.

LEM

En plus des microphones et casques, LEM distribue des têtes magnétiques mono et stéréo 2 ou 4 pistes en lecture enregistré, et effacement. Leur niveau de sortie est élevé, la polarisation est prévue avec une fréquence de 80 kHz.

SIARE

L'enceinte C3X 3 éléments est destinée à fonctionner sous 30 W nominal. Son impédance est de 4 à 8 Ω , la bande passante s'étend de 30 à 22 000 Hz. L'enceinte est équipée d'un haut-parleur spécial grave, d'un haut-parleur médium à champ magnétique intense, et d'un tweeter à haut rendement.

MOTOROLA

Bien que la logique MECL 10000 tienne la vedette, notre intérêt se porte sur les Darlington de puissance dont la gamme a été encore élargie et dont certains types ont un V_{CE0} de 300 V et un IC de 7 A. Ces circuits sont disponibles en boîtier métal T03, T066 ou en boîtier plastique.

RTC

A côté des circuits intégrés destinés à l'usage professionnel, on note la présentation d'un circuit intégré destiné à la FM, le TCA420 remplissant les fonctions suivantes : amplification FI à 4 étages, démodulateur à coïncidence, circuit de commande pour l'indication d'accord et commutation mono-stéréo, avec alimentation stabilisée. Un double amplificateur opérationnel, le TCA490 permet l'exploitation de signaux stéréo dans les utilisations professionnelles, avec un niveau de bruit très faible ramené à l'entrée.

Pour l'émission, les transistors BLW60 permettent d'obtenir en BLU 30 W PEP à 28 MHz sous 12,5 V alimentation, ce qui autorise l'obtention de 100 W PEP en utilisant quatre transistors sous cette tension en mobile avec un encombrement réduit.

Les appareils de mesure n'étaient pas présentés à ce salon mais à Mesucora qui se tenait au Palais de la Défense du 11 au 18 avril.

J.B.

TECHNIQUES ÉTRANGÈRES

MODULATEUR POUR ESSAIS DE RECEPTEURS AM

EN général on effectue les essais et les vérifications des radiorécepteurs à modulation d'amplitude, à l'aide d'un générateur haute fréquence pouvant être modulé par un générateur BF incorporé en extérieur.

Le dispositif de modulation est une des parties les plus délicates des montages générateurs et détermine dans une grande mesure leur qualité.

Les techniciens peuvent utiliser des générateurs HF non modulés et des générateurs de signaux BF de toutes sortes : oscillateurs de signaux de formes diverses, tourne-disques avec pick-up et préamplificateur, magnétophones et des sorties BF de radiorécepteurs AM ou FM ou son TV. Avec le montage qui sera décrit ci-après on pourra, à l'aide de signaux HF et BF appliqués à ses entrées, obtenir à la sortie un signal HF modulé qui sera excellent pour les essais des radiorécepteurs à modulation d'amplitude pour grand public ou professionnels.

Ce montage a été proposé par **M. J. Salvan**, de la société Sony Corp. of America, Long Island City N. Y. (U.S.A.) et décrit dans Electronics du 15 février 1973, page 104.

AVANTAGE DU MODULATEUR AM

Actuellement, même en modulation d'amplitude, on exige la haute fidélité, limitée, bien entendu, aux possibilités des transmissions dans ce procédé de modulation. A noter, par exemple que pour les émissions « grand public », la bande passante est limitée vers les fréquences « élevées » de la BF mais la distorsion peut très bien être réduite comme dans le cas de la FM. De plus, il existe des émissions AM à haute fidélité, par exemple celles de son-TV.

Grâce au modulateur AM proposé par M. J. Salvan, la distorsion sera très réduite, inférieure à 0,15 % et il sera alors possible d'effectuer des mesures de distorsion de précision. Ce modulateur sera associé à un ensemble d'autres appareils de mesure, de qualité supérieure, indiqués à la figure 1. De gauche à droite : le générateur HF fournissant des signaux haute fréquence purs (non modulés) sinusoïdaux, dans les deux gammes 190 à 2300 kHz et 320 à 1300 kHz ; le générateur BF avec signaux entre 10 Hz et 20 kHz. Les sorties de ces générateurs sont connectées aux entrées correspondantes du modulateur, objet de la présente analyse.

Ce modulateur nécessite une boîte d'alimentation fournissant une tension de 30 V dont les pôles sont + V et - V.

A la sortie du modulateur on branchera un atténuateur à décades de grande précision. Le signal HF modulé sera alors disponible à la sortie de l'atténuateur.

LE SCHEMA DU MODULATEUR

Il est représenté à la figure 2. L'encadrement rectangulaire de ce schéma, représente le compartiment métallique, dans lequel sera monté le modulateur seul, à l'exclusion des autres appareils indiqués à la figure 1.

Ce blindage sera intégral en ne laissant que les bornes suivantes

de branchement : B₁, entrée coaxiale du signal HF, B₂, entrée coaxiale du signal BF, B₃, sortie coaxiale, à haute impédance du signal HF modulé, B₄, sortie coaxiale du signal HF modulé, + V et - V, bornes isolées de la masse, de branchement aux points + V et - V de l'alimentation de 30 V, M à brancher entre la masse du modulateur et celle de l'alimentation, cette masse étant dans l'alimentation, distincte de + V et - V.

On remarquera que les bornes coaxiales B₁ à B₄ permettront le branchement des masses des appareils auxiliaires, à celle du modulateur, par leurs parties extérieures. Cette question de blindage et de masses est importante dans un appareil de mesure

Fig. 1

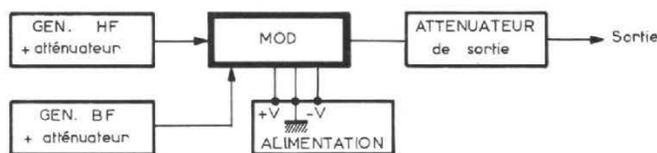
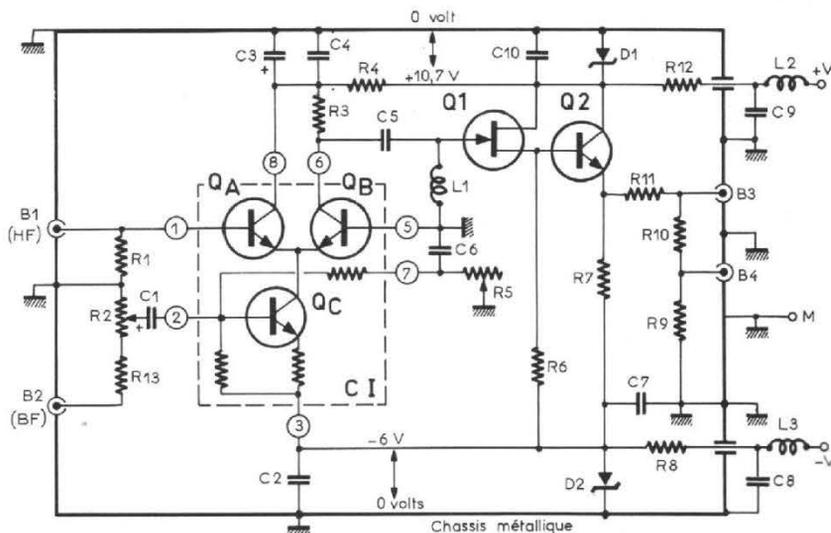


Fig. 2



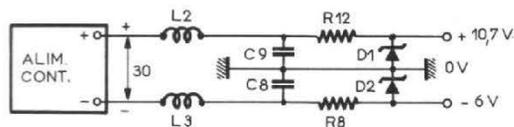


Fig. 3

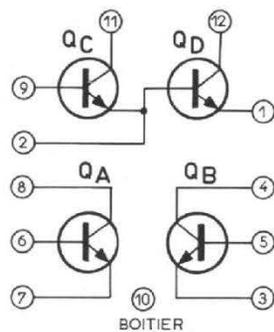


Fig. 4 et SUBSTRAT

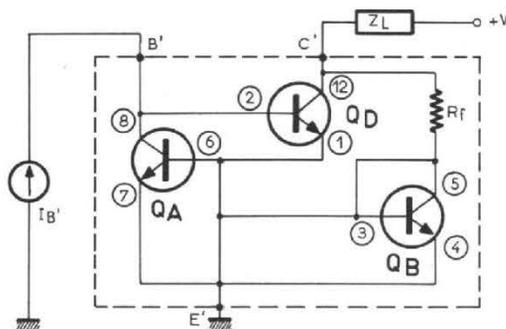


Fig. 5

Fig. 6

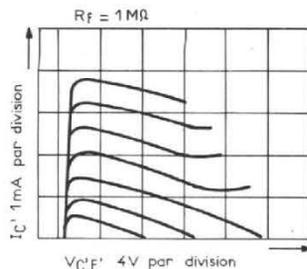
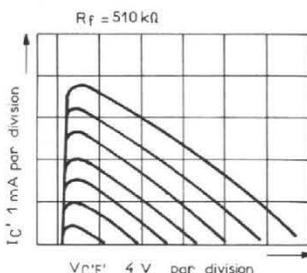


Fig. 7



sérieux et il faut la traiter convenablement pour que l'appareil soit précis et ne présente pas des pertes.

A l'intérieur du contour rectangulaire représentant la masse, on trouve tous les composants du modulateur, les résistances, les capacités, la bobine d'arrêt, un circuit intégré, deux transistors et deux diodes zener.

Commençons par l'entrée HF à borne B₁. Le signal HF non modulé doit avoir une amplitude de 30 à 50 mV efficaces. Cette valeur y sera réglée avec l'atténuateur de sortie du générateur HF de signaux non modulés (voir Fig. 1).

Ce signal est appliqué au point de terminaison 1 du circuit intégré CA3028 de la RCA dont le schéma intérieur est indiqué dans le rectangle pointillé.

Ce CI comprend un étage différentiel de deux transistors et un transistor en série avec les émetteurs des deux autres transistors pouvant servir également de transistor d'entrée dans un montage cascode.

Le signal HF parvient à la base de Q_A point 1. La sortie au point 8, collecteur de Q_A, est « mise à la masse » par le condensateur de découplage C₃, le signal de Q_A étant transmis de son émetteur à celui de Q_B. Ce transistor est en montage base commune et sa sortie est sur le collecteur, point 6 du CI.

Considérons maintenant l'entrée B₂ du signal BF. Ce signal est transmis par R₁₃, le potentiomètre R₂ servant d'atténuateur du signal BF et le condensateur C₁, à la base du transistor Q_C du CI. Grâce à Q_C, le signal BF est introduit dans le signal HF qu'il module en amplitude.

La modulation s'effectue de la manière suivante : le signal BF fait varier la polarisation de la base, donc il y a également variation du courant du collecteur de Q_C et des émetteurs de Q_A et Q_B, cette variation agit sur le gain de l'étage différentiel Q_A - Q_B donc sur l'amplitude du signal HF transmis par cet étage différentiel. Le signal HF modulé apparaît par conséquent sur R₃ et il est transmis par C₅ et la bobine d'arrêt L₁, à la grille (ou gate ou porte) du transistor à effet de champ Q₁.

Celui-ci est monté en drain commun, avec découplage effectué par C₁₀. Le signal est transmis de la source de Q₁ à la base de Q₂, un transistor bipolaire NPN monté en collecteur commun, cette électrode étant également découplée par C₁₀.

L'émetteur de Q₂ est polarisé positivement par rapport à la masse, grâce à R₇. De l'émetteur de ce transistor, le signal HF modulé est transmis par R₁₁ à la sortie B₃ à haute impédance. Avec le diviseur de tension, R₁₀ - R₉ on réalise un adaptateur pour créer une sortie à basse impédance à la borne B₄.

ALIMENTATION

L'alimentation est réalisée comme suit : le + de la source de 30 V, désigné par + V est appliqué à R₁₂ par l'intermédiaire d'un filtre passe-bas, autrement dit une cellule de filtrage composée de L₂ et C₉, extérieurs au boîtier du modulateur.

Il faut que la tension aux bornes de D₁, soit stabilisée à 10,7 V ce qui s'obtient avec une diode zener appropriée à cette valeur (à ± 5% près). Dans ces conditions le drain de Q₁ et

collecteur de Q₂ seront à + 10,7 V par rapport à la masse. C'est à partir de cette tension que sont alimentés les collecteurs des transistors Q_A et Q_B du circuit intégré.

Considérons ensuite le point - V qui est le pôle - de l'alimentation de 30 V dont le + est + V.

Un filtre comme celui du point + V est disposé entre - V et R₈ qui transmet cette tension à la diode zener D₂. Celle-ci est du type 6 V (à ± 5%). De ce fait, la ligne reliée au point 3 du circuit intégré et à C₇, est à - 6 V par rapport à la masse. La masse se trouve donc à cheval sur les tensions de - 6 V et + 10,7 V ce qui correspond à une tension d'alimentation utile totale de 10,7 + 6 = 16,7 V, le reste de la tension étant les chutes de tension dans R₁₂ et R₈.

La figure 3 résume ce procédé de créer une tension négative en disposant une résistance R₈ entre le - et la masse.

VALEUR DES ELEMENTS

Bornes coaxiales à fixer sur le boîtier métallique : B₁, B₂ et B₄ de 75 Ω ou 50 Ω, B₃ coaxiale 1 000 Ω. Résistances : R₁ : 50 Ω ou 75 Ω, R₂ = 300 Ω potentiomètre, R₃ = 3,9 kΩ, R₄ = 120 Ω, R₅ = 5 kΩ potentiomètre, R₆ = 2,7 kΩ, R₇ = 680 Ω, R₈ = 330 Ω 1 W, R₉ = 82 Ω, R₁₀ = 1 kΩ, R₁₁ = 68 Ω, R₁₂ = 330 Ω 1 W, R₁₃ = 4,3 kΩ.

Résistances de 0,5 W sauf R₈ et R₁₂, tolérance de ± 5% pour R₁, R₃, R₁₀, R₁₁; ± 10% pour les autres; condensateurs : C₁ = 100 μF 6 V, C₂ = 0,1 μF, C₃ = 100 μF 16 V, C₄ = 50 nF, C₅ = 33 nF, C₆ = 50 nF, C₇ = 50 nF, C₈ = 2 μF, C₉ = 2 μF,

C₁₀ = 50 nF, L₁ = bobine d'arrêt de 5 mH (par exemple deux bobines d'accord GO en série). Circuit intégré CA3028 RCA, Q₁ = 2N5246 Texas, Q₂ = 2N3704 Texas. Diodes zener à adopter des types ayant les tensions indiquées, alimentation de 30 V sous 1 W c'est-à-dire 0,033 A ou 33 mA.

FUNCTIONNEMENT

Pour utiliser ce montage, il faut réaliser l'ensemble de la figure 1 constituant un générateur HF modulé en amplitude. Il faudra, par conséquent, disposer des appareils de mesure indiqués, en plus du modulateur. De la qualité de chaque appareil dépendra celle de l'ensemble. Le signal de sortie de l'ensemble sera celui de sortie de l'atténuateur. Ce dernier sera à décades mais il ne nécessitera pas de réglage continu de la tension de sortie, ce réglage pouvant être fait avec celui du générateur HF d'entrée.

Les deux sorties, 75 Ω et 1 000 Ω environ, sont utilisables comme suit : celle de 75 Ω ira à l'atténuateur mais celui-ci devra être de 75 Ω également. La sortie 1 000 Ω pourra être branchée, en vue de certaines mesures, à un détecteur à diode qui restituera à sa sortie le signal BF primitif.

A noter que la sortie 75 Ω peut être ramenée à 50 Ω en remplaçant la résistance de 82 Ω par une résistance plus faible de 60 Ω environ. Dans ce cas, l'atténuateur à bonds, sera de 50 Ω, plus facile à trouver dans la collection des appareils de mesure d'un laboratoire sérieux.

Selon la valeur de la tension BF appliquée à B₂, la profondeur de la modulation sera comprise entre zéro et 100%.

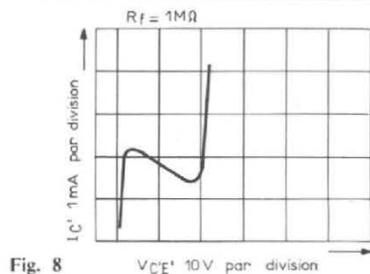


Fig. 8

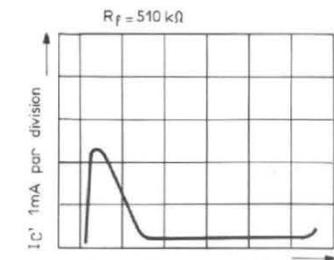


Fig. 9

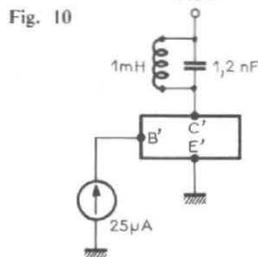


Fig. 10

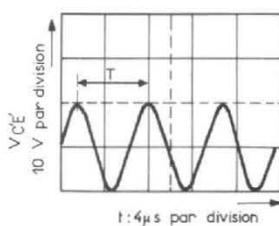


Fig. 11

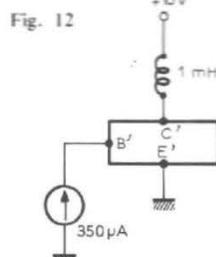


Fig. 12

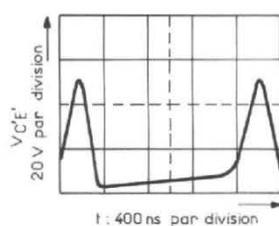


Fig. 13

Voici quelques réglages de mise au point à effectuer avec R_2 , R_5 et R_{10} . Ces réglages nécessiteront l'emploi d'un oscilloscope afin de pouvoir examiner la forme du signal de sortie. Régler d'abord R_6 pour obtenir une modulation de 100% avec deux enveloppes identiques et le minimum de distorsion, donc sans écrêtage des sommets.

Appliquer ensuite une tension de 5 V efficaces à l'entrée BF, B_2 , à 1 000 Hz, et régler R_5 pour que la modulation d'amplitude soit de 50% (cela se voit sur l'oscillogramme).

Sélectionner une valeur exacte de R_{10} (1 kΩ valeur nominale) permettant un gain de zéro décibel du modulateur. Un gain de zéro décibel signifie un rapport 1 entre la tension HF de sortie et celle HF d'entrée. Il s'agit de la tension de sortie à la borne B_4 et avec des impédances égales (50 ou 75 Ω) aux deux terminaisons B_1 et B_4 . Le circuit intégré CA3028 nécessite une tension BF de 400 mV efficaces environ, pour une modulation de 100%. La tension de 400 mV est celle entre le curseur de R_2 et la masse. On remarquera la forte valeur de R_{13} (4,3 kΩ) par rapport à celle de R_2 (300 Ω), ce qui implique une tension BF élevée sur la borne B_2 . Au cas où le générateur BF fournit une tension de sortie plus basse, diminuer R_{13} . Le potentiomètre de 300 Ω, R_2 , peut être étalonné pour indiquer le pourcentage de modulation.

Avec 50 mV efficace HF à la borne B_1 , on obtient 10% de modulation par volt efficace BF en B_2 . Si la modulation est de 30% à 400 Hz, la distorsion harmonique totale est de 0,11% seulement, avec 50 mV en B_1 et un signal HF à 1 MHz.

Passons maintenant à la description d'un autre montage. Il

s'agit d'un générateur sinusoïdal utilisant un circuit intégré et donnant également des signaux à impulsions.

GENERATEUR A RESISTANCE NEGATIVE

Tout comme le montage précédent, ce générateur a été décrit dans Electronics du 15 février 1973, page 102. Il est dû à S.E. Bigbie de la IBM, à Boca Raton Fla (U.S.A.). Le circuit intégré utilisé est le RCA type CA3018, que nos lecteurs connaissent bien car on a décrit dans notre revue, des applications de ce CI.

Voici d'abord à la figure 4 le schéma du circuit intégré CA3018 avec ses points de terminaison. Dans ce CI on trouve 4 transistors NPN que nous désignerons par Q_A , Q_B , Q_C et Q_D . Les transistors Q_A et Q_B sont à terminaisons indépendantes et accessibles : 8, 6 et 7 pour Q_A , 3, 4, 5 pour Q_B . L'émetteur de Q_C est relié à la base de Q_D . Dans le montage de Bigbie, le transistor Q_C à terminaison 9, 11 et 2 n'est pas utilisé. Q_D est alors accessible indépendamment de Q_A et Q_B , aux terminaisons 2, 11 et 1. En reliant ensemble les points de terminaison comme on l'indique sur la figure 5, on obtient une sortie de semi-conducteur composite équivalent à un transistor qui aurait comme électrodes la base B' , l'émetteur E' et le collecteur C' .

Pour obtenir ce résultat on a relié ensemble les points suivants : 8 et 2 ; 6, 3 et 5 par R_f à 12 ; 7, 1 et 4. Ce montage comprend « le transistor » $B' E' C'$, une source de courant polarisant la « base » B' et, entre « collecteur » C' et le + alimentation, un circuit dipôle Z_L dont la composition dépend de l'application recherchée.

En ce qui concerne l'alimentation, elle est de l'ordre de 10 V, avec le + à Z_L et le - à l'émetteur E' .

FONCTIONNEMENT DU GENERATEUR

La combinaison des trois transistors, équivalente au « transistor » $B' E' C'$ possède une caractéristique courant à tension qui varie avec la résistance de réaction R_f mais ne varie pas avec la fréquence. Lorsque le circuit est commandé par une source de courant et chargé par un réseau LC, le générateur fonctionne comme oscillateur auto-commandé sinusoïdal. Il peut être utilisé également pour fonctionner comme monostable, bistable ou astable en vue de créer des impulsions, ou encore pour des réseaux de stabilisation ou de commutation.

Le maximum de courant de collecteur de Q_D dépend du niveau du courant de polarisation utilisable sur la base. La résistance de réaction R_f réalise un convertisseur tension à courant qui fait décroître la commande de base de Q_D lorsque la tension de collecteur C' augmente.

La résistance négative apparaît sur le collecteur de Q_D à des fréquences depuis zéro (continu) jusqu'à plusieurs mégahertz. La limitation vers les fréquences élevées est déterminée par la caractéristique de réponse de Q_D et du convertisseur de tension à courant. Le générateur est en fait un transistor $B' E' C'$. Une source de courant polarise la base de Q_D (point 2) tandis que R_f détermine le taux de réaction vers la base de ce même transistor Q_D . Comme Q_A et Q_B sont appariés et leurs bases étant connectées ensemble, les courants de leurs collecteurs sont presque égaux.

Lorsque le courant appliqué à la base de Q_D augmente, la chute de tension dans la charge Z_L augmente également ce qui fait diminuer la tension du collecteur de ce transistor.

Grâce à cette baisse de tension du collecteur de Q_D , les courants des collecteurs de Q_A et Q_B diminuent également. Le courant réduit de collecteur de Q_A indique une impédance augmentée sur la base de Q_D . De même si le courant de base de Q_D décroît, le courant de collecteur de Q_A sera réduit. Voici des oscillogrammes montrant les caractéristiques de fonctionnement du circuit, pour deux valeurs différentes de R_f , en haut (Fig. 6 et 8) $R_f = 1 M\Omega$; en bas (Fig. 7 et 9) $R_f = 510 k\Omega$.

Figure 6 : en ordonnées le courant de collecteur $I_{C'}$, du transistor composé, en fonction de $V_{C'E'}$, tension entre C' et E' , en abscisses. Echelles indiquées sur la figure. Le courant I_B est le paramètre correspondant aux courbes, avec variation de 5 μA de courbe à courbe.

Figure 7 : courbes analogues avec $R_f = 510 k\Omega$.

Figure 8 : caractéristique fixe de $I_{C'}$, en fonction de $V_{C'E'}$ avec $I_{BT} = 20 \mu A$ et $R_f = 1 M\Omega$.

Figure 9 : comme figure 8 mais avec $R_f = 510 k\Omega$. On voit que la caractéristique de résistance négative possède une pente plus inclinée si R_f est plus faible.

Passons aux montages pratiques des figures 10 et 12. Celui de la figure 10 comporte une impédance Z_L constituée par un circuit accordé LC parallèle, avec $L = 1 mH$ et $C = 1,2 nF$. On obtient alors un signal sinusoïdal, indiqué à la figure 11, entre le collecteur C' et l'émetteur E' . La fréquence f de ce signal est donnée par la formule de Thomson appliquée à 1 mH et 1,2 nF, on a :

$$f = \frac{10^6}{6,28 \sqrt{1,2}} \text{ Hz}$$

ce qui donne tous calculs faits, $f = 14 400$ Hz environ. Sur la figure 11 on voit en effet que la période T est de 7 μs et l'inverse de 14 400 Hz est $T = 7 \mu s$ justement.

Des impulsions peuvent être obtenues avec le montage de la figure 12. Leur forme est donnée à la figure 13.

La capacité d'accord est supprimée mais subsistent des faibles capacités parasites. Sur la figure 13 on relève une période $T = 1 600$ ns environ ce qui correspond à une fréquence $f = 600$ kHz environ.

Pour obtenir des impulsions on a augmenté le courant de commande de B' jusqu'à 350 μA . Dans les deux montages, l'alimentation est de 10 V. Le montage de la figure 12 est celui d'un générateur astable, autrement dit il est auto-oscillant.

TUNER-AMPLIFICATEUR MARANTZ 2220



LE tuner-amplificateur Marantz 2220 fait partie de toute une gamme d'appareils parmi lesquels nous pouvons citer les modèles 29, 2230, 2245, 2270 et 19. N'offrant les années passées que des appareils d'un prix très élevé, Marantz était très envié mais bien souvent inaccessible à certains mélomanes appréciant les belles reproductions sonores mais disposant d'un budget modeste ; c'est pourquoi cette firme américaine, a étendu sa gamme de façon sensible en créant une nouvelle série d'amplificateurs et d'amplifituners dont les performances sont dignes des modèles connus.

Quant au dilemme des modèles japonais ou américains, disons tout de suite que le fait de fabriquer des appareils au Japon plutôt qu'aux U.S.A., n'a pas altéré la qualité et la fiabilité de Marantz ; cette initiative permet seulement de vendre à meilleur prix. Ceci est à mettre en parallèle avec les constructeurs allemands d'appareils photo, tel Rolleiflex qui baisse ses prix, de 25 à 30 %, grâce à ses nouvelles usines de Singapour, la qualité, elle, ne variant pas !

PRESENTATION

L'aspect extérieur du tuner-amplificateur 2220 est très américain ; la conception technique l'est également puisque nous remarquons que cet appareil ne comporte pas de grandes ondes. Le panneau avant du 2220, en aluminium brossé regroupe les commandes suivantes :

- La prise de casque marquée « stereophones ».
- Le **sélecteur d'entrées** commutant les sources suivantes :
 - a) PU magnétique (phono).
 - b) FM.
 - c) AM.
 - d) Auxiliaire.
- La commande **Tape Monitor**.
- La commutation **mono-stéréo**.
- Le filtre **passé-haut** (Hi filter).
- Le filtre **passé-bas** (Low filter).
- Le circuit **Loudness**.
- Le circuit de **silence** entre les stations FM (muting).
- Les commandes de **tonalité graves et aigus**.
- Les réglages de **volume** et de **balance**.
- La commutation de **2 pavés d'enceintes**.

- La commande de mise sous tension.

- La **recherche gyroskopique** des stations.

- Le **galvanomètre** indicateur d'accord.

Le panneau arrière regroupe les prises suivantes :

- **L'entrée PU magnétique.** L'impédance de charge recommandée est de 47 k Ω et convient donc parfaitement à tous les types de cellules magnétiques disponibles sur le marché : Shure, ADC, Ortofon, Excel-Sound, etc.

- **L'entrée auxiliaire** permettant le branchement de modulations BF à haut niveau. Parmi ces sources, citons une platine dotée de ses préamplificateurs corrigés RIAA, la détection TV, un lecteur de cassettes, un récepteur OC...

- **L'entrée « magnétophone »** (Tape in). Les deux entrées Tape in servent à deux fins :

1^o Le sélecteur d'entrée placé sur Tape, il est possible d'écouter les modulations BF issues d'un magnétophone placé en position lecture.

2^o Le sélecteur d'entrées placée sur n'importe quelle position

(AM, FM, Phono, Auxiliaire) et le magnétophone en position enregistrement, il est possible de comparer la qualité de la lecture de la bande pendant cet enregistrement en relevant la touche monitor. Il est évident que l'on doit faire usage de magnétophones, à 3 têtes ; la partie électrique de l'appareil sera dotée de préamplificateurs séparés pour la lecture et l'enregistrement. Ainsi, les magnétophones Akai 4000 DS, Sony TC366-377, Revox A77... peuvent être utilisés directement avec l'amplificateur Marantz 2220.

- **La sortie magnétophone Tape Out.**

La sortie modulation du 2220 peut être reliée à l'entrée Ligne ou à l'entrée Radio d'un magnétophone permettant ainsi l'enregistrement de la source sélectionnée par le contacteur d'entrées. Le signal disponible aux deux prises de sortie BF (Tape Out) n'est pas affecté par les réglages de volume, de balance et de tonalité.

- **Les sorties de haut-parleurs.** Les bornes HP permettent

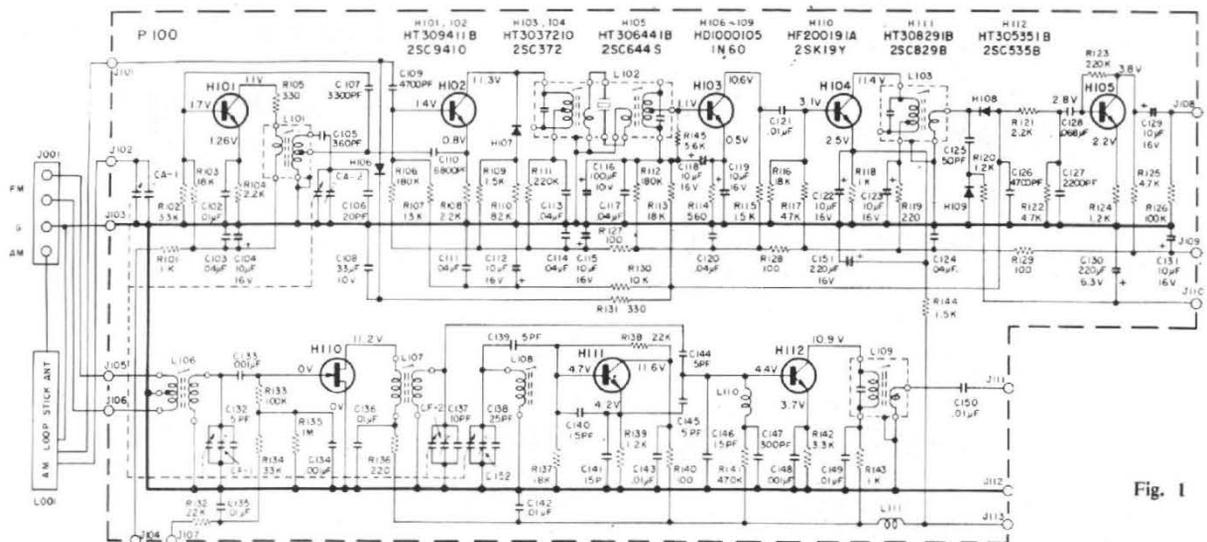


Fig. 1

le branchement à l'arrière du Marantz 2220 de 2 paires d'enceintes acoustiques d'impédances de 4 à 16 Ω. La touche « Main » sur le panneau avant sélectionne les deux enceintes principales ; la touche Remote met en service deux enceintes supplémentaires. Il est à noter que les deux paires d'enceintes peuvent fonctionner simultanément ou séparément. Des repères + et - permettent la mise en phase des deux enceintes.

— L'antenne FM.

La meilleure réception FM est obtenue par une antenne FM, du type Log-Periodic, montée sur un système de rotation de qualité. Pour éviter les parasites et les réceptions multiples, il est nécessaire d'utiliser pour les descentes d'antenne du câble coaxial 75 Ω ou du twin-lead 300 Ω. Cependant, pour des réceptions locales, une antenne intérieure peut donner une réception valable. A 30 km de Paris,

un dipôle à deux brins télescopiques donne une réception convenable sur une émission stéréophonique.

Le tuner ampli 2220 permet le branchement de deux types d'antennes : 75 ou 300 Ω.

Nous recommandons souvent d'utiliser des atténuateurs de 10 à 20 dB, ceci pour éviter toute intermodulation et toute réception multiple d'un même programme.

— L'antenne AM.

Une antenne ferrite placée à l'arrière du 2220 et orientable permet la réception des petites ondes. Cette antenne ferrite convient pour des réceptions locales mais si l'on désire capter des stations plus faibles et plus éloignées, une antenne connectée à la borne AM peut être exigée.

La borne « Ground » ou prise de terre peut atténuer le ronflement résiduel en particulier en PU magnétique.

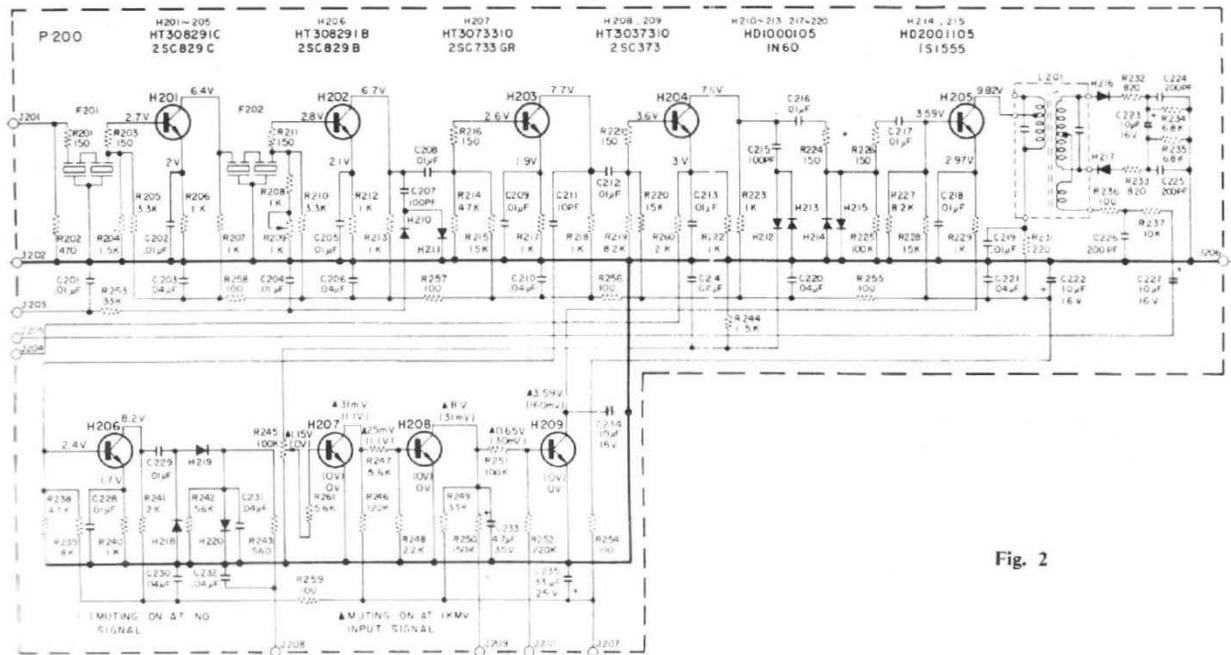


Fig. 2

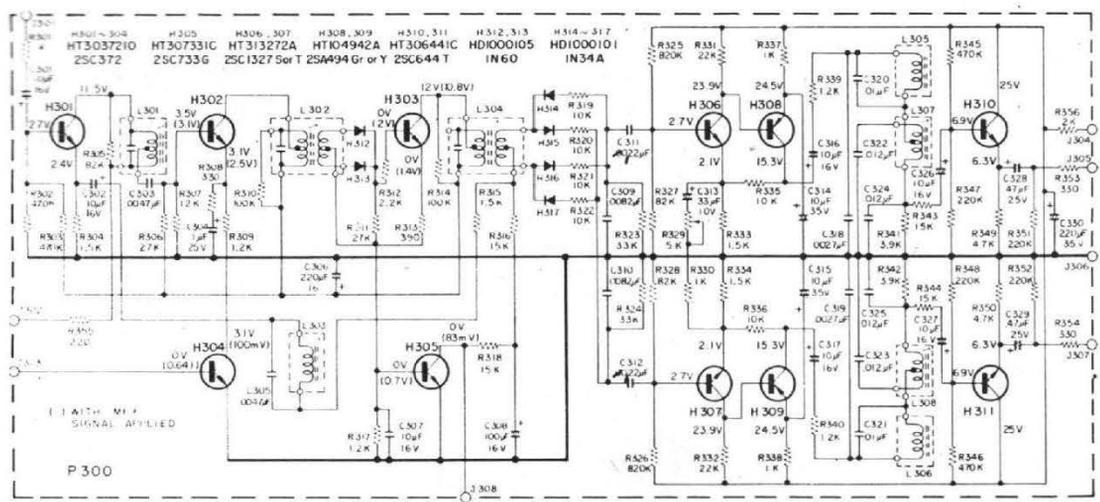


Fig. 3

— Le branchement secteur.

Selon le câblage du transformateur, l'appareil peut se brancher sur les secteurs suivants : 110, 120, 220, 240 V.

— Les prises secteurs, disponibles.

Nous trouvons deux prises secteurs, l'une commutée, l'autre ne l'étant pas. Ces deux prises permettent l'alimentation de la platine tourne-disques, du magnétophone...

Terminons la présentation en indiquant qu'un galvanomètre placé à gauche du cadran indique en AM et en FM l'amplitude du signal capté par l'antenne.

ETUDE DU SCHEMA

1. La section FM

Cette partie radio est celle qui nous intéresse le plus par la nature de ses performances, c'est-à-dire la sensibilité, la sélectivité, le rapport signal/bruit et la séparation des deux voies en stéréophonie.

Nous trouvons en tête de réception un transistor à effet de champ H₁₁₀ indispensable pour minimiser l'intermodulation et le souffle. Le transformateur d'antenne à point milieu (75/300 Ω) amène les signaux d'antenne sur le « gate » du FET monté ici en

source commune. Le transistor mélangeur est H₁₁₂ recevant sur sa base les signaux provenant de l'oscillateur séparé H₁₁₁. L'accord est obtenu par un condensateur variable à trois cages. Nous avons en effet :

- L'accord d'antenne CF1.
- L'accord de l'oscillateur CF2.
- L'accord du circuit de sortie L₁₀₇ de l'amplificateur HF H₁₁₀.

Il est à remarquer que Marantz s'abstient de monter un circuit de C.A.F. tant il est pris de précautions pour éliminer toute instabilité et dérive.

A la suite du mélangeur H₁₁₂ chargé par L₁₀₉ accordé sur la FI de 10,7 MHz. Le secondaire de L₁₀₉ attaque un filtre à quartz F₂₀₁. L'amplificateur FI est constitué de cinq transistors H₂₀₁ à H₂₀₅. Hormis le transformateur du détecteur de rapport L₂₀₁, il faut remarquer l'absence de tout circuit accordé FI. Ceux-ci sont remplacés par des filtres céramiques F₂₀₁ et F₂₀₂ dont la réponse en phase est linéaire. De plus, la courbe de réponse à des flancs plus abruptes qu'avec des transformateurs à bobinages classiques accordés.

Au niveau du collecteur de H₂₀₃ est prélevé une partie du si-

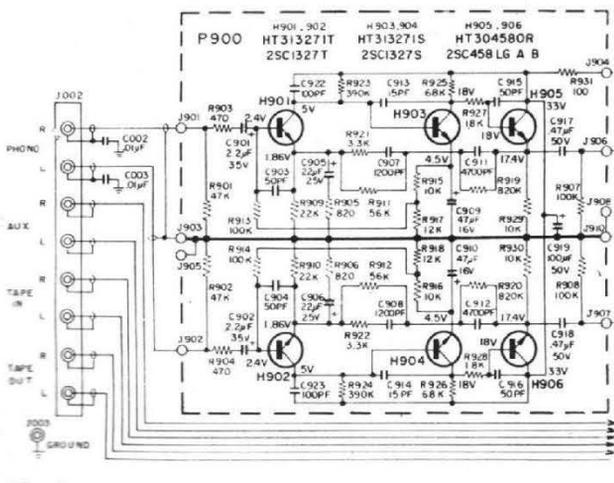


Fig. 4

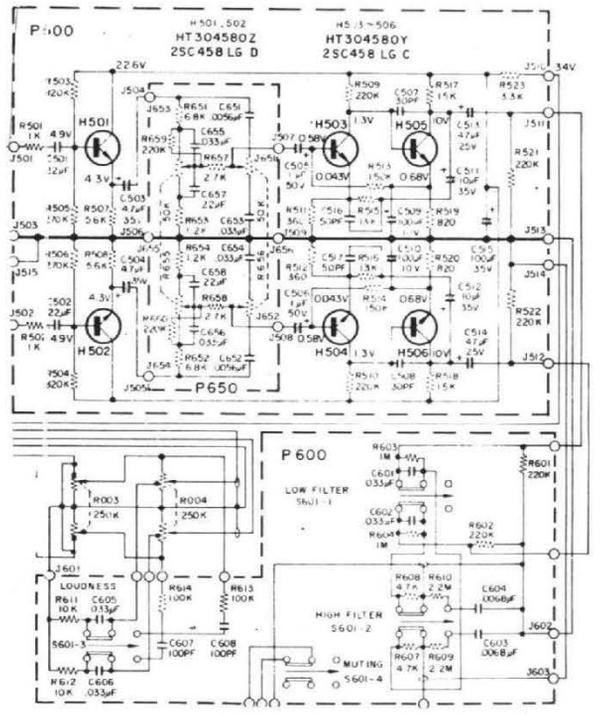


Fig. 5

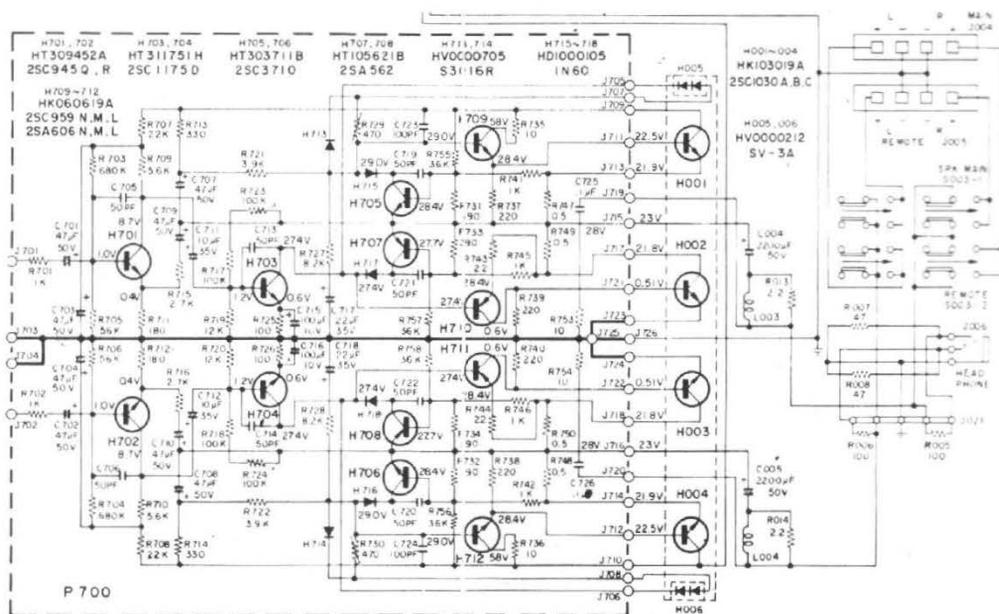


Fig. 6

gnal à 10,7 MHz par $C_{211}/10$ pF, laquelle amplifiée par H_{206} sert à actionner l'indicateur d'accord. La détection est assurée par H_{219} . Sur le collecteur de H_{204} , le signal FI est envoyé par C_{215} sur un système de détection constitué des deux diodes H_{212}/H_{213} . La composante continue issue de cette détection est dosée par R_{245} et amplifiée par H_{207} et H_{208} . Lorsque la tension est suffisante sur la base de H_{209} , celui-ci est saturé et conduit entre collecteur et émetteur, mettant ainsi à la masse la résistance d'émetteur de H_{205} ; ce dernier amplifié alors si la tension prélevée sur le collecteur de H_{204} est suffisante. Il s'agit donc d'un seuil de fonctionnement dosé par R_{245} , H_{209} conduisant (signal suffisant à l'antenne) ou ne conduisant pas (signal faible à l'antenne). Nous verrons également que le complexe $H_{207-208-209}$ permet le déclenchement en stéréophonie du décodeur grâce à H_{304} . Si le signal est faible, le décodeur reste en monophonie.

Sur le système de détection très classique, nous n'avons rien de particulier à signaler. Par l'intermédiaire du condensateur $C_{227}/10$ μ F, le signal BF multiplex attaque l'entrée du décodeur. Avant d'analyser celui-ci, signalons que la réponse en phase linéaire, la bande passante de 200 kHz, à flancs abrupts assure une distorsion minimum et une excellente séparation des deux voies. La courbe de réponse à flancs raides permet une réception parfaite de stations proches en fréquence.

Ce n'est pas hélas (pour l'instant) le cas en France !

Le décodeur se compose de quelque onze transistors et six diodes dont les fonctions sont expliquées comme suit : Le Transistor H_{301} amplifie le signal BF multiplex, lequel est séparé de la façon suivante ; le signal BF est prélevé sur l'émetteur aux bornes de R_{304} et le signal à 19 kHz est mis en évidence aux bornes de L_{301} . La fréquence de 19 kHz est amplifiée par H_{302} et doublée en fréquence par le système à diodes H_{312}/H_{313} . Le transformateur L_{304} reconstitue le 38 kHz tandis que la démodulation en anneau est assurée par quatre diodes H_{314} à H_{317} .

Un circuit anti-diaphonie constitué de transistors complémentaires H_{306}/H_{308} , est interposé entre la sortie du démodulateur et l'étage collecteur commun de sortie H_{310} . Entre H_{308} et H_{310} , sont interposés des filtres passe-bas à pente raide qui éliminent les signaux résiduels à 19 kHz et 38 kHz. Ces circuits sont constitués de L_{305} à L_{308} . Comme nous l'avons signalé plus haut, le transistor H_{304} , s'il est ou non saturé permet le fonctionnement en stéréophonie en mettant à la masse l'émetteur du transistor H_{302} .

La lampe indicatrice stéréophonique, actionnée par le transistor H_{305} (saturé ou bloqué par la tension fournie les diodes H_{312}/H_{313}) ne s'allume qu'en présence d'un signal stéréophonique suffisant ; dans le cas contraire, l'appareil reste en monophonie, le rapport signal sur bruit est amélioré.

2. La partie A.M.

Comme nous l'avons dit, le tuner-amplificateur « Marantz » ne peut recevoir que les « petites ondes » en AM, la gamme « grandes ondes » n'existant pas aux U.S.A. Cette section est constituée des étages suivants :

- H_{102} , changeur de fréquence recevant sur sa base les signaux provenant du cadre par $C_{109}/4,7$ nF et sur son émetteur, la tension d'oscillation locale par $C_{110}/6800$ pF.
- H_{101} , oscillateur local monté en couplage collecteur-base par un transformateur de liaison L_{101} .
- H_{103} et H_{104} , amplificateur FI. Un filtre à quartz jumelé avec L_{102} permet la sélectivité nécessaire.
- H_{108} , diode de détection AM, fournissant la tension de CAG.
- H_{109} , sert à l'alimentation du galvanomètre en composante continue.
- H_{105} , préamplificateur BF de sortie A.M.

3. La partie basse fréquence.

a) Le préamplificateur pour cellule magnétique.

Des signaux de quelques millivolts jusqu'à 100 mV peuvent attaquer l'entrée PU magnétique sans surcharge.

Sur une voie, le préamplificateur est composé des trois transistors $H_{901}-H_{903}$ et H_{905} . La contre-réaction, non commutée puisque le préamplificateur ne sert qu'à l'entrée phono, est

assurée par R_{921} , R_{911} , C_{907} , C_{111} placé entre l'émetteur du transistor d'entrée et celui de sortie, ceci pour des raisons de phase. L'impédance d'entrée est de 47 k Ω et est matérialisée par la résistance R_{910} . A la fréquence de 1000 Hz, le gain de ces étages préamplificateurs phono est de 40 dB, avec un respect des normes internationales RIAA à $\pm 0,5$ dB entre 20 Hz et 20 kHz.

b) Le correcteur de tonalité et les filtres.

Les signaux BF issus du potentiomètre ci-dessus ou des entrées à haut niveau tels magnétophone auxiliaire, radio sont envoyés après commutation sur les potentiomètres de balance et de volume R_{903} et R_{904} . Associé à une prise sur le potentiomètre de volume, nous trouvons le circuit de Loudness, qui relève à bas niveau les extrêmes graves et aigus donnant du relief sonore.

Les corrections placées en fonction linéaire, les filtres hors service, le volume au maximum, nous mesurons un gain de l'ordre de 35 dB entre une entrée haut niveau et la sortie HP (gain en tension).

L'attaque du correcteur se fait à basse impédance grâce à H_{501} monté en collecteur commun ; cette précaution permet des relevés et des affaiblissements pratiquement symétriques avec une amplitude correcte.

La sortie du correcteur attaque les filtres passe-haut et passe-bas (6 dB/octave) qui précèdent le module amplificateur de puissance P_{700} .

Au sujet du correcteur proprement dit signalons que le rôle de H_{503} et H_{505} est de compenser la perte de gain (≥ 15 dB) amenée par les circuits RC passifs bâtis autour de J_{653} et J_{651} , le gain de H_{501} étant égal à l'unité.

c) Le module amplificateur de puissance.

Chaque amplificateur de puissance comprend huit transistors dont deux de puissance (H_{001} à H_{004}). Nous nous bornerons à définir le rôle de chaque transistor et diode.

— H_{701} : Transistor d'entrée sur lequel est prise la contre-réaction générale.

— H_{703} : Transistor prédriver commandant la base de chacun des deux déphaseurs.

— H_{709} : Transistor déphaseur NPN.

— H_{710} : Transistor déphaseur PNP.

— H_{705}/H_{707} : Transistors constituant la protection électronique.

— H_{001}/H_{713} : Diodes de régulation du courant de repos en fonction de la température.

— H_{001}/H_{002} : Transistors de puissance.

La protection électronique consiste à dévier directement la modulation BF du collecteur de

H_{703} vers la charge en présence d'une surcharge. En effet, lorsqu'un ennui de ce genre survient, les transistors H_{705} et H_{707} conduisent reliant directement le point milieu du push-pull au collecteur de H_{703} .

Les signaux BF sont dirigés vers les enceintes acoustiques par un condensateur C_{004} de 2 200 μ F, valeur très élevée ne limitant guère la réponse de l'amplificateur aux fréquences basses (≤ 20 Hz).

— Distorsion par harmonique : $< 0,9\%$ (0,12 % mesuré !).

— Bande passante : 10 Hz à 50 000 Hz.

— Facteur d'amortissement : > 45 .

— Sensibilité d'entrée magnétique : 1,8 mV.

15 W sur 8 Ω ; TAPE : 18

— AUX. : 180 mV.

— Impédance d'entrée :

47 k Ω — TAPE : 100 k Ω .

AUX. : 100 k Ω .

— Séparation des deux voies : > 35 dB de 20 Hz à 20 kHz.

— Sensibilité FM utilisable : 3 μ V.

— Sélectivité : 50 dB.

— Rapport signal sur bruit en FM : — 60 dB pour 1 000 μ V.

— Distorsion harmonique FM : à 400 Hz et 100 % de modulation 0,4 %.

— Réponse en fréquence en FM : 50 Hz à 15 kHz ± 1 dB.

— Séparation du décodeur : 40 dB à 1 000 Hz.

— Suppression de la sous-porteuse : à 38 kHz : 60 dB.

— Dimensions : 430 x 130 x 355.

Henri LOUBAYERE.

SPECIFICATIONS TECHNIQUES DE MARANTZ

— Puissance efficace de sortie : sur 4 et 8 Ω : 20 W. — Sur 16 Ω : 12 W.

— Puissance musicale totale : 45 W IHFM.

— Rapport signal sur bruit : — 77 dB.

— Niveau de bruit ramené à l'entrée phono : 1,5 μ V.

— Dynamique : 96 dB.

— Distorsion d'intermodulation : 0,9 %.

enfin!

le nouveau pistolet-soudeur ENGEL

mini-engel 20/s

nouveau modèle BI-TENSION 110/220 V

25 watts - 110 ou 220 volts

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

Indispensable pour les travaux fins de soudage. Sécurité des circuits et des composants (0,4 volt).

Fin, robuste, précis, rapide, économique et c'est un soudeur ENGEL

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

En vente chez vos grossistes

RENSEIGNEMENTS : DUVAUCHEL
3 bis, RUE CASTÉRÈS, 92-CLICHY - TÉL. 737.14.90

RAPY

stéréo hi-fi CLUB

12, rue de Reuilly, PARIS-XII^e
Tél. 345.65.10

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

MERCREDI et VENDREDI jusq. 22 h

* GIBOT

PRODUCTIONS

marantz

Modèle 33
Préampli correcteur stéréo 3 760 F

Modèle 250
Ampli de puissance stéréo 2 x 125 W.
Prix 5 775 F

Modèle 500
Ampli professionnel 2 x 250 W. 7 500 F

Modèle 19
Récepteur 2 x 50 W 9 700 F

● TUNER AM/FM STEREO ●

Modèle T105 1 490 F

Modèle T115 2 190 F

Modèle T120 4 090 F

Modèle 20. Tuner FM 5 960 F

● TUNERS/AMPLIS ●

Modèle 27. Tuner AM/FM.
Ampli puissance 2 x 30 W 2 750 F

Modèle 2010. Tuner AM/FM.
Ampli puissance 2 x 15 W RMS ... 1 990 F

Modèle 29. Récepteur PO-GO-FM, 2 x 15 W 1 990 F

Modèle 2220. Récepteur AM/FM stéréo.
2 x 20 W 2 590 F

Modèle 2230. Récepteur AM/FM stéréo.
2 x 30 W 3 190 F

Modèle 2245. Récepteur AM/FM stéréo.
2 x 45 W 4 265 F

Modèle 2270. Récepteur AM/FM stéréo.
2 x 70 W 5 450 F

● AMPLIFICATEURS ●

1030. Ampli stéréo, 2 x 20 W 1 490 F

1060. Ampli stéréo, 2 x 40 W 1 990 F

1120. Ampli stéréo, 2 x 60 W 4 090 F

4120. Ampli synthétiseur quadraphonique.
2 x 6 W nous consulter

1200. Ampli 2 x 100 W 7 690 F

250. Ampli 2 x 125 W 5 990 F

Kit Shop Kit

Kit Shop Bastille : 47, Bd Beaumarchais
- 75003 - PARIS - tél. 277.68.93
Kit Shop Alésia : 85, rue de Gergovie -
75014 - PARIS - tél. 734.42.63

Quelques heures de travail sur un Kit = 40 à 60 % d'économie.
Explication : vous payez des composants et non une réalisation. Vous économisez l'emballage, un service après vente coûteux. Vous bénéficiez d'une réduction notable de la TVA (20 au lieu de 33 %). Le circuit de vente comprend peu d'intermédiaires.

MULTIVIBRATEUR ASTABLE

à une seule capacité

Le montage très original et particulièrement intéressant a été proposé par Glen Coers de la Société Texas à Dallas, Texas (U.S.A.), dans la revue « Electronics », page 171 du 18 janvier 1973. Le schéma de ce montage est indiqué à la figure 1 et nous donnons immédiatement la valeur des éléments composants : Q_1 = transistor unijonction programmable (dit PUT) type A7T6027, Q_2 = transistor NPN type TIS97, D = diode 1N4148, les trois semi-conducteurs étant de la marque Texas. Résistances : $R_1 = 330 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 680 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 150 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 15 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 68 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 68 \text{ k}\Omega$.

de 10 V qui doit alimenter ce montage. Un condensateur peut être monté en X pour isoler la sortie. Pour déterminer ce montage on se servira des deux formules suivantes :

$$R_1 = 1,4 t_1/C \quad (1)$$

$$R_2 = 2,5 t_2/C \quad (2)$$

La valeur de la résistance R_3 , en série avec la diode D est donnée par :

$$R_3 = [V_1 - (V_V + V_D)]/I_V$$

avec V_1 = tension d'alimentation, donc 10 V dans le cas présent, V_D est la chute de tension produite par la diode, V_V est la tension du point de « vallée » du PUT et I_V est le courant correspondant à V_V . Cette formule

$$\frac{t_2}{t_1} = \frac{1,4 \cdot 68}{2,5 \cdot 33} = 1,15$$

donc $t_2 = 1,15 t_1$ et, de ce fait :

$$T = t_1 + t_2 = 2,15 t_1$$

Il vient alors :

$$t_1 = T/2,15$$

$$t_2 = T/1,87$$

Si $f = 1 \text{ Hz}$ et $T = 1 \text{ s}$, les

valeurs de t_1 et t_2 sont :

$$t_1 = 0,465 \text{ s}$$

$$t_2 = 0,535 \text{ s}$$

La capacité C peut alors se calculer à l'aide de l'une des relations (1) par exemple C ainsi calculée est égale à $2 \mu\text{F}$.

Avec la formule (2) on obtient la même valeur de C, évidemment comme il est facile de le vérifier. Comme la capacité C

FONCTIONNEMENT DU MULTIVIBRATEUR

La tension rectangulaire de sortie est positive par rapport à la masse si aucune capacité n'est branchée au point X. Il est clair que lorsque Q_2 est bloqué, la tension du collecteur est égale à + 10 V par rapport à la masse car aucun courant ne circule dans R_4 . Si Q_2 est conducteur, le courant de collecteur passe par R_4 , il y a chute de tension et la tension de sortie, en alternance négative, est inférieure à 10 V, tout en restant positive.

Lorsque C se décharge par R_2 , le transistor bipolaire Q_2

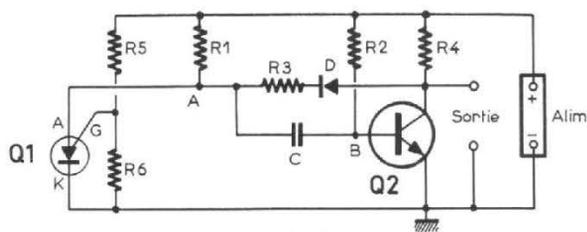


Fig. 1

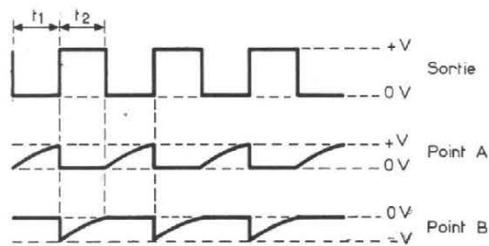


Fig. 2

La valeur de l'unique condensateur C dépend de la fréquence du signal. Ce signal est à la période $T = 1/f$. La période T se compose de deux périodes partielles t_1 et t_2 (donc $T = t_1 + t_2$) pouvant être égales ou inégales. On peut voir sur les oscillogrammes de la figure 2 que l'on peut obtenir trois formes de courbes :

- à la sortie : tension rectangulaire ;
- au point A : tension proche de la dent de scie montante ;
- au point B : tension proche de la dent de scie descendante.

Le niveau zéro volt est celui de la ligne de masse à laquelle est relié le négatif de la source

comprend des grandeurs qu'il faut mesurer si la documentation du fabricant ne les indique pas. Voici un exemple de calcul avec $f = 1 \text{ Hz}$, fréquence très basse, pour laquelle le montage de la figure 1 (A) a été étudié primitivement.

$$\text{Si } f = 1 \text{ Hz, } T = 1 \text{ s}$$

En divisant membre par membre les égalités (1) et (2) on obtient :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{1,4 t_1}{2,5 t_2}$$

et C est éliminé. On peut alors, compte tenu des valeurs de R_1 et R_2 , trouver le rapport des périodes partielles t_1 et t_2 , on a en effet :

est inversement proportionnelle à la fréquence on voit que si l'on conserve les valeurs de R_1 et R_2 ainsi que le rapport t_2/t_1 ; on aura immédiatement, les valeurs de C pour d'autres fréquences et après la relation :

$$C = f_0 C_0 / f$$

Dans notre exemple $f_0 = 1 \text{ Hz}$, $C_0 = 2 \mu\text{F}$ donc, la formule pratique donnant C est :

$$C = \frac{2}{f} \mu\text{F}$$

par exemple si $f = 10 \text{ Hz}$, $C = 0,2 \mu\text{F}$, si $f = 100 \text{ Hz}$, $C = 20 \text{ nF}$ et si $f = 1000 \text{ Hz}$, $C = 2 \text{ nF}$, etc.

passé à la conduction de sorte que le courant de verrouillage est détourné de Q_1 . De ce fait, la tension de la gâchette, V_G augmente jusqu'à un niveau déterminé par les valeurs de R_5 et de R_6 constituant un diviseur de tension et Q_1 devient conducteur. La capacité C commence alors à se charger par l'intermédiaire de la résistance R_1 et le cycle se répète.

D'une manière générale, la résistance R_1 ne doit pas être trop grande afin que le courant de pointe I_p de Q_1 conserve une valeur suffisante. Il en est de même pour R_2 qui assure à Q_2 le passage à la conduction.

ALIMENTATION REGULEE POUR TV A THT MODERE

Proposée par Sescosem, cette alimentation régulée donne 10,8 V à partir de 14,5 V continu.

Le schéma de la figure 3 convient pour un téléviseur portable noir et blanc ou pour toute autre application nécessitant une tension de cette valeur, un courant de l'ordre de 1 A, donc relativement faible. On tiendra compte de la valeur nominale de la tension continue d'entrée de 14,5 V et pouvant varier de $\pm 17\%$ de part et d'autre de cette valeur, ce qui correspond aux limites suivantes : limite supérieure $14,5 + 2,45 = 16,95$ V (pratiquement 17 V) et limite inférieure 12,4 V.

Si l'alimentation non régulée est obtenue à partir du secteur la régulation devra agir aussi bien lorsque la tension d'entrée augmente que lorsque cette tension diminue, par rapport à 14,5 V. Si l'alimentation est une batterie de 12 V nominal, sa tension au moment de sa fin de charge sera supérieure à cette valeur et la régulation agira également mais seulement pour la baisse de tension.

Voici les valeurs des éléments : C_1 de quelques microfarads, ce condensateur étant en général monté en parallèle sur la source de tension non régulée ; $C_2 = 2 \mu\text{F}$, $C_3 = 50 \mu\text{F}$, tous électrochimiques, à monter comme indiqué sur le schéma en respectant leur polarité ; $R_1 = 180 \Omega$, 2 W ; $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$, 0,5 W ; $R_3 = 22 \text{ k}\Omega$, 0,5 W ; $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, 0,5 W ; $R_5 = 1 \text{ k}\Omega$, 0,5 W ; $R_6 = 560 \Omega$, 0,5 W ; $R_7 =$ potentiomètre de 500 Ω bobiné $R_8 = 390 \Omega$, 0,5 W.

Les semi-conducteurs Sescosem sont : $Q_1 = \text{BCW24}$, $Q_2 = \text{ESM38}$, $Q_3 = \text{BC125}$, $\text{DZ} =$ diode Zener BZX48 c de 6,8 V. Le tableau 1 ci-contre donne les performances du montage. Remarquons que le téléviseur doit être avec le négatif à la masse, ce qui est le cas des appareils modernes.

Taux de régulation : 0,5 %.
Résistance de sortie : 0,05.

Atténuation de la composante alternative : > 150 fois.

Tension de seuil : < 1 V.

Ce montage est protégé contre les courts-circuits. A noter que le - de l'entrée n'est pas à la masse du téléviseur ; il faut donc que la source soit isolée de la masse.

Voici quelques détails sur ce montage : le transistor « ballast » Q_2 se trouve en série dans la ligne négative et son collecteur est relié directement à la

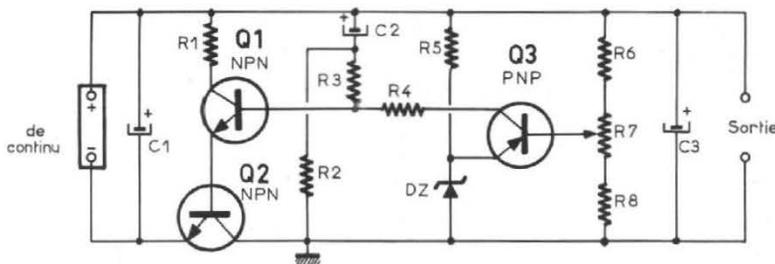


Fig. 3

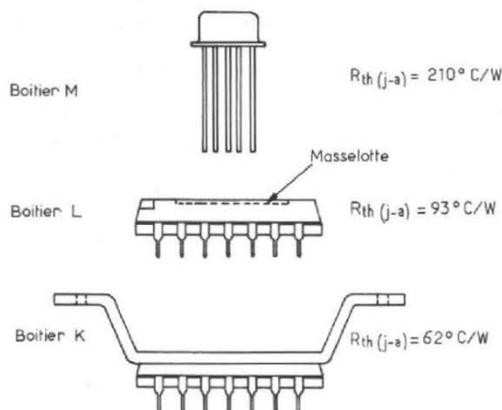


Fig. 4

masse et ne nécessite aucun isolement, ce qui assure un meilleur contact thermique entre le transistor et son radiateur. La puissance maximale dissipée est de 13,6 W. Cette puissance peut être réduite à 8,3 W en shuntant le ballast par une résistance de 6,8 Ω qui consommera la différence.

La source de tension redressée a son pôle négatif flottant et isolé de la masse. Dans le cas d'un emploi prévu pour montage sur véhicule où la batterie a son pôle négatif relié au châssis, les précautions nécessaires devront être prises pour que la sortie antenne soit isolée de la masse du téléviseur, afin d'éviter que celle-ci n'entre en contact accidentel avec le châssis du véhicule court-circuitant le ballast.

Protection :

Les deux transistors amplificateurs PNP et NPN se comportent en bascule bistable. Un circuit d'amorçage RC est nécessaire. En cas de court-circuit sur la charge, le courant I_p fourni au ballast n'est plus suffisant et tous les transistors se bloquent. Pour réenclencher, il suffit d'éteindre et de rallumer après élimination du court-circuit. Toutefois, si une résistance est mise en parallèle sur le ballast, un courant continuera à circuler, limité par cette résistance.

La puissance totale étant de 13,6 W à la sortie, le courant maximal est de $13,6/10,8 = 1,26$ A. Si cette valeur est suffisante, d'autres appareils pourront être alimentés par ce dispositif.

Recommandation importante :

prévoir pour le transistor de puissance ESM38 le radiateur de dissipation qui lui convient, en consultant le fabricant à ce sujet.

Tous les semi-conducteurs de ce montage sont des Sescosem.

Paramètres	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unités
Tension d'alimentation	$V_{SS} V_{DD}$	11	14	17	V
Courant	à $V_{SS} = 14$ V	4	8	15	mA
Fréquence d'entrée					
50/60 Hz	C.C.	50 ou 60	60	000	Hz
Tension d'entrée					
50/60 Hz					
Logique 1		12	13	14	
Logique 0		-2	0	+4	
Fréquence de multiplexage	Déterminée par le RC extérieur	C.C.	3	60	kHz
Entrées logiques					
Logique 1	Résistance interne de 20 K Ω à V_{SS}		14		V
Logique 0		-2	0	+4	V
Sortie BCD et 7 segments					
Logique 1	Résistance de charge de 2 K Ω à la masse	2	5	20	mA
Logique 0				0.01	mA
Sortie digitales					
Logique 1	Résistance de charge de 100 Ω à V_{SS}	5	10	0.1	mA
Logique 0				25	mA

MONTAGES BF A CIRCUIT INTEGRE TBA790

Ce circuit intégré développé par Sescosem existe en plusieurs versions que nous indiquons au tableau II.

Ayant choisi le CI qui convient, il faut tenir compte du boîtier utilisé aussi bien en ce qui concerne les numéros des terminaisons (fils ou « broches ») que pour l'interprétation des schémas de montage proposés.

Les boîtiers sont de trois types L, M et K dont la figure 4 donne les aspects.

Au tableau III ci-après on trouvera des indications utiles sur les utilisations possibles des différents types de CI TBA790.

Les renseignements de ce tableau ne sont pas impératifs mais ce sont des conseils à suivre. Il va de soi, toutefois, que par exemple, un appareil radio portable, pour lequel le tableau III indique une puissance de sortie de 0,6 W avec l'emploi d'un CI

du type LSA, peut très bien être réalisé avec une puissance de sortie supérieure, par exemple avec 1,7 W et le CI type KSD mais dans ce cas, on comprendra aisément que la puissance étant presque triplée, la consommation sera beaucoup plus grande et l'appareil fonctionnera sur le secteur, bien qu'étant qualifié de portable. Le KSD utilise le boîtier K et la figure 4 montre que celui-ci est muni d'un radiateur permettant la dissipation de chaleur.

Voici d'ailleurs, d'après les conseils du fabricant, quelques indications utiles concernant le choix du type de CI.

CHOIX EN FONCTION DES CONDITIONS D'UTILISATION

Le TBA790 permet d'obtenir des puissances jusqu'à 4 W, avec des tensions d'alimentation de 6 à 18 V.

TABLEAU II

Types	V _{CC} max.	I _{max.}	Utilisation spécifique	Boîtiers
ÇÇ SX	12 V	0,5 A	9 V - 15 Ω	L
LSA		1 A	9 V - 8 Ω	L
MSA				M
LSC		1,5 A	9 V - 4 Ω	L
KSC				K
LSB	15 V	1 A	12 V - 8 Ω	L
KSB				K
KSD	18 V	1,5 A	15 V - 8 Ω	K

TABLEAU III

Usages	V _{CC}		R _L	P _{out max} (écrêtage)	P _d max.	I _{max.}	Type Conseillé
	Nom.	Max.					
Pocket Radio	9 V	9,5 V	25 Ω	0,3 W	0,2 W	0,15 A	SX
Radio portable	9 V	9,5 V	8 Ω	1 W	0,6 W	0,6 A	LSA
Electrophone piles/secteur	9 V	9,5 V	4 Ω	2 W	1,6 W	1,5 A	KSC
	11 V	12 V		3 W			
Electrophone Sect.	15 V	18 V	8 Ω	3 W	1,5 W	1,1 A	KSD
T.V. portable	10,8 V	15 V	8 Ω	1,4 W	0,7 W	0,9 A	LSB ou KSB
Auto Radio	14 V	18 V	6 Ω	3 W	1,7 W	1,3 A	KSD

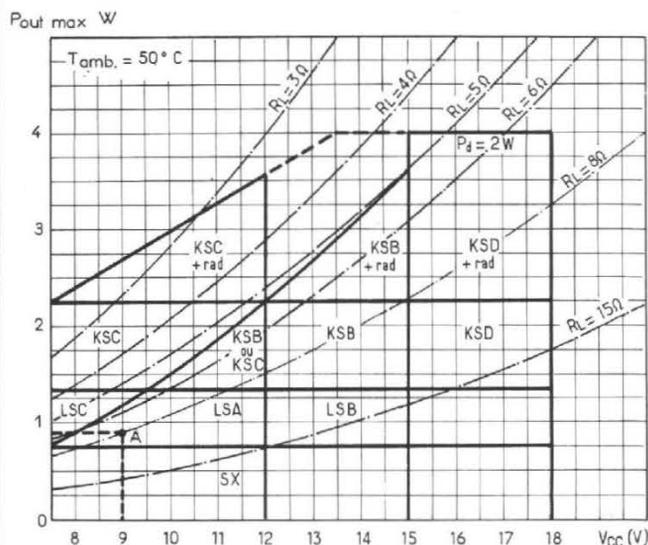


Fig. 5

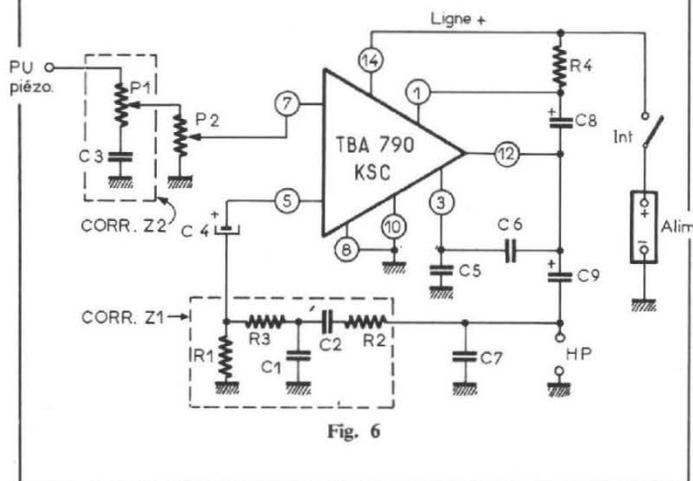


Fig. 6

Voici les paramètres dont il faut tenir compte pour le choix du type du CI :

Tension d'alimentation maximale V_{CC} max.

Tension d'alimentation nominale : V_{CC}.

Résistance de charge : R_L.

Puissance de sortie à l'écrêtage : P_{out max}.

Puissance dissipée maximale : P_d max.

Courant maximal de sortie : I_{max}.

Ces paramètres sont liés par les relations ci-dessous :

Ces paramètres sont liés par les relations ci-dessous :

$$P_{out\ max} = 2\alpha \frac{V_{CC}^2}{8 R_L} \quad (1)$$

$$P_{d\ max} = \frac{V_{CC}}{20 R_L} =$$

$$\frac{0,4}{\alpha^2} P_{out\ max} \quad (2)$$

$$I_{max} = \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{V_{CC\ max}}{R_{L\ min}} \quad (3)$$

$$\alpha = \frac{V_{pp}}{V_{CC}} \quad (4)$$

expressions dans lesquelles $\alpha =$

coefficient d'utilisation, V_{pp} = tension crête à crête disponible pour une valeur donnée de V_{CC}, tension d'alimentation.

α est en général compris entre 0,8 et 0,9 et ce coefficient caractérise l'aptitude de l'amplificateur à fournir la puissance utile maximale compatible avec la valeur de V_{CC}.

Comme il y a des relations entre ces paramètres, il sera possible de fixer la valeur de deux d'entre eux en fonction de tous les autres.

Ainsi, si l'on donne V_{CC} et R_L on en déduira la puissance de sortie maximale P_{out max} et la puissance dissipée max. P_d max.

Cette possibilité a permis d'établir le diagramme de la figure 5, entre les trois paramètres V_{CC}, R_L et P_{out max}, à partir des formules précédentes. Il est possible, connaissant la valeur de deux paramètres, de trouver rapidement la valeur du troisième, ainsi que le type de circuit associé à cet arrangement. Exemple : on connaît la tension

d'alimentation et la charge :

$V_{cc} = 9\text{ V}$ $R_L = 8\ \Omega$
 le point représentatif est en A, dans le trapèze correspondant au type LSA. La puissance utile à l'écrêtage est de 0,8 W.

Note. — Le graphique a été établi en tenant compte du coefficient d'utilisation propre aux circuits Sescosem (α env. 0,85), du courant maximal admissible ($I_{max} = 1,5\text{ A}$) et de la température ambiante ($t_{amb} = 50\text{ }^\circ\text{C}$) qui est en relation directe avec la puissance dissipable par chaque type de boîtier (nous avons admis l'utilisation d'un radiateur de 50 cm^2 soit $10\text{ }^\circ\text{C/W}$ environ)

APPLICATION DU TBA790

Voici à la figure 6 un schéma de montage du TBA790 comme amplificateur donnant une puissance de sortie de 2 W. Il faut adopter le type KSC, donc celui à boîtier *k* muni d'ailettes de dissipation de chaleur.

Le tableau ci-après donne les caractéristiques de cet amplificateur :

Tableau IV

Tension d'alimentation :	$V_{cc} = 9\text{ V}$.
Résistance de charge nominale :	$R_L = 4\ \Omega$.
Puissance de sortie au seuil de l'écrêtage :	$P_{out} = 1,6\text{ W}$.
Sensibilité à 1 kHz pour 1,6 W :	55 mV.
Distorsion pour $P_{out} = 1,6\text{ W}$:	< 1 %.
Température max. en fonctionnement sans radiateur additionnel :	$t_{amb} = 60\text{ }^\circ\text{C}$.
Courant crête :	$I_M = 0,9\text{ A}$.
Puissance dissipée max. :	$P_D = 1\text{ W}$.

L'examen du schéma de la figure 6 ne permet pas une analyse complète du montage que dans la mesure où l'on connaît les branchements intérieurs du CI.

Nous nous contenterons ici de traiter le CI comme un multipôle et en considérant que le schéma intérieur nous est inconnu (ce qui n'est pas le cas en réalité).

Partons de l'entrée destinée à recevoir les signaux BF fournis par un PU céramique ou piézo-électrique. Ces types de PU donnent une tension BF élevée, par exemple 0,5 V et souvent plus. Il faut dans la plupart des cas, réduire cette tension avec P_1 et P_2 . En réalité P_1 , associé à C_1 constitue un circuit de correction pour les aiguës, que l'on désignera par Z_1 tandis que le VC habituel sera constitué par le potentiomètre P_2 .

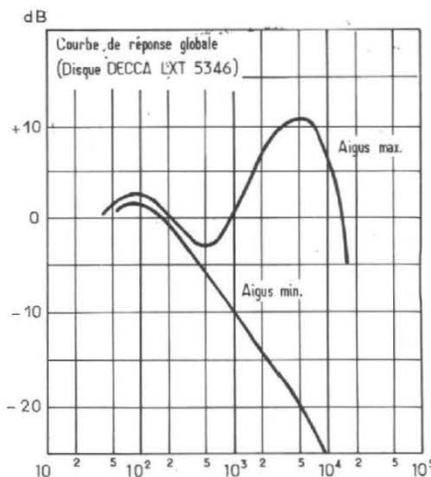


Fig. 7

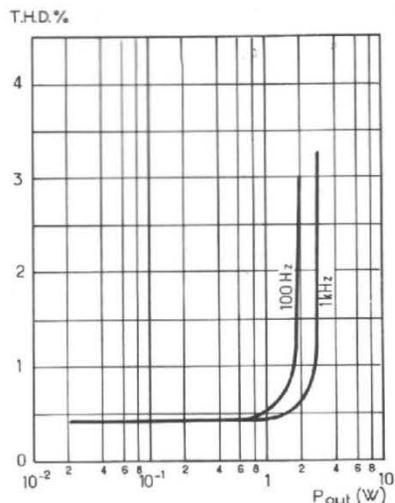


Fig. 8

Le curseur de P_2 est relié directement au point de terminaison (ou « terminal ») 7. Faire attention au brochage ; celui-ci est valable pour le type KSC car pour d'autres types de CI il pourrait être différent, d'où les conséquences graves qui pourraient en résulter d'une erreur de type. On trouve ensuite les points 8 et 10 à la masse et le point 14 ou + de l'alimentation. Un interrupteur INT entre ce + et la ligne + du montage sera nécessaire dans une réalisation d'électrophone ou toute autre application de cet amplificateur.

La sortie du signal est au terminal 12 et le haut-parleur de $4\ \Omega$ (car R_L recommandée est

de cette valeur comme l'indique le tableau IV) est branché entre la masse et ce point terminal.

D'après part il y a Z_1 , le deuxième circuit correcteur, réalisé avec une boucle de contre-réaction à composants R et C, disposée entre la sortie point 12 et un point d'entrée 5 différent du point 7. Le point 5 est une entrée inverseuse afin qu'il y ait contre-réaction.

Voici les valeurs des éléments : $P_1 = 100\text{ k}\Omega$, $P_2 = 1\text{ M}\Omega$, $R_1 = 47\ \Omega$, $R_2 = 660\ \Omega$, $R_3 = 470\ \Omega$, $R_4 = 100\ \Omega$.

$C_1 = 0,33\ \mu\text{F}$, $C_2 = 0,1\ \mu\text{F}$, $C_3 = 4,7\ \text{nF}$, $C_4 = 100\ \mu\text{F}$, $C_5 = 1\ \text{nF}$, $C_6 = 180\ \text{pF}$, $C_7 = 0,33\ \mu\text{F}$, $C_8 = 100\ \mu\text{F}$, $C_9 = 470\ \mu\text{F}$.

Batterie de 9 V, donc + 9 V par rapport à la masse au point 14.

La courbe de réponse est le résultat de l'action de deux réseaux de correction :

- le réseau Z_1 est une correction fixe agissant par contre-réaction dans le milieu de la gamme. Cette correction a pour effet de « creuser le médium » dans une proportion qui est fonction de R_1/R_2 . Le gain en basse fréquence est fixé par R_1 alors que la fréquence centrale d'atténuation dépend de C_1 et C_2 ;
- le réseau Z_2 est une correction d'aiguës dont il est possible de doser l'efficacité en agissant sur C_3 .

On a écarté les systèmes de

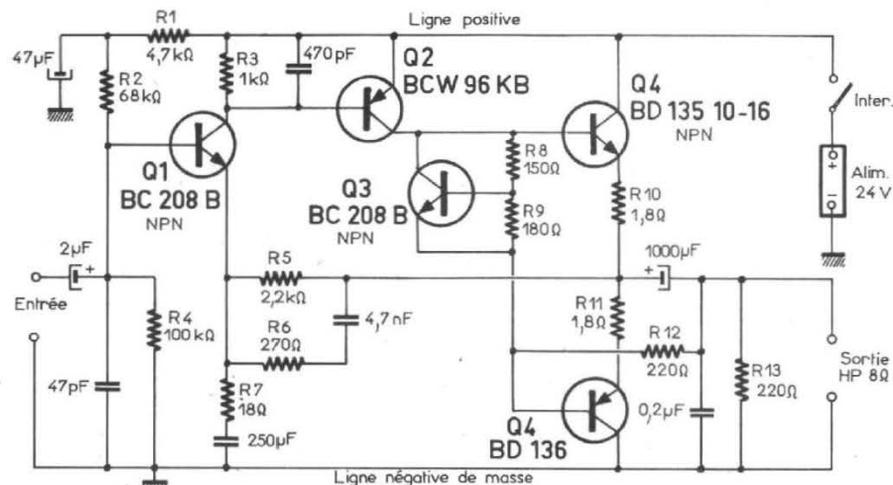


Fig. 9

corrections agissant en série avec la capacité de compensation en raison des distorsions importantes que ce procédé entraîne à fort niveau.

La figure 7 donne les courbes établies avec un disque spécial Decca LXT5346.

La figure 8 donne la distorsion (en ordonnées et en %) en fonction de la puissance de sortie P_{out} (en abscisses).

AMPLIFICATEUR DE 5 W A TRANSISTORS

Malgré la vogue des circuits intégrés, pouvant donner en BF des puissances supérieures à 5 W dans d'excellentes conditions de fiabilité, nombreux sont encore les techniciens amateurs et même constructeurs professionnels, qui accordent encore leur confiance aux amplificateurs à transistors individuels. A leur intention, on propose des amplificateurs excellents et modernes comme par exemple celui de la figure 9, étudié dans le laboratoire de Sescossem.

On reconnaît le montage d'un transistor amplificateur d'entrée Q_1 , NPN type BC208 b. Il est suivi d'un ensemble de quatre transistors, en deux étages chacun à symétrie complémentaire, utilisant un PNP et un NPN. A la sortie on devra brancher un haut-parleur de 8Ω .

Avec un preamplificateur adaptateur d'impédance et correcteur de tonalité, l'amplificateur de la figure 9 pourra être utilisé dans un électrophone de classe supérieure.

Cet amplificateur peut aussi être monté dans la partie son d'un téléviseur ou dans des radiorécepteurs relativement puissants. Il conviendra aussi dans les instruments électroniques de musique. Pour le - TV la courbe peut être corrigée en remplaçant la résistance de contre-réaction de $2 k\Omega$ par un réseau sélectif comme indiqué, d'ailleurs sur le schéma : on y trouve une résistance de $2,2 k\Omega$ en parallèle sur un réseau série composé de 270Ω et $4,7 nF$.

Le courant de repos du push-pull est stabilisé et compensé en fonction des variations de V_{cc} ce qui permet l'emploi d'une source d'alimentation non stabilisée. Chaque transistor du push-pull doit être refroidi par un radiateur suffisant qui peut être constitué au minimum d'une plaque d'aluminium de $20 cm^2$ (épaisseur : $0,8 mm$) représen-

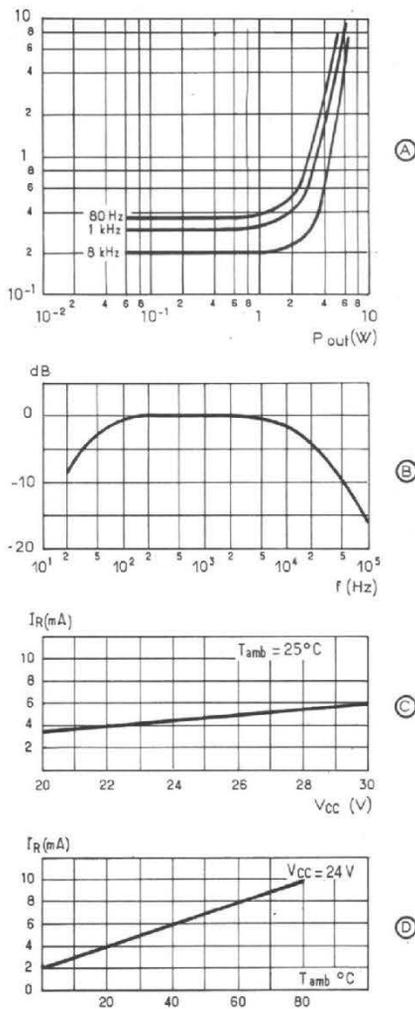


Fig. 10

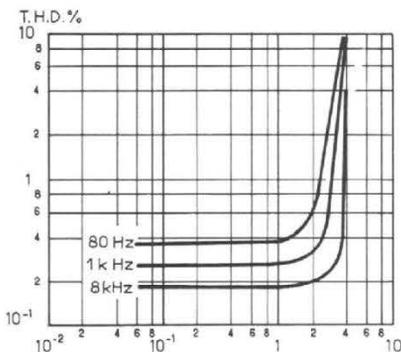


Fig. 11

tant une résistance thermique d'environ $33^\circ C/W$ ce qui permet un fonctionnement jusqu'à une température de $60^\circ C$.

Voici à la figure 10 quatre graphiques :

(A) Distorsion totale harmonique (THD) en ordonnées en fonction de la puissance sortie (en abscisses).

En se souvenant que $10^0 = 1$ on voit qu'à 1 kHz jusqu'à $P = 2 W$, la distorsion est de 0,4% ($4 \cdot 10^{-1} = 0,4$) et qu'à 4 W, la distorsion atteint 1,7%. Les deux autres courbes sont valables pour $f = 80 Hz$ et $f = 8 kHz$.

(B) Courbe de réponse. En ordonnées, les décibels de niveau par rapport au niveau zéro dB, correspondant à $f = 1 kHz$. En abscisses la fréquence depuis $2 \cdot 10^1 = 20 Hz$ jusqu'à $10^5 = 100 000 Hz$. On peut voir qu'il y a linéarité à $-5 dB$ près, depuis $f = 30 Hz$ environ jusqu'à $f = 22 kHz$ environ.

(C) Courbe donnant le courant I_R en mA en fonction de V_{cc} depuis 20 V jusqu'à 30 V, à la température ambiante de $25^\circ C$. $I_R =$ courant au repos, c'est-à-dire sans aucun signal appliqué à l'entrée.

(D) Courbe donnant également I_R mais en fonction de la température ambiante en $^\circ C$ entre 0 et $80^\circ C$, avec V_{cc} fixé à 24 V.

AMPLIFICATEUR 3 W

Le schéma de la figure 9 convient également pour réaliser un amplificateur de 3 W. Voici les modifications à apporter aux indications de cette figure : haut-parleur de 15Ω , $R_{10} = 2 \Omega$, $R_{12} = 390 \Omega$. L'alimentation est toujours de 24 V.

Restent valables les courbes (B), (C) et (D) de la figure 10. La courbe (A) donnant la distorsion est différente. Nous la donnons à la figure 11.

Les caractéristiques générales de l'amplificateur de 3 W sont les suivantes :

Puissance de sortie à 2,5% de distorsion : $P_{out} = 3 W$.

Tension d'alimentation : $V_{cc} = 24 V$.

Résistance de charge (haut-parleur) : $R_L = 15 \Omega$.

Distorsion pour $P_{out} = 3 W$, $< 1\%$.

Sensibilité pour $P_{out} = 100 mW$ 10 mV.

Sensibilité au seuil de l'écrêtage : 85 mV.

Résistance d'entrée : $30 k\Omega$.

CONTRÔLE DE MATRIÇAGE

GENERALITES SUR LA NATURE DES LUMINOPHORES

AVANT d'effectuer le matriçage, il faut s'assurer que le tube cathodique trichrome est normalement alimenté. Celui-ci comporte, on le rappelle 3 canons électroniques, chacun s'intéressant à un ensemble de luminophores de même couleur déposés sur l'écran sous forme d'une mosaïque triangulaire. Or, si l'on s'arrange pour conditionner des rayons cathodiques d'égale intensité, ces luminophores ne rendent pas la même brillance. On démontre en effet, que leurs rendements lumineux sont nettement différents :

Luminophore bleu :
0,68 candela/watt.

Luminophore rouge :
0,34 candela/watt.

Luminophore vert :
0,62 candela/watt.

Ces unités ne veulent pas dire grand chose aux téléspectateurs qui ressentent d'ailleurs différemment ces « impressions visuelles ».

Un dosage judicieux des courants des canons devra être réalisé afin d'égaliser ces impressions. Comme le **subjectif** risque d'intervenir dans la mise au point, on procède autrement : on conditionne les intensités des canons afin d'avoir un blanc pur sur l'écran.

— Mais qu'est-ce qu'un blanc pur ? Voilà bien, là encore une notion difficile à définir !

Un blanc W d'« égale énergie », lequel correspond à des coordonnées trichromatiques théoriques : $x = y = 0,33$ n'existe pas ; il ne sert qu'à l'élaboration des calculs de colorimétrie (Fig. 1).

Pour produire des images en couleur de la meilleure fidélité possible, le dosage des lumières rouge, verte et bleu devrait conduire au blanc C ($x = 0,310$; $y = 0,316$ dans la représentation de la colorimétrie). En effet, les

systèmes de transmission sont basés sur ce point. Le pourcentage du courant total des faisceaux pour chaque canon s'élève à :

Canon rouge : 43,5 % (K_R).
Canon vert : 30,0 % (K_V).
Canon bleu : 26,5 % (K_B).

Ceci correspond à un rapport des courants des canons rouge et vert égal à 1,45 et au rapport des courants des canons rouge et bleu égal à 1,64.

Pour reproduire des images strictement « noires et blanches » on préfère faire appel à un blanc tirant sur le bleu (point W_{nb} ; Fig. 1 ; coordonnées $x = 0,265$ et $y = 0,290$). C'est le blanc des écrans de tube monochrome. Les pourcentages de courant et les rapports seront les suivants :

$K_R = 27,9\%$; $K_V = 34,2\%$;
 $K_B = 37,2\%$;
 $I_R/I_V = 0,815$; $I_R/I_B = 0,75$.

On peut envisager un compromis entre le blanc C et le blanc W_{nb} des tubes N et B : on aboutit au point C' dont les coordonnées sont $x = 0,281$ et $y = 0,311$.

Les réglages seront conduits de telle sorte qu'on ait :

$K_R = 32,2\%$; $K_V = 35,6\%$;
 $K_B = 32,2\%$;
 $I_R/I_V = 0,905$; $I_R/I_B = 1$.

Ce dernier mode de dosage s'avère fort intéressant pour le metteur au point car les courants des canons rouge et bleu sont identiques. Encore faut-il signaler que ces résultats ne sont valables que pour des variétés précises de couleurs primaires. Sur le spectrum locus de la figure 1, nous voyons que les luminophores ont des coordonnées légèrement décalées par rapport à ce que la théorie pure enseigne. Notamment, le rouge utilisé maintenant est un oxy-sulfure dont le rendement lumineux est supérieur à l'ancien vanadate d'yttrium. On ne peut faire mieux actuellement en pratique et les résultats obtenus sont déjà fort bons.

DOSAGE DES COURANTS CATHODIQUES

Tout dépend finalement de la nature des luminophores. Si l'on a affaire à un ancien tube cathodique trichrome (rouge reconstitué par du vanadate d'yttrium), on s'arrangera pour doser les rapports I_R/I_V et I_R/I_B respectivement à 1,4 et 1,5 : c'est évidemment le rouge qui est valorisé vu son manque de sensibilité. Avec les tubes à masque perforé récents, les rapports précédents touchent à 0,9 et 1.

Ce n'est pas très critique car la dispersion dans les rendements des luminophores se révèle, hélas, assez grande.

Pour contrôler ces rapports, on peut disposer un millivoltmètre continu aux bornes d'une résistance qui se trouve dans la chaîne d'éléments placés en série avec la cathode d'un canon. Ainsi, figure 2, la résistance de 1 000 Ω

qui suit l'éclateur développe à ses bornes une *d.d.p.* proportionnelle au courant qui la traverse ; on a donc :

$$I = \frac{\Delta V}{1000}$$

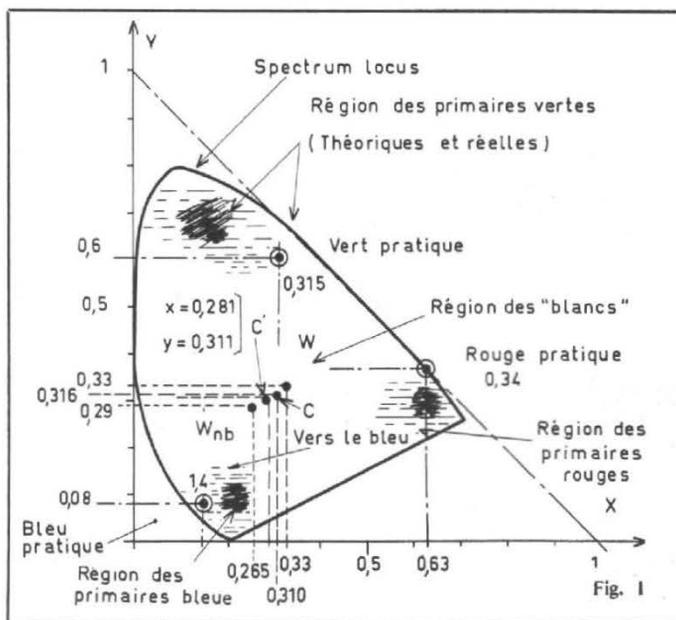
ou en milliampères :

$$I = \Delta V.$$

En pratiquant ainsi sur chacune des résistances de 1 000 Ω , on contrôle facilement l'intensité des courants cathodiques I_R , I_V et I_B .

Pour ces opérations, le téléviseur sera attaqué par une mire blanche de « pureté ».

Le potentiomètre P_1 agit sur l'amplitude du signal vidéo appliqué sur la cathode rouge, chacune des voies peut donc avoir son niveau de contraste propre ; en effet les sensibilités des canons ne sont pas identiques et la pente de la caractéristique « brillance/tension d'attaque » varie d'une couleur à l'autre. Ce réglage est actionné en observant une mire en échelon (dégradé des gris), il réagit hélas, sur le



point de repos. Le potentiomètre P_2 règle le point de repos du canon rouge. C'est ce type de réglage qui assure les rapports $I_R/I_V = 0,905$ et $I_R/I_B = 1$.

Le potentiomètre P_3 ajuste l'extinction du canon rouge. Le réglage est très important et s'opère en absence d'attaque vidéo. On coupe les 2 canons non réglés et on agit sur P_3 de telle sorte que la trame restante s'éteigne; le réglage de luminosité générale est, pour cette opération placé sur une position moyenne. On peut contrôler cet état de luminosité au moyen d'un voltmètre disposé entre la cathode correspondante et la masse: il doit afficher une tension intermédiaire entre celle maximale et celle minimale prises par l'électrode lorsqu'on manœuvre le réglage de luminosité d'un bout à l'autre de sa course.

L'extinction de chaque canon est pratiquée comme ci-dessus; pour ce faire, on ne conserve que la trame colorée correspondant au réglage à effectuer.

En rebranchant la mire de pureté, l'image doit être blanche, sinon: retouches aux réglages de polarisation des wehnelts pour satisfaire aux rapports d'intensité prévus ci-dessus et obtenir un écran bien blanc.

Pour terminer, les tensions des wehnelts seront mesurées avec un V.E.: les résultats doivent être inférieurs de 80 à 100 V de celui observé au début sur la cathode rouge.

Signalons que dans la figure 2, n'ont été représentés, seulement que les réglages relatifs au canon rouge, ceci afin de ne pas surcharger le dessin. En fait, chacun

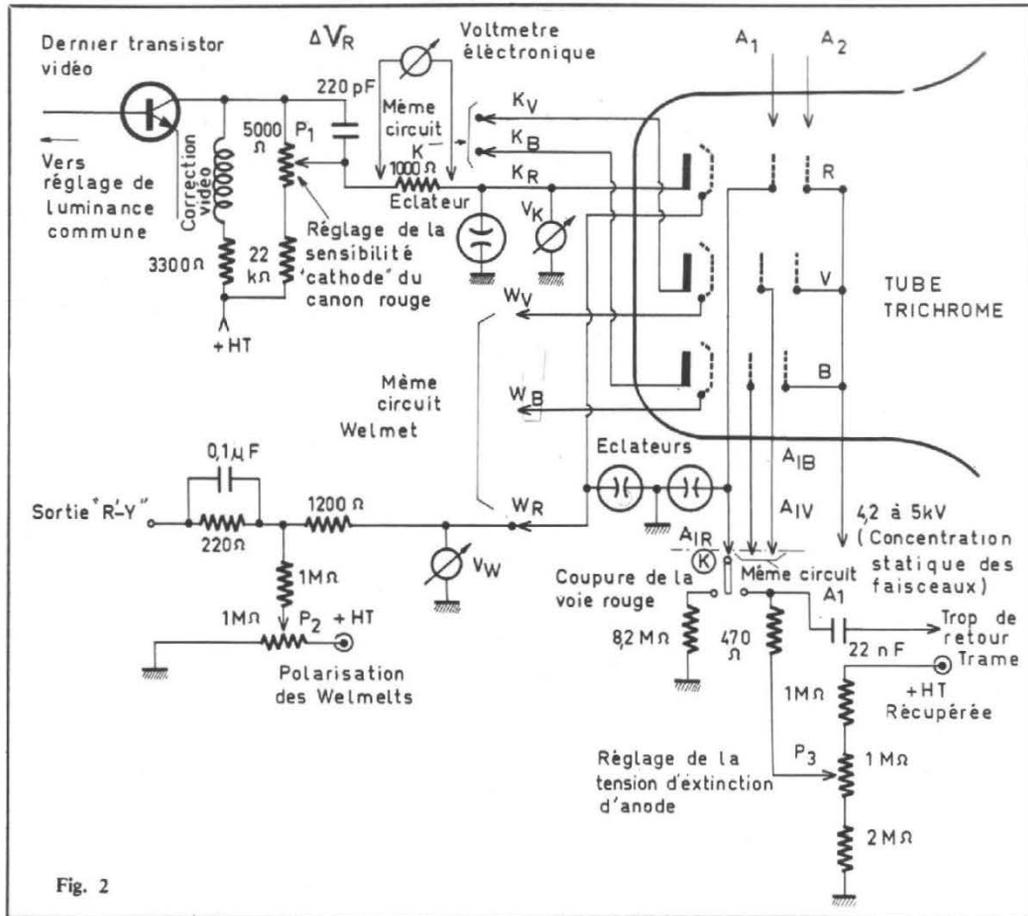


Fig. 2

des canons en comporte d'identiques. Par ailleurs la structure du schéma ainsi représenté peut différer selon les marques; ainsi, par exemple, les dosages P_1 de sensibilité sont parfois fixes (voir

Fig. 3, le cas d'un récepteur portatif).

CONTROLE DU MATRIÇAGE PAR LA MIRE O.R.T.F.

Avant de définir les moyens de réglages qui sont à la portée du metteur au point, il convient de décrire le support des contrôles à effectuer. Ce support est évidemment une mire, laquelle com-

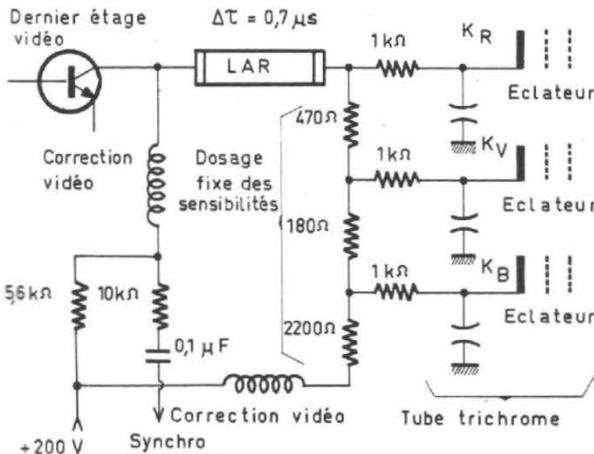


Fig. 3

	Blanc	Jaune	Cyan (bleu vert)	Vert	Pourpre	Rouge	Bleu	Noir
I Barres saturées à 25%	BC à 25%	J	C	V	P	R	B	
II Pavés N et B	BC à 75%						2	
III Barres saturées à 75%	BC à 75%	J	C	V	P	R	B	
IV Echelle des gris	BC à 100%	84%	68%	52%		20%	4%	

Fig. 4

MISE AU POINT DES TV COULEUR

porte les éléments nécessaires aux tests à effectuer.

Cette mire peut être celle émise par l'O.R.T.F. : voir figure 4. Elle comporte 4 bandes horizontales groupant de haut en bas :

a) Une succession de 6 couleurs saturées à 25 % encadrées par des pavés blanc et noir, une alternance de 8 pavés noirs et blancs,

b) Une nouvelle succession du blanc, du noir et de 6 couleurs jaune, cyan, vert, pourpre, rouge et bleu saturées à 75 %.

c) Une échelle des gris dont la saturation s'échelonne comme suit de gauche à droite : 100 %, 84 %, 68 %, 52 %, 36 %, 20 %, 4 % et 0 %, ce qui correspond **évidemment**, au noir.

a) **Bande « couleur » saturée à 25 %**

La première bande n'étant pas très contrastée, le niveau du signal « chroma » est suffisamment faible pour que les écrêteurs du décodeur n'agissent pas. On peut donc contrôler sur cette bande les accidents de transmission du

matricage du système de désaccentuation, des discriminateurs, etc. Cela se traduit notamment par des dépassements d'une couleur sur l'autre (bavures, franges, etc.).

b) **Bande des pavés noirs et blancs :**

La seconde bande permet notamment le contrôle du traînage mais ce n'est pas tout : en coupant alternativement les canons rouge, vert et bleu on obtient un moyen commode de vérifier si le matricage est normalement effectué dans le téléviseur.

Le processus à suivre est le suivant : on coupe tout d'abord les canons rouge et vert en inversant les commutateurs K débouchant sur les anodes n° 1 (voir Fig. 2) ; ces inverseurs sont généralement disponibles sur la platine de convergence.

Il ne reste plus que la trame bleue et les pavés ne peuvent être que bleus ou noirs. Toutefois, la luminance des pavés bleus peut différer selon les conditions d'excitation de la voie luminance.

Considérons par exemple, la luminance du pavé bleu de la bande III (pavé repéré en 1, Fig. 4). Celle-ci est définie par la formule de pondération $Y = 0,3 R' + 0,50 V' + 0,11 B'$ qui se résume ici à $Y_B = 0,11 B'$. Le matricage, **si il est correct**, fournit la différence $B' - Y' = 0,75 - 0,11 = 0,64$ car la mire est saturée à 75 %, sauf pour l'échelle des gris et la mire des barres « couleurs » du haut.

Cela conduit à une excitation relative globale du canon bleu égale à $Y_{\text{totale}} = Y'_B + (B' - Y')$ $= 0,11 + 0,64 = 0,75$. Les pavés blancs situés au-dessus (bande II) sont excités avec un niveau identique $Y_{\text{totale}} = 0,75$. **Par conséquent les pavés 1 et 2 doivent apparaître identiques sur l'écran.** Sinon, il faut retoucher au matricage et doser convenablement l'amplitude du signal $B' - Y'$ (voir plus loin).

Il faut entreprendre un contrôle similaire pour la trame rouge : On rétablit le canon rouge, on conserve le canon bleu et on laisse coupé le canon vert. La mire apparaît avec des composantes bleues et rouges de diverses saturations. Les composantes vertes sont évidemment nulles.

Les sorties « vidéo-chrome » des canons rouge et bleu fournissent le maximum à savoir 0,75. Les luminances relatives appliquées sur les cathodes correspondantes sont égales à : $Y'_R = Y'_V = 0,30 (0,75) + 0,11 (0,75) = 0,3075$.

Par contre, les différences $B' - Y'$ et $R' - Y'$ prennent toutes les deux la valeur : $0,75 - 0,3075 = 0,4425$.

La barre verte - référencée 3 dans la bande III de la figure 4 - ne reçoit aucune luminance **bien que la cathode du canon vert reçoit la même luminance relative** $Y'_V = 0,3075$: cela est dû au fait que le wehnelt correspondant reçoit une information de même niveau mais de polarités telles que la résultante est nulle. Nous démontrerions, en effet, que le matricage du vert s'obtient en pratiquant le dosage des composantes rouge et bleu suivant : $V' - Y' = 0,51 (R' - Y') - 0,186 (B' - Y')$. Comme $R' - Y' = B' - Y' = 0,4425$, nous avons bien : $V' - Y' = -0,696 (0,4425) = -0,3075$.

Par conséquent, le pavé 3 de la bande III doit nécessairement apparaître aussi noir que le pavé 4, naturellement noir, de la bande supérieure. Sinon, le matricage est faux et il faut retoucher au niveau de la composante $R' - Y'$ pour équilibrer les « absences » de

luminance. En fait, on pousse la lumière du téléviseur et on recherche l'obtention de 2 teintes grises identiques.

c) **Bande couleur saturée à 75 % :**

La 3^e bande contribue à la vérification précédente. Mais si l'on veut obtenir la meilleure désaccentuation, le dosage le plus judicieux des amplitudes, l'assurance d'un respect des formes de signaux et une amplification normale, l'emploi d'un oscilloscope branché en divers points du décodeur est encore la plus souhaitable et la plus simple des solutions. La méthode précédente ne doit alors constituer qu'un figelage après un réglage grossier obtenu par mesure des amplitudes crête à crête sur l'écran de l'oscilloscope. Nous en verrons des exemples plus loin.

d) **Echelle des gris :**

La bande n° 4 supporte une échelle des gris au pourcentage de luminance linéairement décroissant de **16 en 16 %** : 100, 84, 68, 52, 36, 20 et 4 %. Si le gamma de la transmission est correctement reproduit, l'écran doit effectivement montrer des pavés de moins en moins lumineux en respectant les nuances et les transitions des gris. Bien que cette méthode semble archaïque, on peut contrôler cette progression au moyen d'une cellule photoélectrique qu'on promènera de pavé en pavé. Ce principe ne peut en fait s'appliquer que si la cellule est quasiment **ponctuelle** ; un cache particulier peut limiter le « point » de mesure à une zone précise de l'écran (Fig. 6). La courbe de progression de la brillance suit une allure en S, un écrasement des blancs apparaissant vers le haut, à cause des possibilités limitées de débit cathodique.

UTILISATION D'UNE MIRE ELECTRONIQUE DU COMMERCE

L'émission des mires O.R.T.F. n'est pas fréquente ; aussi, on a souvent recours à une mire du commerce.

L'image correspondante varie selon les marques. Avec la mire 671 C Sider Ondyne, on peut obtenir l'image de la figure 7 ou une représentation voisine (avec pavés N et B par exemple). Les mêmes essais peuvent être effectués avec cette mire : lorsque la moitié supérieure est occupée par des barres « couleur », on peut contrôler le matricage par rapport aux plages noire et blanche inférieures. Si la chrominance (action du « portier ») est coupée,

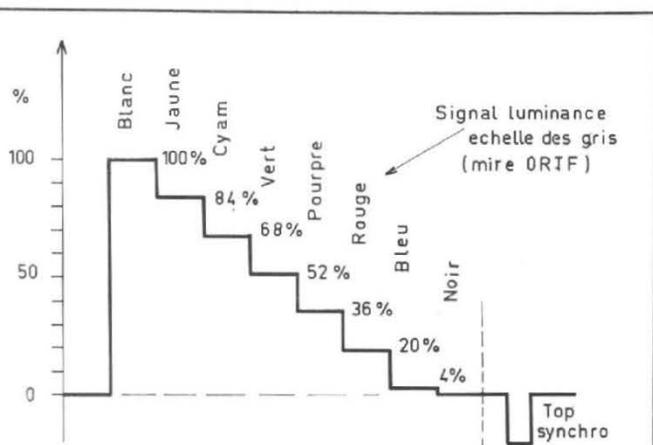


Fig. 5

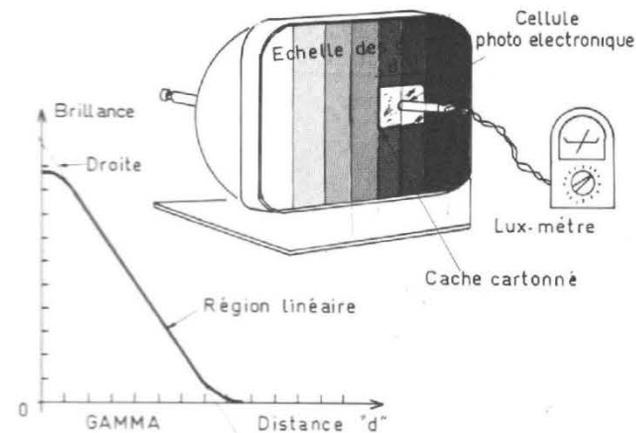


Fig. 6

il ne reste que l'échelle des gris et le contrôle du gamma peut alors être fait dans les mêmes conditions que ci-dessus.

La connaissance de la forme des signaux s'avère aussi très importante car le dépistage d'une panne dans les circuits de chrominance ou de luminance peut aussi se faire à l'oscilloscope que l'on déplacera de proche en proche jusqu'à la localisation de l'anomalie. Certaines mises au point seront également faites de cette manière : désaccentuation, réglage du portier, calage des niveaux de repos « chroma » et luminance, etc.

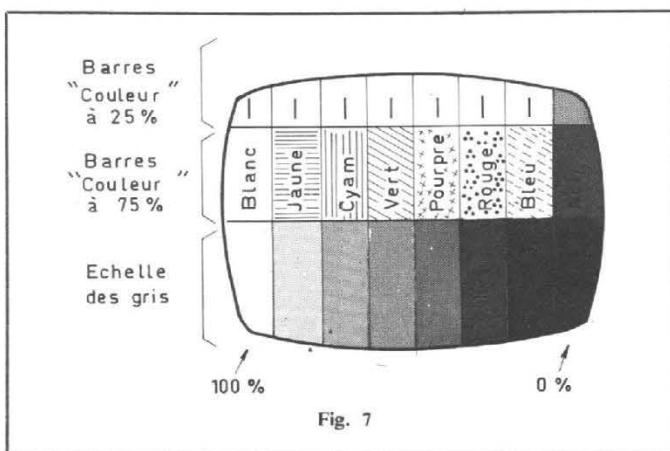


Fig. 7

CONTROLE DU CIRCUIT DE MATRIÇAGE

Le système de contrôle par les mires ne donne pas le détail des dérèglages qui résulteraient éventuellement d'une panne ou d'une manipulation maladroite. Il faut recourir aux méthodes habituelles de dépannage et contrôler la forme et l'amplitude de chaque signal. Avant toute chose, il faut connaître le processus de matricage Secam. Rappelons en les grandes lignes : la voie « rouge » délivre un signal d'amplitude relative égale à $-19 (R' - Y')$; le signe négatif résulte du mode de codage à l'émission. Cette voie peut voir son gain varier mais, en général, c'est l'attaque qu'on modifie (réglage de saturation « rouge »).

La voie « bleue » a au contraire un gain fixe, ainsi que son attaque, qui est maintenue constante.

La démodulation possède ici des diodes branchées à l'envers de celles du démodulateur de la voie « rouge », afin de rendre identiques les phases des signaux de chrominance. Rappelons, en effet, qu'à l'émission les phases des signaux $R' - Y'$ et $B' - Y'$ sont opposées.

Le niveau relatif du signal de chrominance « bleu » issu de la désaccentuation est évalué à $-1,5 (B' - Y')$. Les amplificateurs A_R et A_B auront donc des gains relatifs respectivement égaux à $-0,53$ et à $-0,81$ afin de ramener au même niveau les signaux de chrominance « rouge » et « bleu ».

Le matricage du signal « vert » s'opère en général par un réseau linéaire de 3 résistances (voir Fig. 8); les valeurs des résistances R_1 à R_3 sont choisies de telle sorte que le signal « bleu » soit réduit dans la proportion de 0,186 et le « rouge » de 0,51; soit : $V' - Y' = -0,51 (R' - Y') - 0,186 (B' - Y')$

...à la sortie de l'amplificateur A_V .

Il est évident que les chiffres

avancés définissent les valeurs relatives de gain car il est évident que les gains réels sont plus élevés : on ne conserve que les proportions. Si l'on ne veut modifier que légèrement ces proportions, un potentiomètre agit séparément sur chacune des saturations; en agissant sur la satu-

ration « rouge » générale, on bouleverse tout le matricage. Il peut être éventuellement rattrapé en agissant sur R_1 et R_2 mais, toutes les combinaisons étant possible, on suivra un processus bien établi à l'avance; s'écarter de cette règle risque de troubler le metteur au point de façon qu'il tourne en

rond sans trouver le compromis idéal.

MODE DE REGLAGE DU MATRIÇAGE

Le mode de réglage varie avec le téléviseur, sa marque, et son type de fabrication. Néanmoins, un réglage grossier s'obtient en observant la forme des signaux délivrés à la sortie de la platine de décodage, quitte à figurer au moyen des mires (voir ci-dessus). En premier lieu, on place l'oscilloscope successivement en I, II et III du diagramme synoptique de la figure 8 (sorties branchées sur les wehnelts du tube trichrome).

Un premier contrôle impose le branchement de l'appareil sur la sortie $B' - Y'$; le contraste général étant maximum, on agit sur la résistance « talon » du contraste « chroma » pour avoir une amplitude suffisante (100 à 120 V; voir Fig. 9). A l'autre extrémité du réglage de contraste, une autre résistance « talon » ramène le même signal à une valeur 3 à 4 fois moins grande.

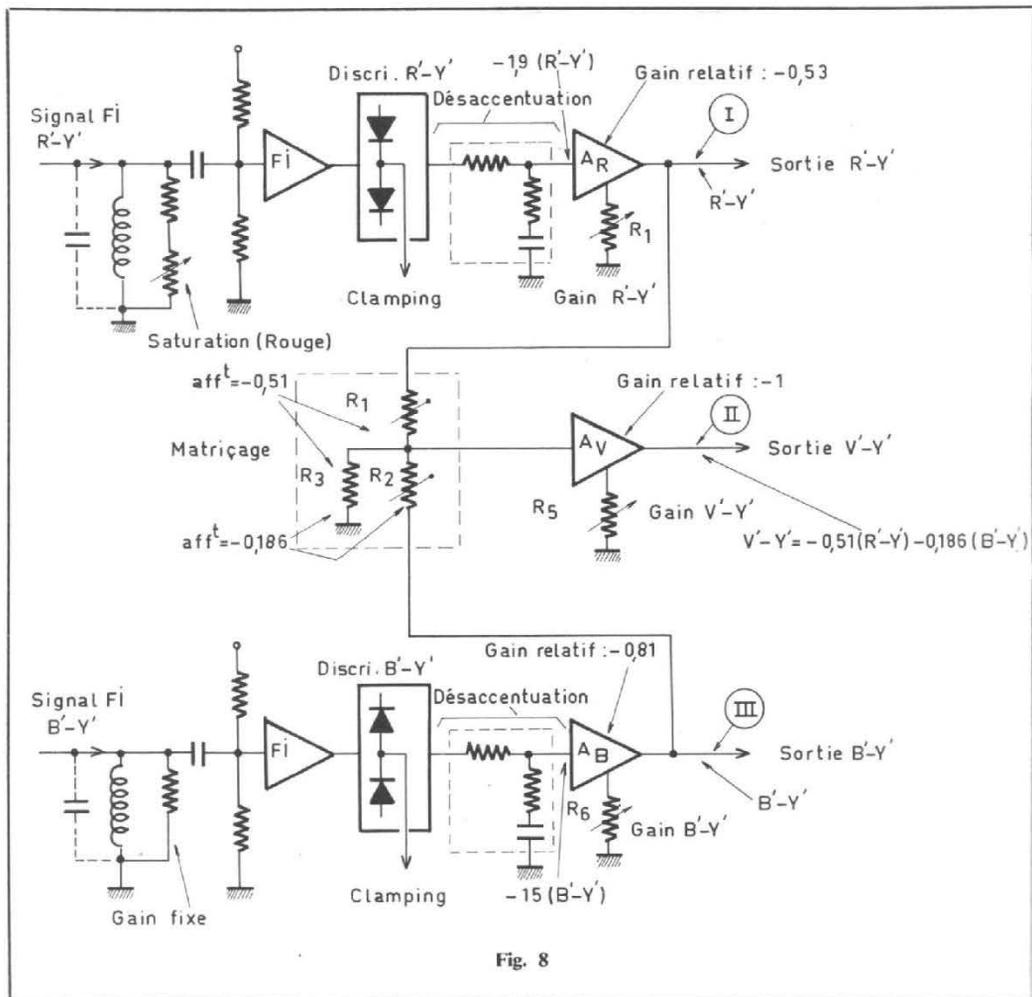


Fig. 8

LES CAMÉRAS DE TÉLÉVISION

A - LE CIRCUIT FERME

B - LE STUDIO D'ENREGISTREMENT

A - Le circuit fermé est généralement employé pour des surveillances : diverses applications - banques, usines, hôpitaux, cliniques, magasins.

Le circuit fermé le plus simple emploie une caméra et un monitor vidéo ; la liaison se fait par un câble coaxial 75 Ω (Fig. 1).

Quand la caméra et le monitor se trouvent séparés d'une dis-

obtenir un meilleur rendu et une plus grande facilité d'emploi.

Une caméra de studio possède un viseur électronique qui sert d'écran de contrôle pour les prises de vues.

Exemples d'utilisation :

- Enregistrement d'une opération dans un hôpital ;
- Formation du personnel ;
- Spot publicitaire.

Les caméras de studio sont commandées à partir d'une régie. Au niveau de celle-ci, les images issues des caméras

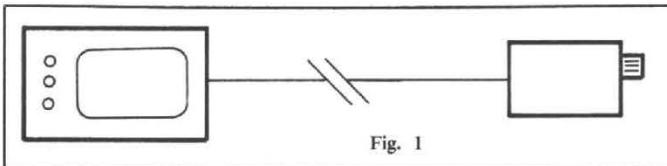


Fig. 1

tance importante, il y a lieu d'utiliser un amplificateur vidéo inséré dans la ligne coaxiale afin de compenser les pertes de ce dernier.

Pour compléter l'installation ci-dessus on peut ajouter n caméras sur un monitor vidéo à l'aide d'un sélecteur manuel ou automatique. L'inverse peut aussi être réalisé : une seule caméra et plusieurs monitors avec un amplificateur distributeur vidéo.

B - Un studio de télévision vous permet de réaliser un programme et même de l'enregistrer. C'est avec des caméras d'un autre type qu'il faut opérer pour

subissent divers traitements : mélanges, fondus, découpages suivant diverses combinaisons (Fig. 2).

Dans le cas de la reproduction d'un texte, pour obtenir une stabilité de l'image ainsi qu'un bon contraste, on emploie un lecteur de documents (statif) ; l'image reproduite peut être réinjectée avec une autre caméra sur la régie et servir de sous-titre ou de légende. L'image finale peut, soit être enregistrée, soit diffusée immédiatement sur chaîne de monitor.

BISSET B. S.T. 9, 15, 19, rue Cail Paris (10^e)
Tél. : 607-06-03, 58-48 et 79-30

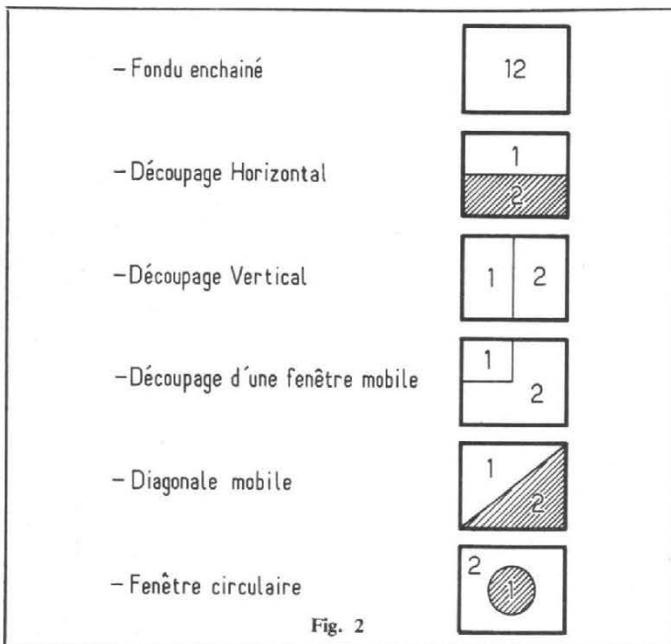


Fig. 2

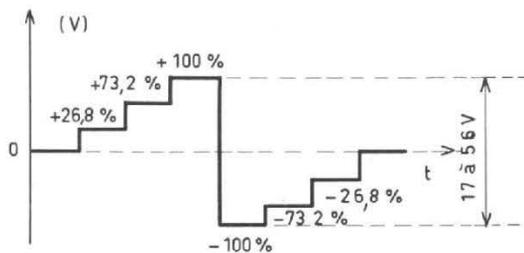
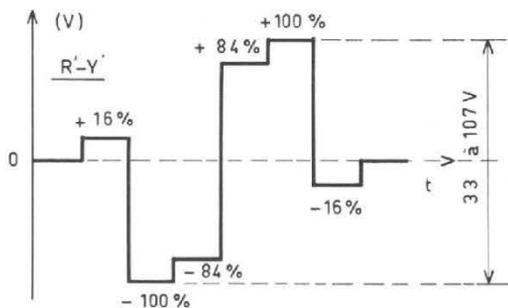
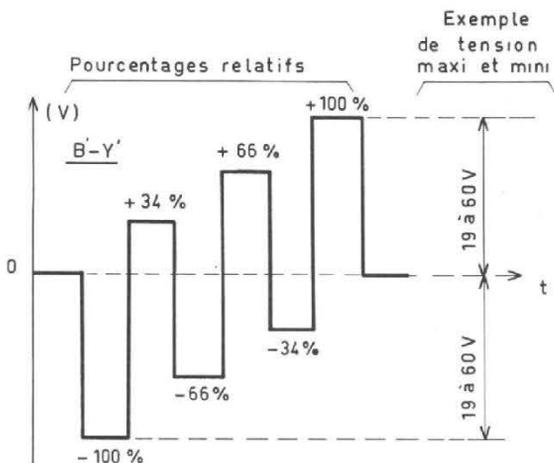


Fig. 9

La seconde opération s'adresse au signal $R' - Y'$ qui doit être ramené à une amplitude légèrement plus faible (100 à 110 V au maximum, 30 à 35 V au minimum) grâce au réglage de saturation « rouge ». En se branchant sur la sortie $V' - Y'$, on doit constater une amplitude du signal encore plus faible (55 à 60 V au maximum de contraste et 15 à 20 V au minimum). On règle la forme dans le détail et l'amplitude à la valeur exacte au moyen des potentiomètres R_1 et R_2 (s'ils existent !). On doit obtenir par exemple les formes et les amplitudes des signaux de la figure 9.

Attention ! il ne s'agit que d'un

exemple entre plusieurs que les réglages placés au niveau des amplificateurs peuvent modifier ; ceux là seront donc disposés à mi-course, lors des réglages ci-dessus.

Signalons que pour éviter les tentations de toucher à trop de boutons à la fois, beaucoup de constructeurs ne rendent pas variable le pont de matricage ni les gains partiels, ou bien ceux-ci existent seuls disponibles et c'est la saturation rouge qui est fixe. On se reportera, alors, à la notice technique du constructeur.

Roger Ch. HOUZE,
Professeur à l'E.C.E.

L'INTELLIGENCE ARTIFICIELLE :

② LES ROBOTS INDUSTRIELS

(Suite voir n° 1 401)

Le terme « robot » éveille, dans les esprits, l'idée d'un être à apparence humaine, capable d'exécuter des actes analogues à ceux des hommes et disposant, à cet effet, d'un équipement ressemblant à leur cerveau. C'est l'auteur tchèque Karel Kapek qui, dans une œuvre de science-fiction, parla, en 1921, le premier de robot.

Les robots ont fait leur première apparition industrielle au début des années 60. Malgré un début difficile, les spécialistes « robots » (les « robotologues ») prévoient une croissance exceptionnelle de l'industrie des robots (la « robotologie ») dès le début de la décennie : 50 000 robots devaient, aux environs de l'année 1973, être employés dans l'indus-

trie... Le nombre total de robots, dans le monde entier, est seulement voisin du millier d'unités !

LE ROBOT DANS L'INDUSTRIE

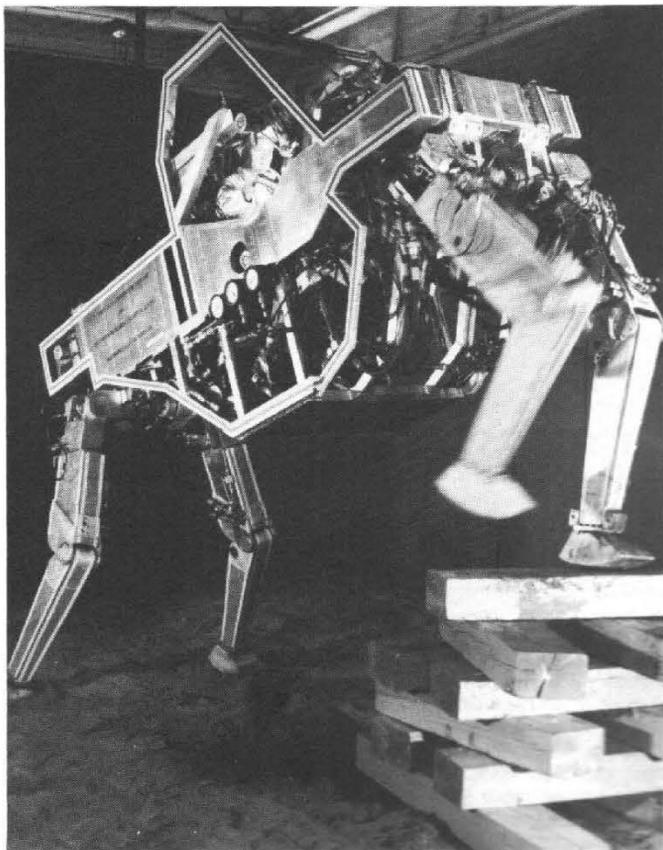
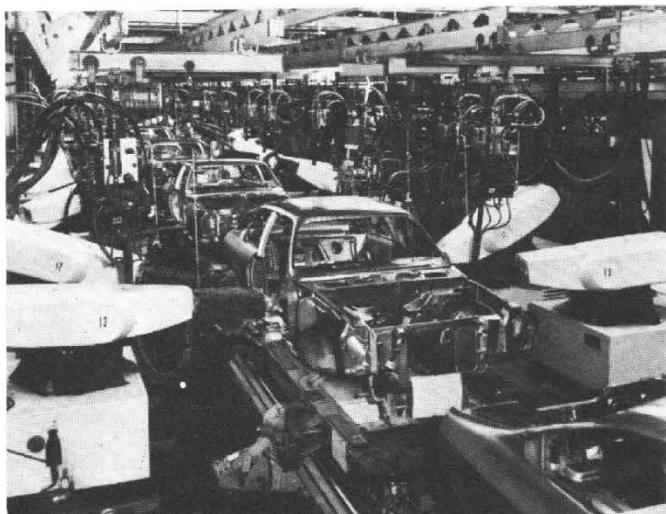
Le robot industriel n'a nullement forme humaine. Il s'apparente plutôt à une machine-outil

classique ; son rôle essentiel consiste à transférer et à manipuler des pièces mécaniques, des composants électroniques, des outils industriels, ... sous le contrôle d'un mini-ordinateur programmable. La mémoire de l'ordinateur stocke des mouvements des divers organes servant au robot, ces organes pouvant être comparés au bras, au poignet, à

13 Super-robot de General Electric.

12

Les robots Unimate sont à l'œuvre dans la chaîne de construction de la Vega de General Motors Corp.



la main et aux doigts humains ; cette mémoire peut être reprogrammée comme une mémoire classique d'ordinateur. En outre, des organes sensoriels sont en développement, qui fournissent au robot des informations sur son « environnement ». Ce sont, en particulier, des organes tactiles (capteurs de proximité, jauges de contraintes), et visuels (caméras de télévision).

Les robots sont essentiellement conçus pour travailler dans des environnements dangereux ou fortement pollués ; on trouve par exemple des robots industriels là où règnent la poussière, les hautes températures, le bruit (photo 12).

Trois catégories de robots essentiellement sont développées :

1° Le robot superintelligent est encore au stade de la recherche. Il devrait être capable de reproduire le mouvement des pieds et des bras humains ; disposant d'un « cerveau » intégré, il sera à-même de prendre seul des décisions. Son coût de fabrication pourrait être très élevé, et se situer entre deux et trois mégafrancs.

Dans cette classe, on trouve les robots « anthropomorphes », à ressemblance humaine, tels « Syntelmann » du professeur allemand Hans Kleinwachter, ou le robot de General Electric (photo 13).

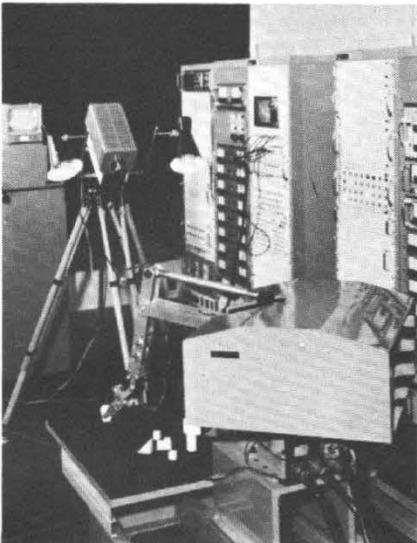
2° Le robot intelligent est en phase de prototype. Il possède un organe visuel (caméra de télévision), un ordinateur et des capteurs tactiles (photo 14). Ses mouvements sont programmés, et peuvent être guidés par les informations captées au moyen des organes sensoriels. Aux Etats-Unis, Marvin Minsky (Massachusetts Institute of Technology) et John H. Munson (Stanford Research Institute) mettent au point de tels robots ; au Japon, les robots ETL de l'Electrotechnical Lab., et Hivip MK 1 construit par Hitachi appartiennent à la même classe de robots. Leur industrialisation pourrait démarrer dès 1975 et leur prix serait, sensiblement, de 1,5 mégafrancs (photos 15 a et b).

3° Les robots non-intelligents se placent dans l'une des trois catégories suivantes :

— Le robot universel, introduit sur le marché voici plus d'une dizaine d'années, et dont les représentants les plus connus sont l'Unimate, construit par Unimation Inc., et le Versatran réalisé par l'American Machine & Foundry Co. Le robot universel dispose d'une unité de commande électrique ou électronique ; les mouvements du « bras » de travail sont exécutés, dans toutes les directions, en mode « pas-à-pas » ou en mode « continu ». La charge maximale pouvant être transpor-



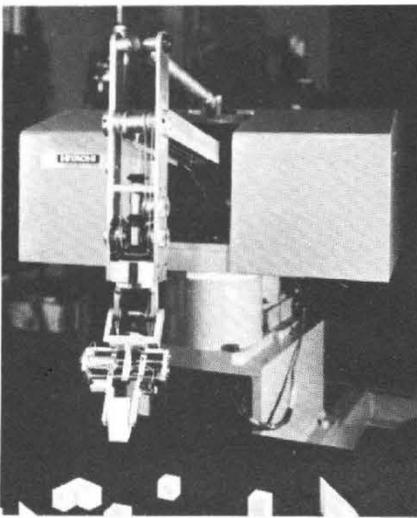
14 « Shakey » est le robot intelligent du Stanford Research Institute.



15 (a) Le robot Hivip...

(b) ... est capable de reconnaître les formes des objets.

(Clichés Hitachi)



tée est de 40 kg, et la précision du déplacement est comprise entre 1,25 et 2 mm. Le prix s'échelonne entre 100 et 150 000 francs. La durée de vie, enfin, est indiquée, égale à 40 000 heures de fonctionnement.

Dans de nombreux cas d'applications, le robot universel est pourvu de plus de possibilités qu'on désire. Il existe ainsi souvent bien des possibilités non-utilisées ou mal-utilisées. L'industriel achetant un robot universel aura donc à déboursier davantage en investissement que s'il se procurait un matériel plus spécialisé. Trop chers, trop universels, les robots industriels, jusqu'alors, se vendaient mal (tableau I).

— Le robot simple est, quant à lui, un robot spécialisé dans un secteur industriel déterminé. Son prix s'échelonne entre 40 000 francs (robot Auto-Hand de la firme japonaise Aida) et 75 000 francs (robot britannique Simpltran de Hawker-Siddeley). La charge maximale pouvant être véhiculée est comprise entre 5 kg (robot Auto-Hand) et 45 kg (robot Simpltran). Il existe de nombreux modèles se classant dans cette catégorie.

— Le robot miniature est destiné à l'assemblage de petits composants ; il coûte environ 15 000 francs. Un tel matériel est produit en Grande-Bretagne par Hawker-Siddeley sous le nom de Minitran.

*
**

LE MARCHÉ DES ROBOTS INDUSTRIELS

Le marché des robots industriels a été évalué par le groupe américain d'études Theta Technology Corp.

En 1972, le marché mondial des robots industriels fut d'environ 120 millions de dollars, et il devrait tripler d'ici dix ans (tableau II).

En 1980, les secteurs industriels qui feront appel aux robots industriels sont, comme actuellement ceux relatifs au coupage des métaux (88 mégadollars en 1980), au formage des métaux (71 mégadollars), à l'assemblage (61 mégadollars), au moulage (14 mégadollars) et au travail des matières plastiques (11 mégadollars). En 1980, les ventes de robots atteindront 274 mégadollars ; ce total sera porté à 367 mégadollars en 1985.

La population de robots, en 1980, devrait se situer entre 40 et 60 000 unités.

TABLEAU I
Petit guide des robots américains

Fabricant	Nom du robot	Charge maximale (kg)	Dimensions (mètres)	Distance atteinte par le bras de travail (mètres)	Angle pouvant être balayé par le bras (deg.)	Source d'énergie utilisée	Prix maxi (milliers de dollars)
Auto-Place Inc.	Auto-Place	13,5	0,9 × 0,15 × 0,15	0,45	270	Air	10
Wickes Corp.	Grabber	45	1,5 × 0,9 × 1,2	1,5	180	Electricité et hydraulique	12
IBM Industrial Products	IBM	6,5	0,3 × 0,3 × 1,5	0,33	270	Hydraulique	20
Robotics Inc.	Liberator	3,2	1,5 × 0,6 × 1,5	0,7	180	Electricité et hydraulique	25
Prab Engineering Corp.	Prab	23	2,1 × 0,9 × 1,5	1,1	90	Hydraulique	10
Sundstrand Mach.	—	11,5	0,3 × 0,3 × 1,5	1,8	360	Electricité	25
Synchro. Corp.	Synchro-trans	9	0,6 × 0,9 × 1,2	0,48	180	Air	10
Weber Rotodyne Corp.	Transfer	3,4	0,9 × 0,6 × 1,5	0,25	360	Electricité	5
Unimation Corp.	Unimate	34	1,5 × 1,2 × 1,2	2,3	200	Electricité hydraulique	25
AMF-Versatran	Versatran	68	0,6 × 0,3 × 1,8	1,1	360	Hydraulique	35

QUELQUES ROBOTS HORS DES U.S.A.

Les industriels américains ont été les premiers à proposer des robots industriels, au début des années 60. Depuis, de nombreux autres industriels, tant européens que japonais, disposent de robots opérationnels.

En Angleterre, par exemple, on trouve les robots Minitran (Hawker Siddeley), Transiva (B. & R. Taylor Ltd.) et Miniman (Foster Fluidics).

Minitran a été conçu et réalisé par les chercheurs de l'Université de Nottingham; il fonctionne avec une commande électronique ou fluïdique. Le robot peut manipuler jusqu'à 1 500 composants par heure; des calculs économiques ont montré que le système est économique lorsque la production manipulée dépasse 250 000 composants.

Le robot Transiva est à fonctionnement hydraulique. Il est susceptible d'être muni des outils les plus variés (pince, ventouse, aimant magnétique,...). Les bras disposent de 4 degrés de liberté: déplacement vertical entre 10 et 30 centimètres, déplacement horizontal sur une distance pouvant atteindre 50 centimètres; le bras peut pivoter d'un angle de 180° autour de son axe vertical, tandis que l'outil est à même de pivoter de 180° autour de l'axe du « bras » du robot (mouvement de « poignet »).

Miniman associe une unité de commande fluïdique universelle

et des modules adaptés aux besoins des divers utilisateurs (Fig. 1). Ce robot peut être programmé pour se déplacer horizontalement, verticalement, ou latéralement. Ses bras peuvent « saisir » des objets (mouvement de « main ») ou subir un déplacement de rotation similaire à un « mouvement de poignet ».

La précision de positionnement du bras atteint le millimètre. Son prix est supérieur à 100 mégafrancs.

Deux fabricants de robots sont installés en Suède, R. Kaufeldt AB et Electroflux. Le premier propose un système dans la classe des prix compris entre 25 et 50 000 francs, tandis que le

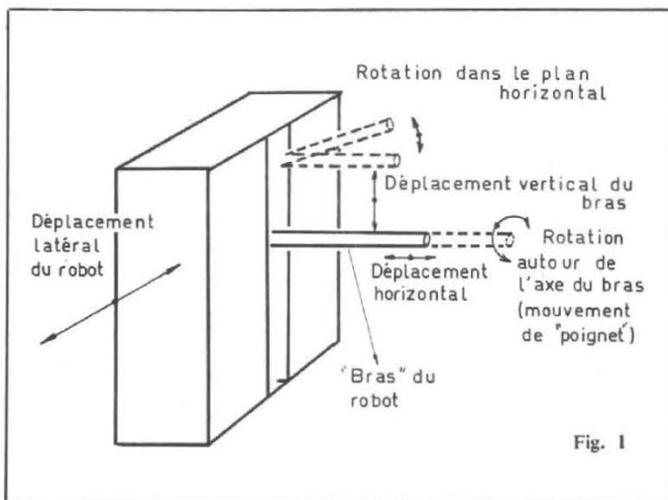


Fig. 1

En plus des outils classiques, il est possible d'adapter sur le bras du robot, un pulvérisateur (pour la peinture par exemple).

La Norvège produit le robot Trallfa, destiné essentiellement aux traitements de surface (peinture, émaillage, revêtements de surface). Il se programme à l'aide d'une bande perforée. La

robot Electroflux se situe dans la plage située entre 50 et 100 000 francs.

Le Japon, pour sa part, produit de nombreux modèles de robots industriels: Sideman (Mitsubishi), Microtran (Seiko), Kawaguchi-Roks (Kanematsu-Gosho), Autohand (Aida Inc.), Robot-Cart (Toshiba).

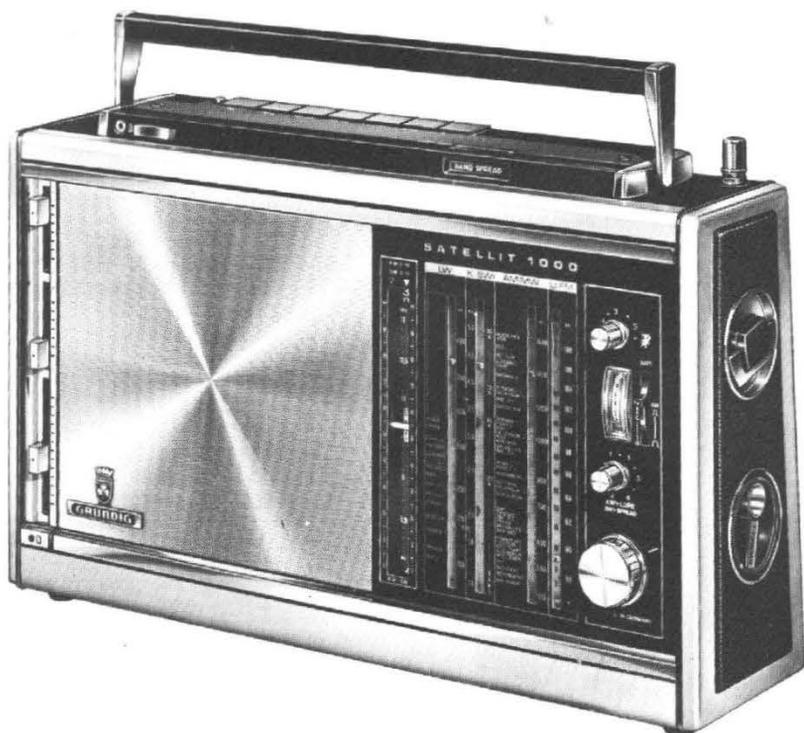
TABLEAU II
Marché des robots industriels en 1972

Secteur industriel	Valeur (millions de dollars)
Coupage des métaux	32,4
Formage des métaux	25,5
Moulage	10,8
Assemblage	28,8
Matières plastiques	9,3

Il serait souhaitable que la robotologie fasse, en France, son apparition, non seulement pour l'obtention d'une productivité accrue, mais aussi pour la suppression d'accidents dangereux et de la fatigue dans le travail.

(à suivre)

Marc FERRETTI



RÉCEPTEUR GRUNDIG SATELLIT 1000

A côté des récepteurs portatifs comportant plusieurs gammes d'ondes courtes, il existe des appareils à performances élevées équipés pour la réception de très nombreuses gammes OC, et munis de circuits pour la réception de signaux télégraphiques ou en bande latérale unique. Le récepteur Satellit 1000 entre dans cette dernière catégorie, il constitue l'un des appareils les plus complets et les plus performants pour l'écoute DX. La partie basse fréquence est capable de satisfaire le mélomane; elle comporte deux haut-parleurs et permet de tirer parti de l'excellente qualité des émissions en FM, reçues aussi par l'appareil.

CARACTERISTIQUES

Récepteur 12 gammes + 8 bandes étalées.

FM : 87,5-108 MHz.

GO : 145 - 420 kHz, 2 060-714 m.

PO : 510 - 1 620 kHz, 588-185 m.

OC1 : 1 600 - 5 000 kHz, 187-60 m.

OC2 : 5-7,1 MHz, 60-42 m ; bande étalée 49 m, 5,95 - 6,25 MHz.

OC3 : 6,05-8,25 MHz, 50 - 36,5 m ; bande étalée 41 m, 7,07-7,38 MHz.

OC4 : 8,1 - 11,05 MHz, 37 - 27 m ; bande étalée 31 m, 9,47-9,9 MHz.

OC5 : 9,95 - 13,65 MHz, 30 - 22 m ; bande étalée 25 m, 11,67-12,2 MHz.

OC6 : 12,85 - 17,5 MHz, 23-17 m ; bande étalée 19 m, 15,05-15,7 MHz.

OC7 : 15,15 - 20,3 MHz, 20-14,5 m ; bande étalée 16 m, 17,65-18,35 MHz.

OC8 : 18,3 - 24,5 MHz, 16,5-12 m, bande étalée 13 m, 21,3-22,1 MHz.

OC9 : 21,5 - 30 MHz, 14-10 m ; bande étalée 11 m, 25,55-26,7 MHz.

Antenne : Fonctionnement sur toutes bandes avec antenne télescopique de 1,40 m et antenne ferrite, prise antenne extérieure pour FM, OC, antenne voiture.

Double changement de fréquence sur les bandes OC2 à OC9.

Sélectivité variable.

Sur option, utilisation d'un bloc de décodage pour la réception SSB et CW.

Prise magnétophone enregistrement-lecture ou PU.

AFC commutable en FM.

Correcteurs de tonalité séparés graves-aiguës action par potentiomètres à déplacement linéaire.

Correction physiologique couplée à la commande de volume.

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

Haut-parleurs : 1 haut-parleur + 1 tweeter commutable.

Alimentation : 6 piles torche D ou accumulateur ; réseau par l'intermédiaire d'une alimentation régulée incorporée ; extérieure sur batterie de 6 à 12 V.

Prises de sortie pour haut-parleur extérieur de 4 Ω et écouteur.

Encombrement : 460 x 250 x 120 mm, pour un poids sans pile de 6,45 kg.

PRESENTATION

L'aspect de l'appareil : Récepteur d'encombrement inférieur à celui d'un modèle classique, ne renseigne absolument pas sur ses possibilités. Ce n'est qu'après un examen approfondi que l'on se rend compte de l'existence de quantité de commandes mettant en œuvre des circuits qui ne se rencontrent pas sur des récepteurs classiques.

La face avant comporte à l'extrême gauche, les potentiomètres à déplacement linéaire disposés verticalement contrôlant le volume, les correcteurs graves et aigus, sous lesquels est placée la touche arrêt-marche. Les haut-parleurs sont dis-

posés derrière une grille de dimensions importantes 220 x 195 mm. Le cadran est disposé pour permettre une lecture verticale, il comporte trois sections distinctes. A droite pour la gamme FM, au centre pour les gammes GO - PO - OC1, à gauche les gammes OC2 à OC9 défilent par rotation devant une fenêtre, qui comporte sur ses côtés deux échelles graduées de 0 à 100 et permettant une définition convenable. Sur la droite, de haut en bas, sont situées les commandes suivantes : accord antenne extérieure ou auto, S-mètre indicateur de la tension piles avec l'inverseur contrôlant l'AFC en FM et la sélectivité en AM, bouton d'étalement de bande par variomètre pour la gamme OC1, commande d'accord FM-PO-GO-OC1. Cette commande est munie d'un système débrayable qui entraîne l'aiguille du cadran FM en laissant l'aiguille du cadran PO-GO-OC sur sa position ou l'inverse, ce qui permet lors des commutations sur ces bandes d'être toujours préréglé sur une station écoutée précédemment.

Sur le flanc droit encastées les commandes destinées aux bandes OC, le haut-parleur, le sélecteur de gamme, en bas, le bouton d'accord, muni d'une encoche pour l'index, utilisable pour l'exploration rapide, et d'un molletage accessible lorsque le

bouton est tiré hors de son logement pour le réglage précis. Au-dessus de l'appareil, une série de touches enclenchent de gauche à droite l'entrée du bloc basse fréquence lors du raccordement à un magnétophone ou à une platine, les bandes GO-PO-OC1-OC2 à OC9 contrôlées par les commandes placées latéralement, FM, et touche antennes extérieures. Lorsque cette dernière touche est enfoncée, l'antenne ferrite et l'antenne télescopique sont déconnectées. L'antenne télescopique est de dimension importante 143 cm lorsqu'elle est complètement déployée pour les OC. Cette antenne est orientable grâce à une articulation, en FM une partie seulement est déployée, longueur réperée par un anneau. Une touche repérée « Band Spread » permet le passage de l'une quelconque des gammes OC2-OC9 à la portion étalée. Dans la fenêtre du cadran des bandes OC, sur chaque bande deux échelles situées en vis-à-vis indiquent la bande couverte, la bande étalée, et situent celle-ci sur l'échelle normale.

Une petite touche rouge commute l'éclairage cadran en alimentation piles, l'éclairage est assuré normalement sur le réseau. Une touche commute le fonctionnement sur haut-parleur seul ou haut-parleur + tweeter, et un jack miniature permet le raccordement à un écouteur.

A l'arrière de l'appareil, un compartiment masqué par un

volet coulissant dévoile le logement du cordon réseau et les prises destinées à l'entrée magnétophone PU, au haut-parleur extérieur, aux antennes extérieures FM et OC, à l'antenne auto, à l'alimentation continue extérieure, et au bloc SSB. Ces prises sont au standard DIN, l'impédance d'entrée des antennes est de 240 Ω en FM, de 60 Ω en OC. Les raccordements sur haut-parleur extérieur et sur écouteur coupent les haut-parleurs de l'appareil, en alimentation réseau un inverseur déconnecte les piles. Lorsque les piles sont remplacées par un accumulateur, celui-ci se trouve en charge lorsque le récepteur est raccordé au réseau mais à l'arrêt, ou encore lorsque l'on utilise une alimentation continue extérieure. Le logement du bloc accumulateur ou des piles est situé sous l'appareil. Le bloc SSB est un petit boîtier, fixé à l'aide d'une patte sous l'appareil, et disposé à plat sur le devant de l'appareil. Il comporte un cordon pour le raccordement au dos de l'appareil, et il est muni d'une commande d'accord BFO, d'un potentiomètre de gain manuel, et de trois inverseurs, gain manuel AGC, SSB, filtre antiparasites. La réalisation est très soignée, les circuits très élaborés, la densité des composants est importante. Tous les circuits que l'on peut souhaiter rencontrer sur un récepteur ont été utilisés. L'accord des trois têtes HF est réparé, il s'effectue à l'aide de condensa-

teurs variables multicages en FM et sur les bandes OC2-OC9. par condensateurs variables et variomètres sur les bandes PO-GO-OC1. Sur les bandes OC2-OC9, le constructeur a utilisé un rotacteur TV, ce qui permet une optimisation de la construction et des caractéristiques obtenues. Les différents condensateurs variables sont munis de dispositifs de rattrapage de jeu, le déplacement des aiguilles sur les cadrans sont mis en œuvre à l'aide d'un système complexe de poulies engrenages et ficelles, l'ensemble est fidèle.

Les circuits employés sont conventionnels, les composants classiques, mais comme nous le verrons au chapitre mesures, les résultats obtenus sont tout à fait satisfaisants, comparables à ce qui est obtenu sur certains récepteurs de trafic. Il est à noter que la réception s'effectue sans trous de 510 kHz à 30 MHz, et que la bande GO assure la couverture de la bande marine (145-420 kHz).

l'aide d'un filtre très élaboré placé en sortie de détection, et le bloc SSB (non figuré sur le schéma) comporte un BFO à décalage de fréquence par variomètre, un détecteur de produit, et un très efficace circuit d'antiparasitage. Le schéma général est donné figure 2. Nous décrivons successivement les circuits HF de haut en bas à gauche, puis les circuits FI, BF et alimentation.

Tête HF OC2-OC9 : Les signaux appliqués aux entrées antenne sont sélectionnés puis dirigés vers l'amplificateur haute fréquence accordé transistor T_1 monté en émetteur commun et dont le gain est contrôlé par un signal de CAG. L'entrée des circuits est protégée contre les surcharges par les diodes D_1 - D_2 et le néon GL_8 (antenne extérieure). L'accord antenne est assuré par le condensateur ajustable C_4 , des différents circuits de la tête par les cages du condensateur variable C_{231} - C_{232} - C_{233} . Le mélangeur utilisé, le transistor T_2 , l'oscillateur local le transistor T_3 . Une régulation de la tension d'alimentation est assurée pour cet étage par le transistor T_4 .

A la sortie du mélangeur T_2 , dans le transformateur ZF_1 , les signaux sont à 1850 kHz, valeur de la première fréquence intermédiaire. Ils sont ensuite injectés sur la grille du second mélangeur T_5 en traversant le transformateur accordé ZF_2 , le signal du second oscillateur à fréquence fixe (transistor T_6) est

DESCRIPTION DES CIRCUITS

Le schéma synoptique (Fig. 1) donne l'organisation des circuits. Trois têtes HF indépendantes sont suivies d'une chaîne FI commune à l'AM et la FM. La sélectivité variable est obtenue à

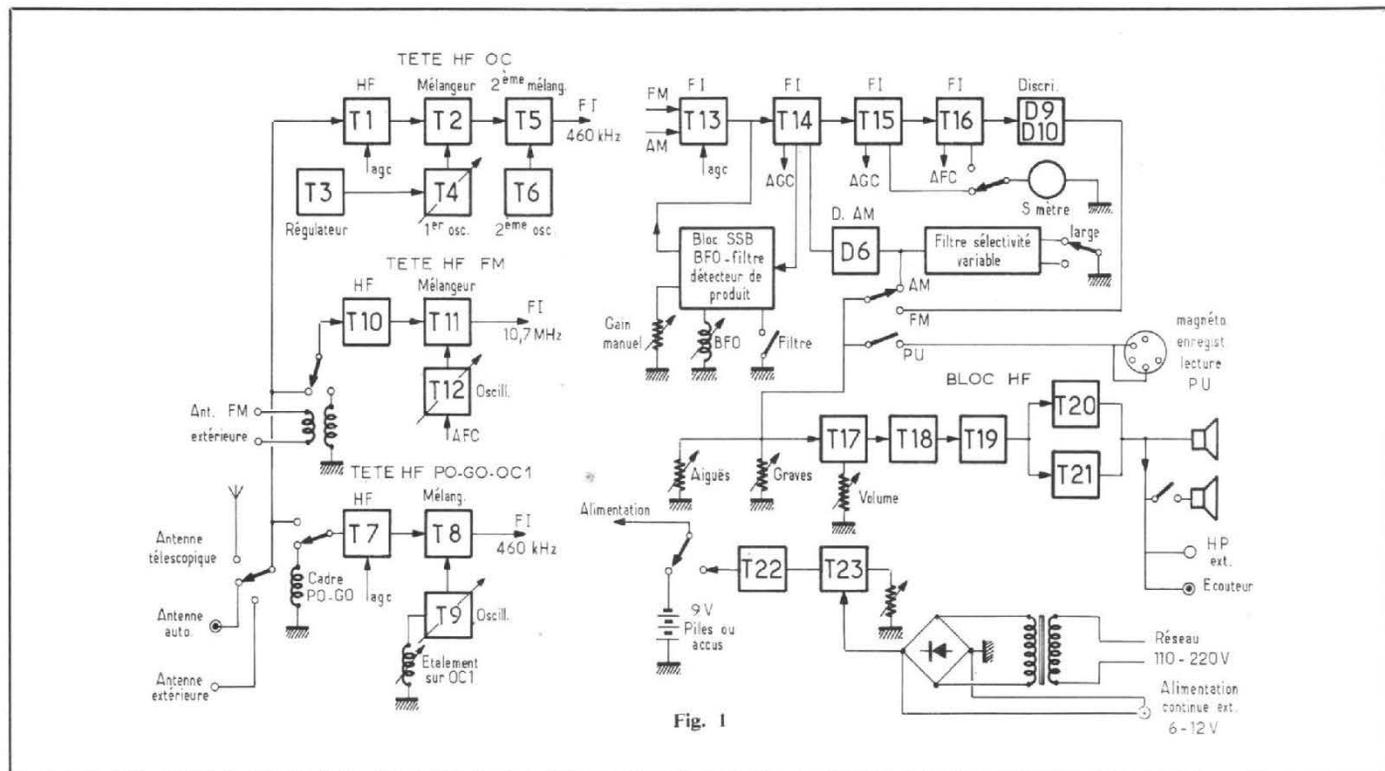
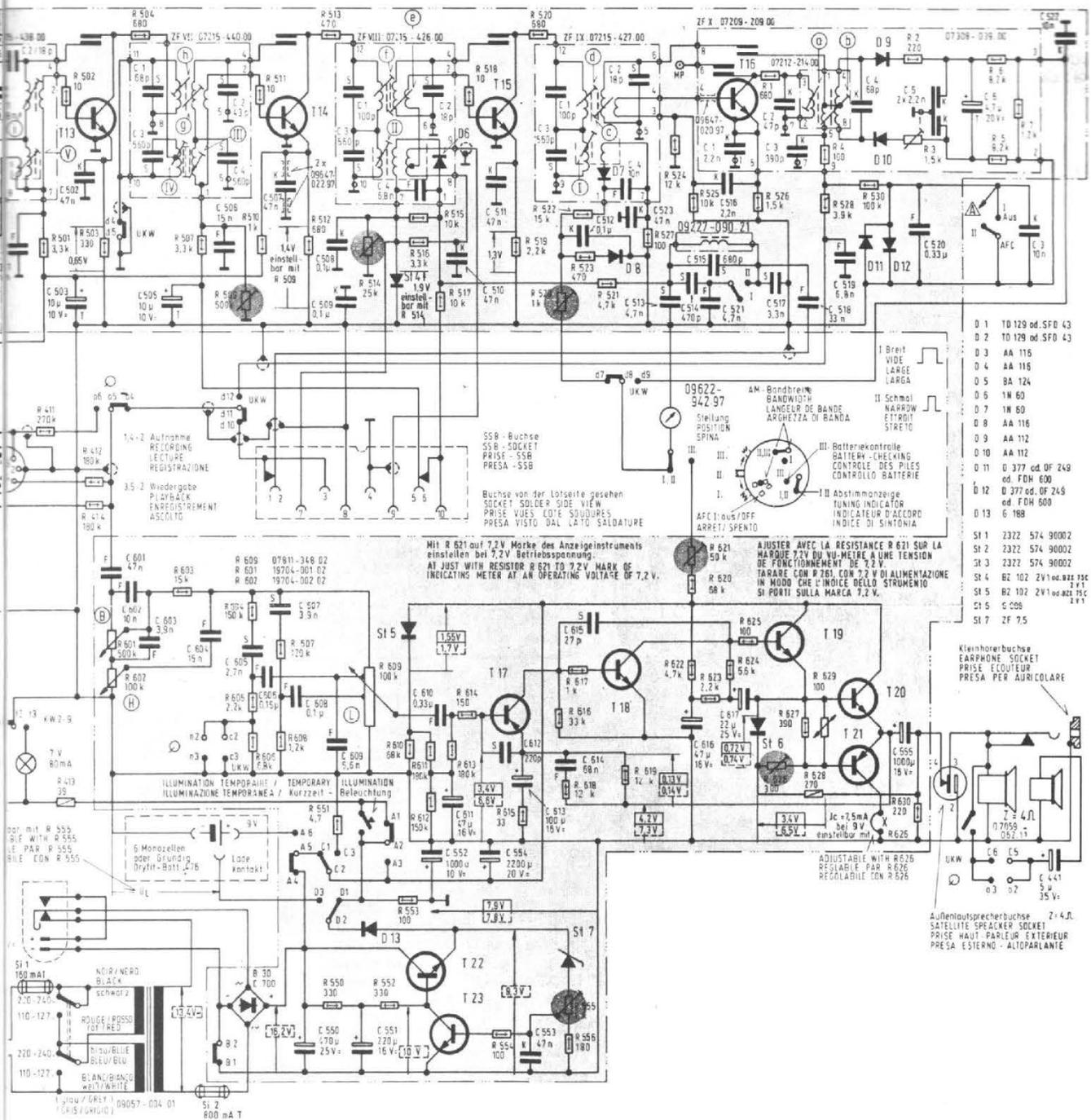


Fig. 1



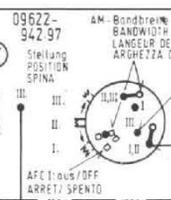
- D 1 TO 129 od. SFD 43
- D 2 TO 129 od. SFD 43
- D 3 AA 116
- D 4 AA 116
- D 5 BA 124
- D 6 1W 60
- D 7 1W 60
- D 8 AA 116
- D 9 AA 112
- D 10 AA 112
- D 11 D 377 od. DF 249 od. FDH 600
- D 12 D 377 od. DF 249 od. FDH 600
- D 13 6 188
- S 11 2322 574 90002
- S 12 2322 574 90002
- S 13 2322 574 90002
- S 14 BZ 102 2V1 od. BZ 15C 2K1
- S 15 BZ 102 2V1 od. BZ 15C 2K1
- S 16 S 209
- S 17 ZF 7.5

1.4-2 Aufnahme
RECORDING
REGISTRAZIONE

3.5-1 Wiedergabe
PLAYBACK
ENREGISTREMENT
ASCOLTO

S 58 - Buchse
SSB - SOCKET
PRISE - SSB
PRESA - SSB

Buchse von der Lotseite gesehen
SOCKET SOLDER SIDE VIEW
PRISE VUE DE COTE SOLDERES
PRESA VISTO DAL LATO SALDATURE



Mit R 621 auf 7.2V Marke des Anzeigeelements
einstellen bei 7.2V Betriebsspannung.
AT JUST WITH RESISTOR R 621 TO 7.2V MARK OF
INDICATING METER AT AN OPERATING VOLTAGE OF 7.2 V.

AJUSTER AVEC LA RESISTANCE R 621 SUR LA
MARQUE 7.2V DU VU-METRE A UNE TENSION
DE FONCTIONNEMENT DE 7.2 V.
TAREE CON R 621 CON 7.2 V DI ALIMENTAZIONE
IN MODO CHE L'INDICE DELLO STRUMENTO
SI PORTI SULLA MARCA 7.2 V.

Kleinhörerbuchse
EARPHONE SOCKET
PRISE ECOUTEUR
PRESA PER AURI COLARE

Außenlautsprecherbuchse
SATELLITE SPEAKER SOCKET
PRISE HAUT PARLEUR EXTERIEUR
PRESA ESTERNO - ALTOPARLANTE

5 Monozellen
oder Drying
Dryfit-Bott. 20B
Lade
kontakt

ADJUSTABLE WITH R 626
REGLEABLE PAR R 626
REGOLABILE CON R 626

110-127
ROUGE/ROSSO
220-240
BLAU/BLAU
110-127
BLANC/BIANCO
09057-034.01

800 mA T

injecté sur l'émetteur du transistor T_1 . Les signaux prélevés en sortie sur le circuit ZF_3 sont sur la seconde FI 460 kHz, ils sont dirigés vers le bloc amplificateur FI.

Tête HF GO-PO-OC1 : Les signaux selon la gamme choisie proviennent de l'antenne ou du cadre ferrite. Ils sont appliqués sur la base de l'amplificateur HF, le transistor T_7 , dont les circuits sont à accord par condensateur variable sur la base, par variomètre sur le collecteur et soumis à l'action du CAG. L'oscillateur local, le transistor T_9 , comporte sur son circuit accordé par condensateur variable en OC, le variomètre d'étalement de bande. Le signal local est injecté sur le circuit émetteur du mélangeur, transistor T_8 , le signal incident sur sa base, les signaux FI sont prélevés sur le circuit ZFV.

Tête HF-FM : Cette section est classique, elle utilise un transistor FET T_{10} en étage HF accordé, un second transistor FET T_{11} en mélangeur, et le transistor T_{12} monté en oscillateur base commune. Ce dernier étage est soumis à l'action d'un signal de CAF commutable, qui agit sur les diodes D_5 - St_3 . L'accord est réalisé par les condensateurs C_{302} - C_{315} - C_{308} . Le signal sort du bloc sur 10,7 MHz, puis il est dirigé vers l'amplificateur FI commun.

Chaîne FI : Les circuits comportent 4 étages pour la FM, deux pour l'AM. Les différents transformateurs 10,7 MHz et 460 kHz sont groupés dans un même boîtier sur chaque étage, le discriminateur et le dernier étage FI également. Tous les transistors sont neutrodynés à l'aide de condensateurs imprimés sur le circuit. En FM, l'amplification est assurée par la chaîne des transistors T_{13} - T_{14} - T_{15} - T_{16} , le détecteur de rapport fournit les signaux BF, le signal d'AFC et celui de l'indicateur d'accord, l'AGC est appliqué sur les deux premiers étages FI. Le potentiomètre ajustable R_3 du discriminateur équilibre celui-ci et permet d'obtenir une réjection AM optimale.

En AM, les deux premiers étages T_{13} et T_{14} sont utilisés, la détection est assurée en BF par la diode D_6 , le signal du S-mètre est prélevé en sortie du transistor T_{15} . Lorsque le bloc SSB est utilisé, le potentiomètre de gain manuel est inséré entre les contacts 5-6-10 sur la ligne d'AGC du transistor T_{14} , puis les signaux sont appliqués au filtre de sélectivité variable.

Les signaux basse fréquence sont dirigés après détection sur la sortie enregistrement et sur l'entrée du bloc basse fréquence.

Il est possible de raccorder cette entrée pour lire un enregistrement ou un disque. Les potentiomètres des correcteurs de tonalité sont disposés à l'entrée, suivis du potentiomètre de volume à prise pour correction physiologique. La configuration des circuits du bloc basse fréquence est très classique, le montage est à liaison continue, les étages de sortie en push-pull complémentaire dont la protection est assurée par la thermistance R_{629} liée mécaniquement au dissipateur de ceux-ci. Le signal de contre-réaction global est injecté sur l'émetteur de l'étage d'entrée, le transistor T_{17} à travers le réseau R_{618} - R_{619} - C_{614} . La sortie est à couplage capacitif à travers le condensateur C_{555} de 1000 μF .

ALIMENTATION

Celle-ci est fournie en continu par piles ou accumulateur intérieur, par source continue 6 à 12 V extérieur, ou par alimentation réseau. Deux fusibles sont disposés sur primaire et secondaire du transformateur, un redresseur en pont fournit la tension continue qui est régulée par les transistors T_{22} - T_{23} et la diode Zener St_7 . Lorsque l'on utilise la tension continue extérieure, celle-ci est injectée aux bornes du pont de diodes et se trouve du pont de diodes et se trouve stabilisée par le circuit T_{22} - T_{23} . Il est à noter que le fonctionnement du récepteur reste possible à puissance basse fréquence réduite même sous 6 V sans que ses caractéristiques de sensibilité soient altérées.

MESURES

Nous avons procédé aux mesures de sensibilité dont les résultats sont consignés au tableau I.

La sensibilité est grande, exploitable sans beaucoup de transmodulation, et ceci sur toutes les gammes. Les réjections FI et image sont satisfaisantes. L'emploi du bloc de décodage SSB montre une bonne stabilité du BFO. La précision de l'affichage des fréquences est très bonne en OC.

En basse fréquence les résultats de mesure sont surprenants par leur qualité rarement rencontrée sur un récepteur transportable.

MESURES AVEC TENSION D'ALIMENTATION 6-9-12 V

Gamme		Sensibilité pour S + B/B constant 10 dB	Réjection image dB
GO	150 kHz	9 μV	66
	400 kHz	8,5 μV	78
PO	500 kHz	5 μV	78
	1 600 kHz	4 μV	71
OC1	1,7 MHz	4 μV	68
	4,8 MHz	2,8 μV	47
OC2	5,1 MHz	1,2 μV	76
	7 MHz	1 μV	68
OC3	6,1 MHz	1 μV	71
	8 MHz	0,9 μV	62
OC4	8,2 MHz	1 μV	70
	11 MHz	0,8 μV	58
OC5	10 MHz	1,1 μV	62
	13,5 MHz	0,9 μV	56
OC6	13 MHz	0,9 μV	59
	17 MHz	0,8 μV	54
OC7	15,5 MHz	1,2 μV	60
	20 MHz	0,9 μV	52
OC8	19 MHz	0,9 μV	58
	24 MHz	0,9 μV	49
OC9	22 MHz	1 μV	63
	30 MHz	1,1 μV	48
FM	88 MHz	2 μV pour 26 dB	51
	105 MHz	2,2 μV S + B/B	44

La puissance délivrée est de 3,2 W eff. sur 4 Ω , avec un taux de distorsion harmonique de 0,4 %, la bande passante à la puissance maximale s'étend à 10 kHz à - 3 dB.

Les correcteurs ont une plage d'action de + 7,5, - 13 dB à 10 kHz, de ± 12 dB à 100 Hz, la correction physiologique est très énergique sur les graves. Nous avons procédé aux différentes mesures sur alimentation réseau, et pour la sensibilité simultanément sur alimentation continue extérieure, à 6-9 et 12 V. La variation de sensibilité sur 6 V est pratiquement négligeable.

ECOUTE

Nous avons d'abord assuré l'écoute OC sans méthode, puis à l'aide du World Radio TV Handbook nous avons assuré la chasse systématique des stations étrangères émettant des programmes en langue française. Le récepteur a été raccorder à un doublet de 10 m et nous avons pu recevoir le monde entier sans exagération.

Les commandes sont correctement exploitables, en OC1 le variomètre d'étalement couvre de ± 12 kHz à ± 40 kHz aux extrémités de bande. Le bloc SSB possède un filtre antiparasite très efficace, dont l'action complète la sélectivité variable. En SSB, les signaux sont détectés dans de bonnes conditions, la stabilité est bonne.

CONCLUSION

Nous sommes en présence d'un récepteur aux performances certaines, dont la mise en exploitation est simple. La construction est très soignée, nous sommes en présence de l'un des récepteurs capable de satisfaire l'amateur d'écoute lointaine le plus exigeant, sur le plan performance ou commodité d'emploi. L'utilisation est possible en tous lieux, relié à toute source d'alimentation, enfin le rapport qualité/prix est très intéressant.

J.B.

LES MESURES EN TÉLÉVISION

II. — UTILISATION D'UNE MIRE CATHODIQUE

GENERALITES

S ILS étaient assurés de capter toujours une émission de télévision, les dépanneurs, les techniciens assurant la mise au point, les démonstrateurs, mêmes, se contenteraient de brancher un câble d'antenne sur leurs appareils récepteurs pour contrôler le bon état de leur fonctionnement.

Hélas, certains jours, aucune émission n'est assurée. De plus, pour effectuer des réglages précis, une image mouvante n'est pas conseillée.

Il faut donc se munir d'un véritable générateur d'images fixes, aux propriétés géométriques qui permettent un contrôle de linéarité, de cadrage, de convergence pour les T.V. couleur (1). Il s'agit, bien entendu, de la mire électronique.

Cet appareil doit permettre non seulement la mise au point des bases de temps mais, également, celle de la platine de décodage SECAM (en France). Il ne nous semble pas raisonnable d'acheter, en effet, une simple mire réduite à l'emploi en noir et blanc quand bon nombre d'entre elles comportent des possibilités supplémentaires qui étendent le fonctionnement à la T.V. « couleur ».

si ce n'est que cette marque s'est toujours spécialisée dans ce type d'appareil. Nous avons été tout naturellement conduits à retenir un équipement capable de servir en N et B et en couleur car l'achat d'un tel appareil n'est pas une mince affaire pour le dépanneur — quels que puissent être les efforts des constructeurs pour vendre moins cher ! — et il faut l'amortir dans tous les cas.

Signalons une version axée sur la seule T.V. couleur : le modèle 712 et une version professionnelle portant la référence 701. Nous écarterons ces modèles trop spécialisés. Quand on considère la face avant d'une mire électronique (voir fig. 1), on retrouve quatre grandes parties. Ces sortes de classifications peuvent être généralisées à toutes les mires :

I. — Réglage de la fréquence porteuse « vision ». On doit trouver disponibles les bandes T.V. I, II et III en VHF, très souvent non-ajustées en fréquence car présentées sous forme de canaux (montage de barrettes sur rotacteur). Mais la bande UHF doit être ajustée continuellement en fréquence de 475 à 875MHz au moins.

II. — Choix du standard de définition. Disponibles sur un

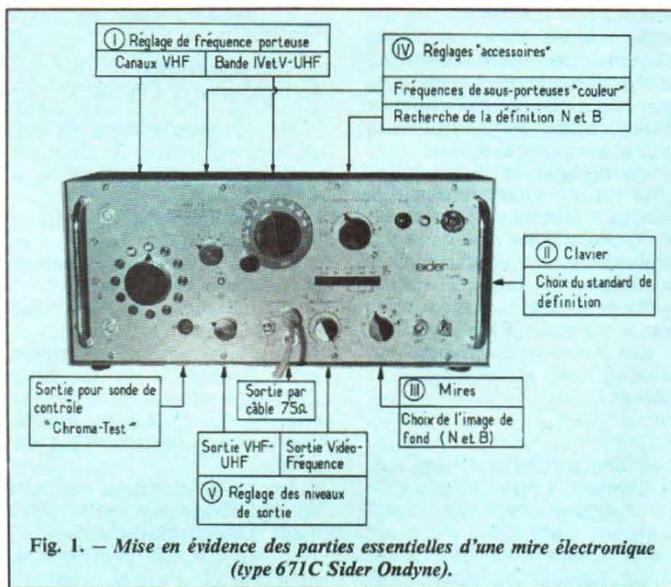


Fig. 1. — Mise en évidence des parties essentielles d'une mire électronique (type 671C Sider Ondyne).

clavier à touches, on obtient généralement les fonctions suivantes (voir Fig. 1) :

Cette mire a donc une vocation universelle car applicable à n'importe quelle norme (O.R.T.F. ou C.C.I.R.).

III. — Commutateur choix des images de mire de fond. Les informations d'images nécessaires aux différents contrôles à effec-

tuer sont sélectionnées à l'aide du contacteur à six positions intitulées de gauche à droite :

Mire de points. Focalisation, réglage de la convergence statique.

Quadrillage blanc/noir. Convergence dynamique.

Image blanche. Synchronisation, réglage de la pureté.

Définition. Contrôle de la bande passante. (Voir plus bas).

Quadrillage noir/blanc. Cadrage, linéarité.

Pavé noir. Contrôle du traînage + Demi-teintes.

IV. — Réglages « accessoires ». Dans cette classification entrent les différentes possibilités supplémentaires qui font qu'une mire est plus originale qu'une autre. Notamment, en N et B, on trouve ici un réglage permettant

LA MIRE ELECTRONIQUE SIDER ONDYNE 671C

Entre toutes celles qui sont actuellement disponibles nous avons choisi la mire Sider Ondyne 671C. Les critères de choix n'ont rien de discriminatoires

(1) Voir le Haut-Parleur n° 1392 de février 73.

Touches	Positions		Fonctions
	Relevée 819 L.	Enfoncée 625 L.	
1 ^{re}			Standard
2 ^e	Positive	Négative	Polarité vidéo
3 ^e	Interne	Externe	Modulation
4 ^e	A.M.	F.M.	Modulation
5 ^e	En service	Coupée	Porteuse A.M.

de connaître la bande passante globale du téléviseur, contrôle essentiel en T.V. couleur quand on songe que la voie « lumineuse » se trouve par la force des choses « truffée » de réjecteurs destinés à supprimer dans cette voie les sous-porteuses « chroma ». Les autres possibilités se situent généralement dans le contrôle des circuits cloches des T.V. couleur ainsi que l'accord du zéro des discriminatoires. Ici, en consultant le tableau I, on voit que le commutateur désigné en IV, figure 1, met en circuit des sous-porteuses qui lorsque les réglages ci-dessus sont imparfaits, entraînent des répercussions contrôlables au moyen d'un oscilloscope, au niveau de la platine de décodage.

V. — Réglage du niveau de sortie. Une mire doit délivrer sur un câble coaxial, en VHF/UHF, ou sur des douilles pour fiches de 4 mm, en vidéo fréquence, une tension suffisamment grande pour attaquer à fond un tube cathodique ou un étage final vidéo. La VHF/UHF passant par l'entrée « antenne », un dosage plus ou moins sommaire s'impose (par potentiomètre à faible résistance) mais on conseille toujours l'intercalation d'une chaîne d'atténuation en série avec l'entrée ci-dessus.

Les réglages de niveau VHF/UHF et de vidéo doivent, en principe, exister conjointement ; mais, très souvent, afin de ne pas déplacer le niveau du noir, le contraste — donc le niveau vidéo — reste fixe en modulation sur la porteuse VHF ou UHF.

Les autres caractéristiques de la mire sont groupées dans le tableau I.

CARACTERISTIQUES LA MIRE UNIVERSELLE SIDER ONDYNE 671 C

« VIDEO LUMINANCE »

SIGNAUX DE SYNCHRONISATION :

A) Lignes

Fréquences stabilisées par quartz.

Standards 625 ou 819 lignes par commutation.

Forme et durée des impulsions conformes aux normes.

B) Image

Fréquence asservie au réseau d'alimentation.

SIGNAUX D'IMAGE :

6 informations par commutation.

● Image blanche (pureté des couleurs).

● Mire de points (convergence statique).

● Quadrillage blanc/noir (mire de convergence).

Le quadrillage des lignes fines, de rapport 16×12 , permet un cadrage rigoureux, indispensable en T.V.C.

● Quadrillage noir sur fond blanc.

● Définition variable de 3 à 8 MHz.

● Pavé noir sur fond blanc.

● Mire de gamma constituée par 8 bandes verticales, combinée avec le pavé noir, permet le réglage de l'échelle des gris.

POLARITE :

Positive ou négative par commutation.

NIVEAU DE SORTIE :

Ajustable, maximum 1,5 V c. à c. sur charge 75Ω .

« VIDEO-CHROMINANCE »

Trois fréquences commutables, stabilisées par quartz, offrent la possibilité de régler avec précision le « Zéro » des discriminatoires et le centrage du circuit cloche.

POSITION

DU COMMUTATEUR :

O : Fonctionnement en noir et blanc.

R : Sous-porteuse rouge ($f_R = 4\,406,25$ kHz).

B : Sous-porteuse bleue ($f_B = 4\,250$ kHz).

Cl. : Sous-porteuse centrale ($f_o = 4\,286$ kHz).

P : Réservé au PAL (sur option).

Une prise spéciale est prévue pour l'utilisation de la sonde « Chroma-test », destinée au contrôle des circuits de chrominance (sonde d'injection sur demande).

De plus, les lignes verticales du quadrillage sont verrouillées d'une manière absolue.

UTILISATION PRATIQUE

Avant toute chose, car on doit y songer quand on est dépanneur et qu'on est susceptible de trouver des réseaux d'alimentation différents, placer les ajusteurs de tension de la mire et du téléviseur à essayer sur la valeur correspondant au secteur (50 Hz) disponible ; mettre sous tension les deux appareils.

Ensuite, opérer la liaison de la mire au téléviseur ; l'entrée 1^{re} chaîne est reliée à la prise VHF, l'entrée 2^e chaîne à la prise UHF.

Pour ce faire on utilisera un câble coaxial 75Ω dont on surveillera fréquemment le bon état (ni coupure, ni court-circuit). La tension haute fréquence est disponible à la prise coaxiale de la sortie VHF ;

elle est ajustable par la commande « niveau HF ». Pour attaquer en VHF tout autre point que la prise d'antenne du récepteur (la grille du tube changeur de fréquence ou un étage FI par exemple), on aura intérêt à fermer l'extrémité du câble coaxial sur une résistance non inductive de 75Ω , puis à intercaler un condensateur fixe au mica de $1\,000$ pF dans la liaison du conducteur central au point à attaquer. Les connexions entre l'extrémité du câble coaxial et le point à attaquer doivent être courtes.

ESSAIS DES CIRCUITS DE RECEPTION

Les essais des voies « image et son » s'imposent avant de passer au contrôle des bases de temps. Il importe de moduler en vidéo et en AF selon le standard choisi.

Enfin, pour tous les essais effectués à partir de l'entrée des voies VHF et UHF, il est indispensable d'observer les règles générales suivantes :

1. — La commande « niveau vidéo » doit être placée à mi-course (Division 5).

2. — Le commutateur vidéo « int-ext » doit être relevé vers « int ».

3. — La commande « niveau HF » placée sur la position 3 ou 4 de l'atténuateur.

Si le récepteur est en parfait état de marche, la manœuvre de ses commandes « contraste » et « lumière » doit faire apparaître sur l'écran l'image choisie. Il n'est pas utile de chercher immédiatement à obtenir un contraste maximum soit en agissant sur la commande « contraste » du téléviseur, soit en augmentant le niveau HF de la mire. En effet, si l'un des étages amplificateurs du récepteur arrivait à saturation, la synchronisation risquerait de ne plus s'effectuer. On estime avoir un contraste normal lorsque les lignes du balayage du tube d'image sont très légèrement visibles dans les noirs, alors que les blancs ne montrent pas de déconcentration du spot.

Le choix des paramètres de fonctionnement s'effectue sur le clavier II (Fig. 1) et ces indications ne souffrent aucune ambiguïté : il suffit de se renseigner sur les propriétés du standard (vidéo-positive ou négative, son MA ou MF, définition 625 ou 819, etc...).

Pour passer de la VHF à la UHF, il suffit de placer le rotateur sur la position souhaitée. Ainsi, on a la faculté de choisir le standard désiré dans n'importe quelle bande de fréquence.

Dans le cas du son modulé en fréquence — en CCIR par exemple — la porteuse HF son est en fait une bande latérale de la porteuse vision ; il est donc nécessaire d'accorder l'oscillateur local du téléviseur de manière

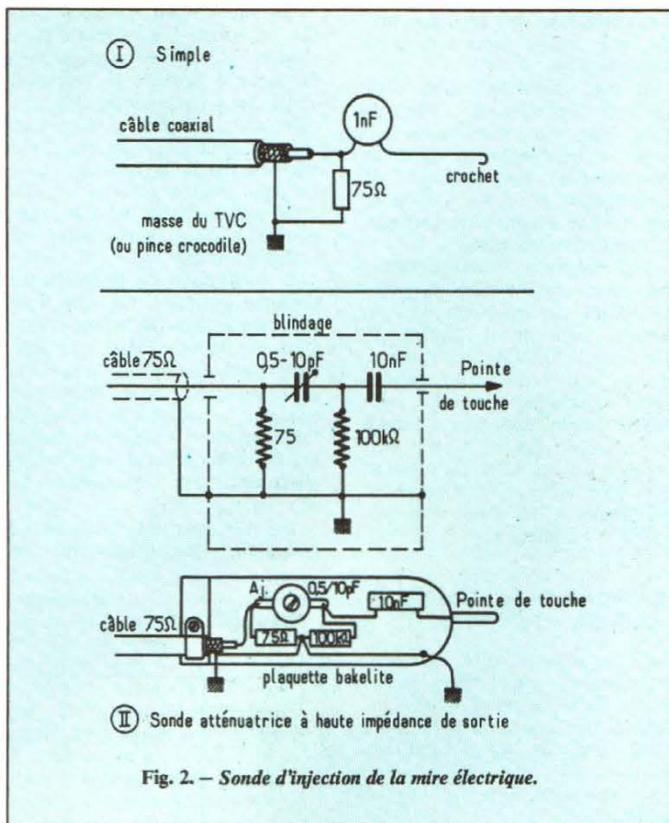


Fig. 2. — Sonde d'injection de la mire électrique.

à obtenir simultanément le son et l'image corrects.

Afin d'éviter les influences réciproques de la modulation vidéo sur le « son » et de la modulation BF du « son » sur l'image, il y a lieu de noter que, pour examiner l'image, la voie son

ne doit pas être mise en service. Pour soustraire le « son » à l'influence du signal vidéo, couper l'injection du signal vidéo en plaçant l'inverseur vidéo « intext » sur la position médiane.

Le contrôle de la définition se fait sur une mire spéciale sur

fond blanc où apparaît une interférence qui s'atténue à mesure que la fréquence de modulation croît, fréquence réglée au moyen d'un bouton (IV) étalonné en MHz. Lorsque l'interférence disparaît, la fréquence de coupure de la vidéo ou bande passante électrique « globale » est atteinte et il suffit de la lire sur le bouton ci-dessus.

ESSAIS DES BASES DE TEMPS

Lorsque le standard désiré est convenablement rendu sur le plan « luminance » et « sonore », on choisit la mire la plus souhaitable pour le réglage que l'on a à faire (ce n'est pas forcément évident !) en tournant le bouton III sur la bonne position (voir Fig. 1). Pour le contrôle du gamma on choisira 8 bandes verticales combinées avec un pavé noir pour juger du trainage (Fig. 3).

Pour la linéarité et la géométrie d'image on prendra le quadrillage noir sur fond blanc ou blanc sur fond noir (Fig. 5 et 8).

La grille délivrée par la mire est ajustée pour obtenir 16 intervalles dans le sens horizontal, soit 15 barres visibles, également réparties sur l'écran du téléviseur, et 12 intervalles dans le sens vertical.

Pour faciliter les opérations de cadrage, il n'est pas conseillé d'en modifier sa composition.

Toutefois, pour corriger une éventuelle désynchronisation de la fréquence de l'oscillateur de barres horizontales, il est prévu une ouverture H (sur le panneau avant) permettant, à l'aide d'un tournevis, d'effectuer une **légère retouche** ramenant un fonctionnement correct.

Pour la T.V. couleur, outre l'échelle des gris et la mire de convergence dynamique (quadrillage blanc sur noir), on peut employer la mire de points de surbrillance pour la convergence statique et l'image blanche pour le contrôle de pureté des couleurs (Fig. 4 et 6).

Les autres réglages en T.V. couleur traitent des circuits de décodage et seront vu plus loin.

BANC D'ESSAI CONTROLE DES SIGNAUX DE LA MIRE

L'utilisateur se servant d'une mire pour dépanner ne doit pas seulement connaître l'allure de la mire présentée par l'écran du téléviseur : il doit aussi connaître la forme des signaux correspondants. Il suffit en effet que le téléviseur soit en panne et que l'écran reste blanc (ou noir !...) pour ne plus avoir de repère...

Le dépanneur utilise alors un oscilloscope et il suit, d'étage en

étage, le signal, jusqu'à la coupure de la chaîne (voir chapitre I de la série).

Les figures 3 à 8 donnent, en regard des mires photographiées sur un écran de téléviseur « couleur », les signaux électriques correspondants immobilisés sous 2 cadences de base de temps : « image » et « ligne » (respectivement oscillogrammes A et B).

Dans la mire de surbrillance (Fig. 4) on remarquera que les points s'écrasent un peu : la convergence du téléviseur n'était pas parfaite.

Sur les oscillogrammes, on ne voit pas bien les tops correspondant aux points car ils sont trop brefs pour impressionner l'écran de l'oscilloscope.

C'est la linéarité horizontale qui paraît légèrement contestable dans la figure 5 D. En fait l'image de ce téléviseur est loin d'être mauvaise ; mais un type de mire tel que celle-là ne laisse passer aucune imperfection, fût-elle minime. La mire de la figure 6 n'est pas représentée : il s'agit d'un écran blanc (ou gris).

La mire de définition (Fig. 7) est la plus originale : il apparaît des raies verticales qui se rapprochent de plus en plus quand la fréquence de modulation augmente. Lorsque les raies s'estompent, c'est que la fréquence limite supérieure de la bande passante vidéo est atteinte ; avec notre téléviseur « couleur » cette fréquence s'identifie à 4 MHz.

Ce résultat s'avère tout à fait normal puisque la voie « luminance » du téléviseur supporte des trappes rejetant les sous-porteuses « chroma ».

La grille noire n'est pas différente en dimensions et en géométrie de celle à traits blancs sur fond noir (Fig. 8). Une trace inclinée plus sombre apparaît, ici, comme dans l'écran de la figure 7 ; cela est dû à l'appareil photo qui comportait un obturateur à rideau ; celui-ci allant de droite à gauche alors que la déviation du rayon cathodique se fait en sens inverse, une interférence s'opère, laissant voir une région plus claire sur l'écran.

Il faut aussi noter les difficultés que le photographe rencontre pour reproduire correctement la mire de gamma (Fig. 3), le propre gamma de la pellicule réagissant beaucoup au cours du développement.

Nous ne commenterons guère plus les signaux et les images obtenues sur l'écran T.V. : les commentaires portés sur les figures 3 à 8 parlant d'eux-mêmes.

Nous reviendrons sur l'emploi précis de chacune de ces mires au cours des développements spécialisés que nous comptons rédiger dans le cadre de cette série.

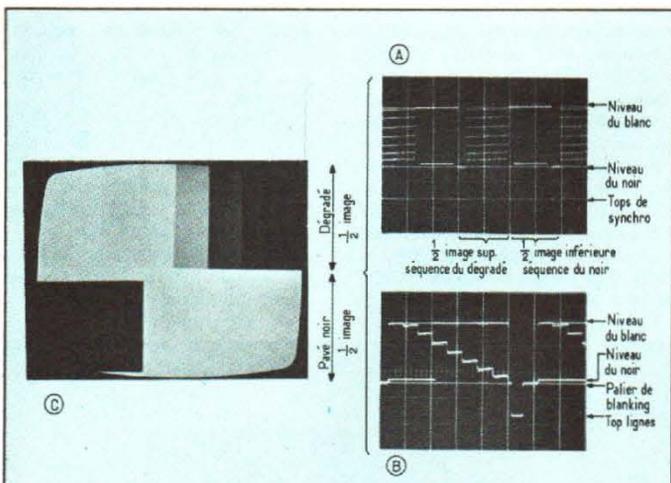


Fig. 3. — Mire de gamma

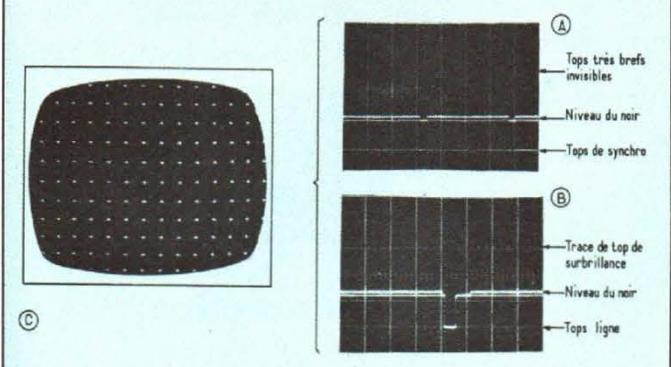


Fig. 4. — Mire de point de surbrillance.

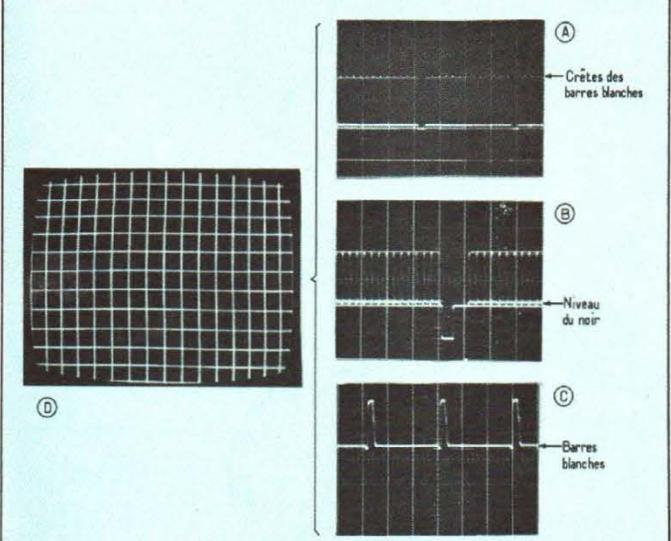


Fig. 5. — Mire de convergence.

UTILISATION EN T.V. « COULEUR »

Comme beaucoup de mires universelles, la mire 671C Sider Ondyne peut être utilisée pour contrôler les principaux circuits de la télévision en couleurs. Déjà, la pureté, les convergences statiques et dynamiques, la correction de coussin peuvent se pratiquer avec les mires de quadrillage disponibles en noir et blanc.

Quant aux autres réglages, ils se situent surtout au niveau de la platine de décodage Secam les principaux étant d'abord celui du circuit « cloche » et ensuite ceux du zéro des discriminateurs. Les autres réglages peuvent se faire par simple vision de l'écran ou sur une émission « couleur ».

avec un oscilloscope double-trace.

La mire 671C Sider Ondyne permet d'effectuer les réglages cités plus haut car la porteuse « vision » est modulée en amplitude par les sous-porteuses de repos « rouge » et « bleue » et celle centrale du canal « chroma ». Ainsi, les différentes positions du contacteur vu en IV correspondent aux fréquences quartz suivantes :

Référence « position » : 0 → arrêt de l'oscillateur de sous-porteuse (cas des images N et B).

Référence « position » : R → $f_{OR} = 4,40625$ MHz (zéro de discriminateur R' - Y').

Référence « position » : B → $f_{OB} = 4,250$ MHz (zéro du discriminateur B' - Y').

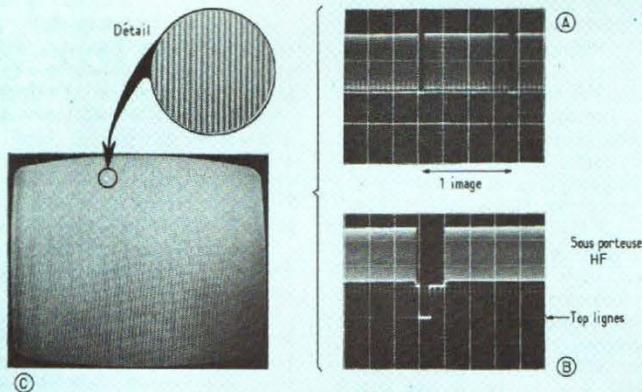


Fig. 7. — Mire de définition.

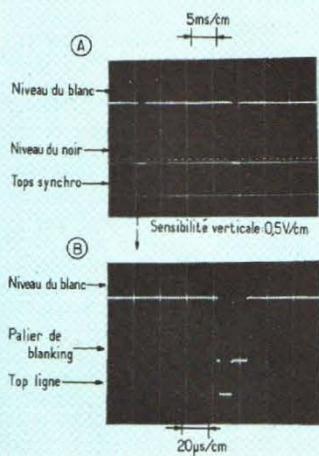


Fig. 6. — Mire de pureté (écran blanc).

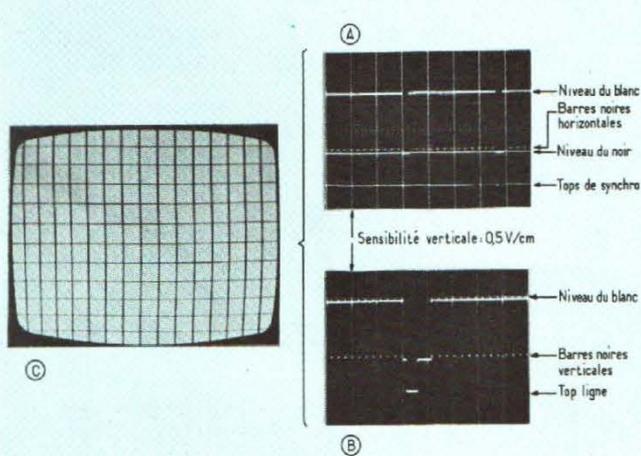


Fig. 8. — Mire de géométrie d'image.

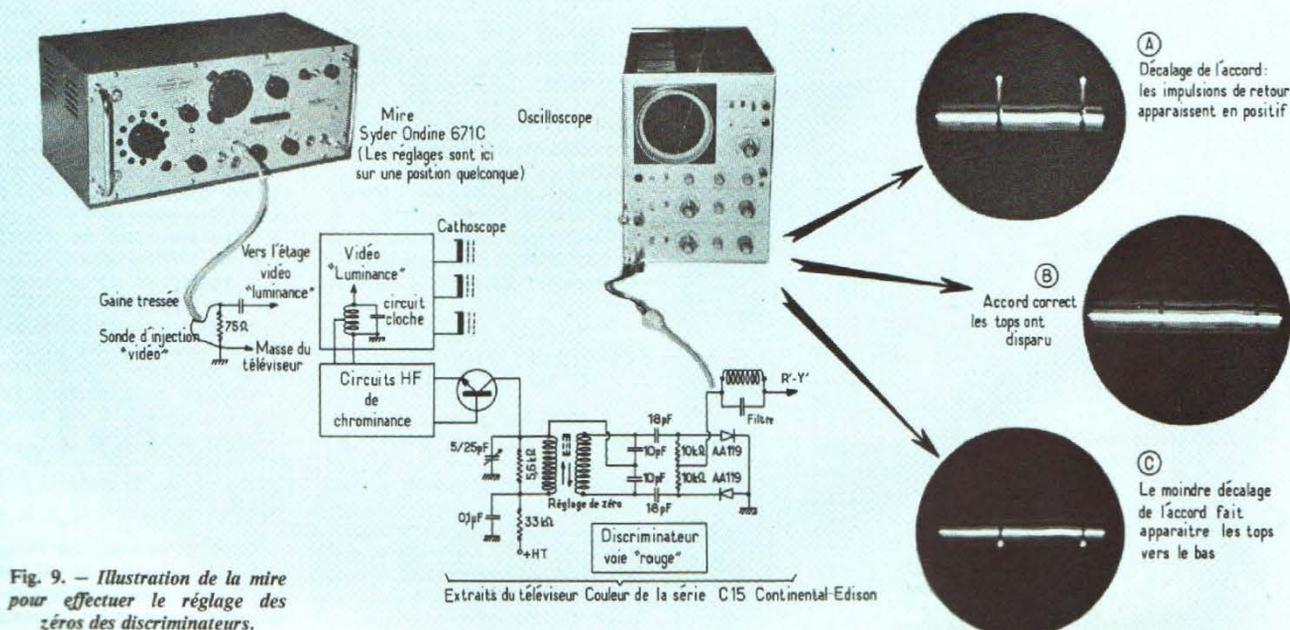


Fig. 9. — Illustration de la mire pour effectuer le réglage des zéros des discriminateurs.

Référence « position » : Cl. →
 $f_{\text{contrôle}} = 4,286 \text{ MHz}$ (circuit cloche).

Référence « position » : P →
Position spéciale pour le standard PAL (non utilisé en France sauf aux frontières).

Pour effectuer les réglages ci-dessus, il faut adjoindre à la mire un oscilloscope dont la bande passante doit avoisiner 10 MHz (limite inférieure : 4 ou 5 MHz). Cet appareil sera placé après le circuit à tester, par l'intermédiaire d'un étage séparateur.

OPERATIONS A EFFECTUER AVANT LA MISE AU POINT

On recherche la fréquence de travail correspondant à l'accord du téléviseur ainsi que le standard à recevoir (625 lignes pour la 2^e chaîne).

Au départ le téléviseur doit présenter une image neutre ; l'absence d'image s'impose donc : on choisira la mire de pureté.

Il convient ensuite de caler la

porteuse « son » avec exactitude car cela conditionne le propre accord de la porteuse « vision ».

On doit observer sur l'écran une image blanche parfaitement synchronisée.

CENTRAGE DE L'ACCORD DU CIRCUIT CLOCHE

Plaçant le contacteur de sous-porteuse sur Cl., la platine de décodage recueille en vidéo-luminance une information unique centrée sur 4,286 MHz.

On connectera l'entrée verticale de l'oscilloscope derrière le circuit cloche, de préférence à l'entrée du premier étage limiteur, de façon à ne pas perturber l'accord du circuit.

L'oscilloscope étant utilisé en voltmètre de crête le réglage correspondant au centre de la courbe sera obtenu au maximum d'amplitude de la haute fréquence observée.

Il est évident que l'on peut substituer à cet appareil un millivoltmètre sensible qui déviara lui aussi au maximum sur cette fréquence.

REGLAGE DES ZEROS « DISCRI »

Selon le type de discriminateur à régler, on placera le contacteur de l'oscillateur de sous-porteuse sur f_{OR} ou sur f_{OB} .

Le montage préconisé sera celui de la figure 9 prévu pour le discriminateur R³-Y'. L'oscilloscope placé à la sortie vidéo R³-Y' aura une sensibilité de 0,5 V ou 1 V.

On réglera la fréquence du balayage à 2 mS/Cm, de façon à voir une trame complète, si possible synchroniser celle-ci sur le réseau.

Si le discriminateur est parfaitement réglé on doit observer, sur l'écran de l'oscilloscope, une ligne horizontale continue. Un dérèglement du zéro fait apparaître une impulsion d'environ 0,5 ms : durée de l'impulsion de retour trame de commande du portier, produite par le téléviseur : oscillogramme B.

Suivant l'erreur d'accord de fréquence, cette impulsion apparaît au-dessus ou au-dessous de

la ligne de référence du zéro : oscillogrammes A et C.

En cas de dérèglement, on agira sur le réglage du disque de façon à annuler l'impulsion pour obtenir la continuité de la trace horizontale (primaire et secondaire du transformateur).

Cette méthode, très originale, permet le centrage quasi parfait des discriminateurs, au moyen d'une mesure où la notion d'appréciation des couleurs est absolument absente. On sait, en effet, combien le jugement des téléspectateurs s'avère douteux, aussitôt qu'il s'agit de reconnaître une dominante de couleur.

Certes, la mire est incapable de fournir une image colorée, telle que la mire de barres ; mais dans un certain sens, la conclusion lapidaire du paragraphe précédent peut l'excuser puisque son usage remplit tous les souhaits du dépanneur courant.

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

tabey à LYON

15, rue Bugeaud - Tél. 24-32-29

Casques

Micros
Boîtes de mixage
Pieds micro
Bandes magnétiques
Alimentations secteur
Emission 27 MHz

Haut-parleurs

Kit haut-parleurs
Tissus pour baffles
Enceintes
Haut-parleurs guitare
Cordons de jonctions
Connecteurs

Composants

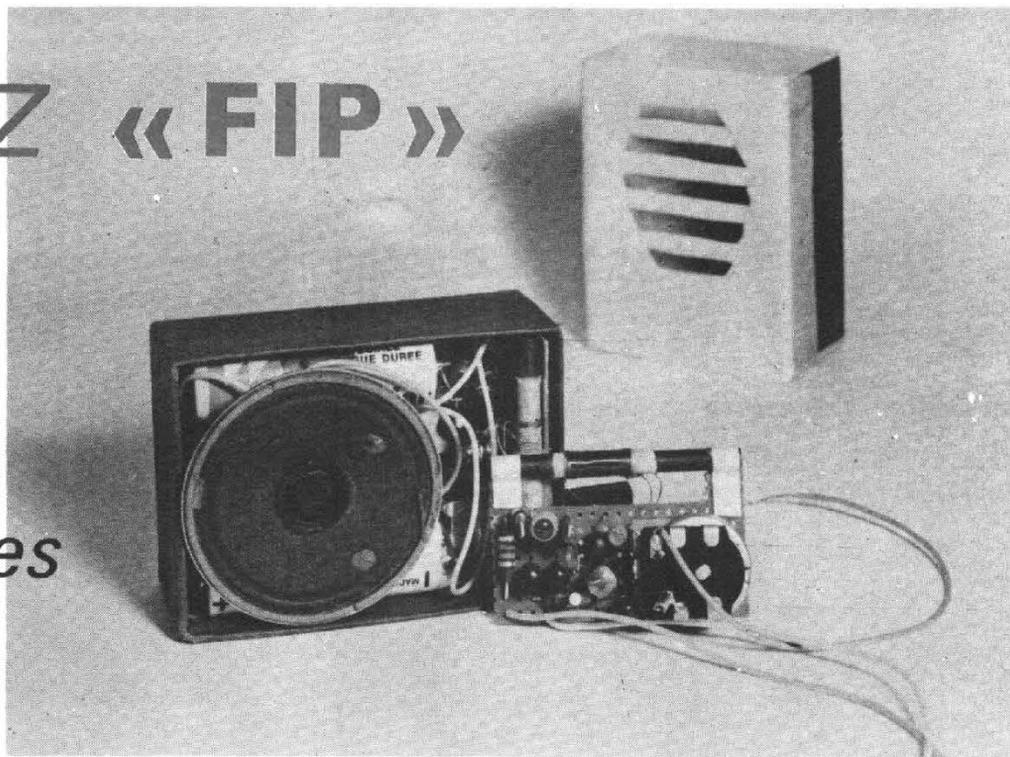
Module B.F.
Module F.I. H.F.
Kit ampli
Coffrets
Mesure
Fer à souder

Amplificateurs

Tuner
Platine P.U.
Magnétophones
Cellules magnétiques
Librairie
Télévision

BST - HECO - PEERLESS - AUDAX - GEGO - KF - SUPRAVOX -
AMTRON - MERLAUD - TEKKO - AKG - BEYER - MELODIUM -
CHINAGLIA - VEROBOARD - AGFA - SCOTCH - SHURE - EMPIRE
METRIX - THORENS - GARRARD - Lenco - SONY - REVOX -
UHER - SEM - SCIENTELEC, etc.

METTEZ « FIP » dans une boîte d'allumettes



LE « FIP » dont il est question, c'est France-Inter Parisien (FIP 514), émetteur qui diffuse, toute la journée, de la musique ainsi que des renseignements et informations utiles. Pour pouvoir écouter ce programme à tout instant, le récepteur de poche, tel qu'on le trouve dans le commerce, est une solution relativement onéreuse. Et surtout, un appareil du commerce, tout le monde peut l'acheter, alors que la réalisation proposée sera une œuvre personnelle, demandant un certain effort, malgré sa grande simplicité.

PRIX, PERFORMANCES ET OUTILLAGE

Destiné exclusivement à l'écoute d'une station locale, le récepteur a été réalisé avec accord fixe, donc sans condensateur variable ni cadran. Il en résulte une certaine économie, et une plus grande facilité de montage. Le circuit de réception ne comporte que trois transistors, ce qui est suffisant pour écouter « FIP 514 » dans un rayon de 15 à 25 km autour de l'émetteur, lequel est situé dans la banlieue Est de Paris. Bien entendu, la réception d'un émetteur local est également possible ailleurs qu'à Paris, et ce, même dans le cas des stations de la gamme des grandes

ondes, dans un rayon de 200 km et plus. A la fin de l'article, on trouvera des indications quant aux modifications permettant un accord sur une fréquence autre que « FIP 514 ».

Réaliser soi-même un récepteur entier, boîtier compris, cela demande du temps, et surtout un outillage assez complet. Et ceux qui ne peuvent s'offrir ni l'outillage, ni le récepteur du commerce ? Ils ont la solution d'un boîtier sous forme de grosse boîte d'allumettes, boîte dans laquelle aucun trou de fixation n'est à percer, car haut-parleur, piles et circuit imprimé la remplissent si exactement qu'il suffit d'un peu de remplissage par mousse de matière plastique, pour que le tout s'y tienne admirablement,

une fois qu'on aura refermé la boîte. Bien sûr, une telle solution relève assez largement du bricolage, mais en regardant l'appareil terminé, on ne s'en aperçoit pas tellement, étant donné la nature originale et inattendue du boîtier. Ainsi, la réalisation de l'appareil ne nécessitera qu'un fer à souder, une paire de ciseaux et une scie à découper, pour façonner le circuit imprimé.

SCHEMA ET COMPOSANTS

Le schéma de la figure 1 est d'une grande simplicité car les trois étages du récepteur travaillent en liaison directe. Cela permet d'éviter les habituels condensateurs de liaison de base,

et par ailleurs, ni résistance, ni condensateur d'émetteur ne sont nécessaires dans aucun étage puisque le principe de la liaison directe permet une compensation de l'effet de température par contre-réaction découplée (R_1 , C_2) sur le montage entier. Même la diode est insérée dans cette chaîne de liaison directe. Elle se trouve ainsi parcourue par un courant de polarisation qui est égal au courant de base de T_2 , ce qui permet un rendement optimal de la démodulation. On arrive ainsi à une plus grande sensibilité et à une meilleure linéarité qu'avec un montage classique de détection, lequel demanderait, d'ailleurs, un plus grand nombre de composants.

Le potentiomètre de niveau

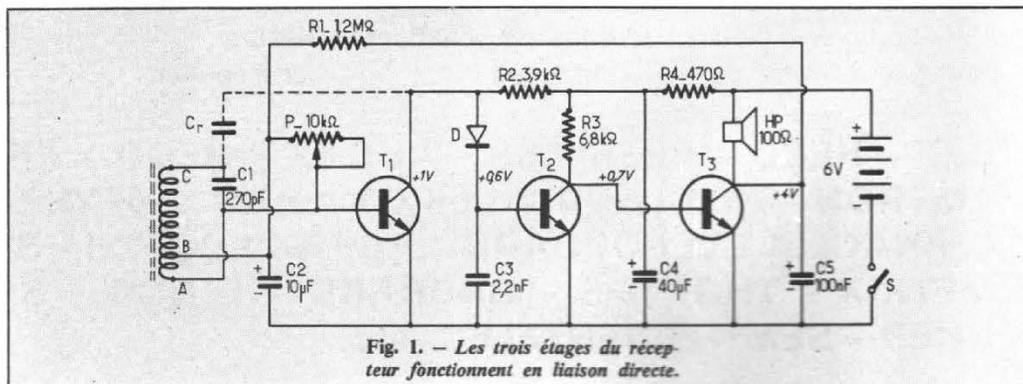


Fig. 1. — Les trois étages du récepteur fonctionnent en liaison directe.

pose quelque problème dans le cas d'un montage à liaison directe, car une insertion dans cette liaison impliquerait une modification des polarisations. On a donc dû le placer sur l'entrée du récepteur, en parallèle à une partie de l'enroulement du collecteur d'ondes.

La sensibilité relativement élevée du récepteur est, en partie, due à une légère réaction, procédé consistant à réintroduire dans le circuit d'entrée (par la capacité C_2), une fraction de la tension déjà amplifiée par T_1 . La valeur de cette capacité de réaction étant de l'ordre du picofarad, elle a pu être réalisée sur le circuit imprimé, par deux bandes de cuivre voisines.

Le collecteur d'ondes est un bâtonnet de ferrite (Ferroxcube 3 B) d'une longueur de 50 mm et d'un diamètre de 4,1 mm. Son bobinage est supporté par un tube isolant qu'on peut se confectionner à l'aide d'une bande de papier calque, large de 20 mm environ, et suffisamment longue pour faire deux à trois fois le tour du bâtonnet. On maintiendra l'extrémité du papier à l'aide d'une goutte de colle, et on s'assurera que le tube ainsi constitué glisse avec un léger frottement sur le bâtonnet. Le bobinage est à effectuer avec du fil émaillé d'un diamètre de 0,12 mm. Dans le cas de la réception de « FIP 514 », l'enroulement AB (Fig. 2) comporte 12 spires « jointives », ce qui veut dire qu'on bobine sans chevauchement ni espace, en posant chaque spire immédiatement à côté de la précédente. Après ces 12 premiers tours, on tire une boucle, on torsade le fil (pour constituer la prise B) et on bobine encore 75 spires jointives. Si on n'arrive pas à joindre exactement les spires, on aura avantage à continuer jusqu'à 80 tours, quitte à retirer l'excédent lors de l'opération de mise au point, décrite plus loin. Les fils de sortie de bobinage sont à maintenir avec un peu de colle, en couche suffisamment mince (du moins sur l'extrémité C) de façon qu'on puisse effectivement encore retirer quelques spires, sans casser le fil. Si le diamètre de ce dernier est légèrement inférieur à 0,12 mm, il faut réduire quelque peu le nombre de spires, alors qu'il faut l'augmenter dans le cas contraire.

La réalisation du montage ne pose aucun problème si on utilise des transistors NPN au silicium (T_1 à T_3) dont le gain statique en courant est compris entre 300 et 400, quand il est mesuré avec un courant de collecteur compris entre 2 et 10 mA.

Pour certains types courants tels que BC208B, BC209B, BC308B, BC309B, BC408B, BC409B, la tolérance sur ce gain est de 200 à 450, donc

Fig. 2. — Disposition des enroulements sur le bâtonnet de ferrite du collecteur d'ondes

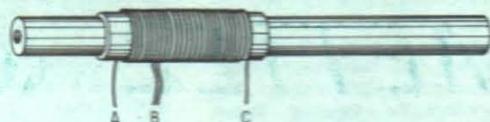


Fig. 3. — Aménagement de la plaque « Veroboard » servant de circuit imprimé

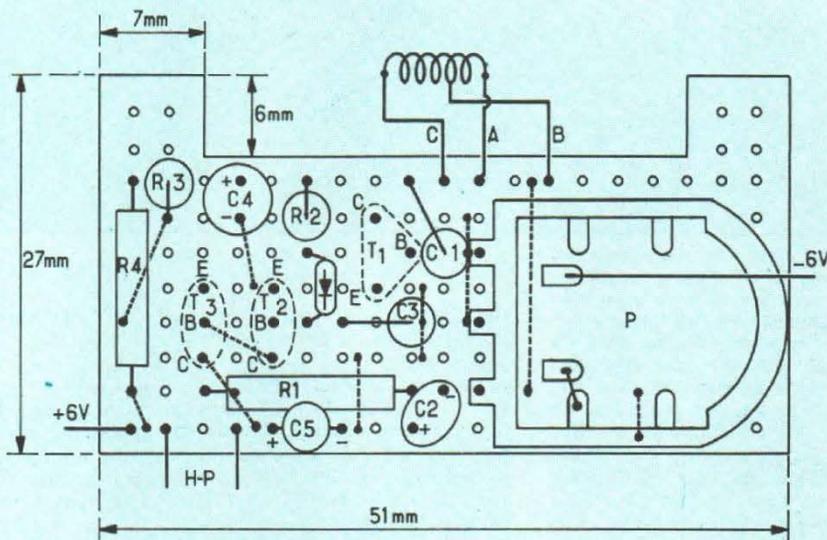
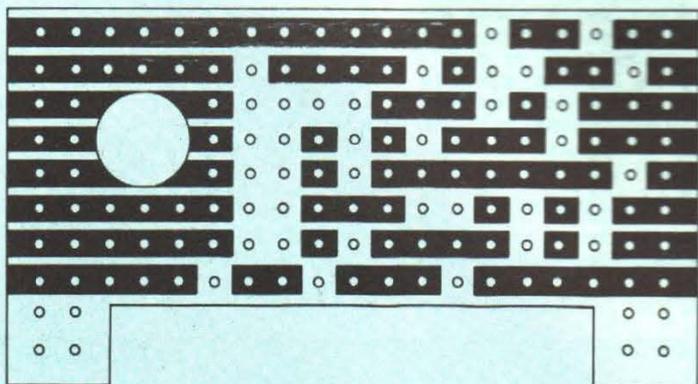


Fig. 4. — Plan d'implantation des composants, sur la face opposée de la plaque de la figure 3

beaucoup plus large. De tels transistors peuvent néanmoins être utilisés, mais on aura alors avantage à procéder à une optimisation. Celle-ci consiste à expérimenter plusieurs valeurs (470, 680, 820 k Ω , 1, 1,2, 1,5, 1,8, 2,2 M Ω) pour la résistance R_1 , et de retenir celle donnant le meilleur résultat d'écoute. Cela correspond à une tension voisine

de 2 V aux bornes du haut-parleur. Pour la diode de démodulation (D) on peut utiliser n'importe quelle diode « signal » au silicium, supportant au moins 20 V, telle que 1N914, 1N4445, BA128, BA130.

Le haut-parleur possède un diamètre de 5,2 cm et son impédance nominale est de 100 Ω . Un type d'impédance plus faible

est utilisable, si on le fait précéder d'un transformateur (impédance de 100 à 300 Ω , ramenée au primaire du transformateur). Cependant, ce transformateur devra être très petit, pour qu'on puisse encore le loger dans le boîtier prévu, et son rendement sera alors assez réduit.

Les deux condensateurs électrolytiques du montage (C_1 , C_2)

sont des composants « grand public », au tantale, type goutte. Leur fil de sortie positif est marqué par un point blanc. Les autres condensateurs seront des types « à film plastique », basse tension, et de taille réduite. Les résistances ne posent aucun problème d'encombrement, si elles sont du type courant (1/4 ou 1/2 W). Une tolérance de $\pm 10\%$ peut être admise pour toutes les valeurs du schéma; elle peut même excéder cette limite dans le cas de C_2 et de C_4 . Cependant, la mise au point sera parfois plus simple, si on n'admet qu'une tolérance de $\pm 5\%$ dans le cas du condensateur d'accord C_1 .

REALISATION

Pour que l'appareil puisse être construit avec un minimum d'ou-

En haut, la platine comporte deux ergots, sur lesquels on fixe, par collage, le bâtonnet de ferrite après la mise au point. Le potentiomètre de niveau occupe la partie gauche du dessin et ses points de fixation ou de connexion sont marqués par la lettre P. L'axe du potentiomètre passe par un trou qu'on peut, à la rigueur, pratiquer à l'aide d'une scie à découper. Le modèle utilisé pour ce potentiomètre n'est pas impératif car on dispose d'assez de place pour pouvoir le remplacer, au besoin, par un modèle de type différent.

Montrant la platine du côté des composants, le dessin de la figure 4 indique de quelle façon ces composants sont à implanter. On voit que la connexion au négatif de l'alimentation (- 6) passe par l'interrupteur et ensuite

masse métallique, ce qui est très important pour le bon fonctionnement de l'appareil. Le petit espace entre piles, haut-parleur et platine (ou potentiomètre, P) est à bourrer de mousse de matière plastique, pour que tous les composants restent maintenus en place.

Le trou de passage pour l'axe du potentiomètre est relativement facile à percer (avec une pointe de ciseaux), car la paroi correspondante du tiroir est en carton. Mais le dessus de la boîte est en bois mince, ce qui fait que les fentes pour le haut-parleur sont assez délicates à pratiquer. Si on n'y réussit qu'imparfaitement, on peut coller sur la boîte un cache, sous forme d'un carton dans lequel les fentes sont faciles à découper avec des ciseaux.

(tension aux bornes du haut-parleur, supérieure à 2 V), il faut augmenter R_1 . La valeur optimale de cette résistance sera atteinte quand la tension mentionnée est de 2 V environ. Si on ne dispose pas de voltmètre, on s'arrêtera à la première valeur de R_1 permettant d'obtenir le bruit de fond précité, sinon de la musique. Puis, après l'opération décrite ci-dessous, on choisit la valeur donnant la meilleure audition.

Pour accorder le récepteur, il convient de déplacer le bâtonnet de ferrite par rapport à son bobinage, jusqu'à ce que l'émission devienne audible. De préférence, orienter ce bâtonnet perpendiculairement à la direction vers l'émetteur. Si l'accord exact (maximum de puissance d'audition) ne peut être obtenu que

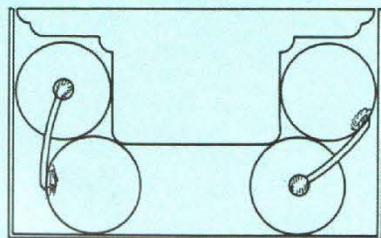


Fig. 5. — Coupe transversale du boîtier

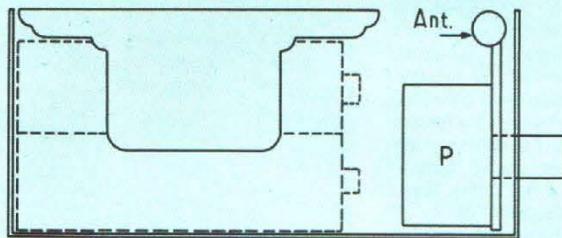


Fig. 6. — Coupe longitudinale du boîtier

tillage, une plaquette « Veroboard » a été utilisée pour le circuit imprimé. Une telle plaquette est fournie avec des perforations au pas normalisé de 2,54 mm (1/10^e de pouce). Sur une face, elle porte des bandes de cuivre, une pour chaque rangée de trous. La figure 3 montre que, pour préparer cette plaquette, il faut couper ces bandes de cuivre à certains endroits. Ce travail se fait le plus facilement avec un forêt de perceuse, qu'on tourne simplement entre le pouce et l'index. A défaut d'un tel outil, un grattage par canif est également possible. Après avoir ainsi supprimé les connexions excédentaires dans le sens horizontal, il faut établir celles qui sont nécessaires dans le sens vertical. Pour cela, on doit, en principe, souder des petits morceaux de fil. Toutefois, le dessin montre que, dans de nombreux cas, les fils de connexion des composants sont directement utilisables, à condition qu'on les replie avant soudure.

par le blindage du potentiomètre, pour rejoindre la bande cuivrée correspondante (Fig. 3).

La figure 5 montre une coupe de l'installation dans la boîte d'allumettes, coupe pratiquée parallèlement à la face toujours accessible du tiroir de cette boîte. On voit qu'on a tout juste la place de mettre, autour du haut-parleur, 4 piles 1,5 V d'une longueur de 50 mm et d'un diamètre de 14 mm. Ces dimensions correspondent aux types « Naval » (Wonder) et R 6 s (Leclanché). Leur soudure est aisée sur la capsule en laiton au « plus » de la pile, mais sur le boîtier on n'y parvient facilement que si on soude au bord, comme le dessin le montre.

Une coupe dans l'autre sens a été dessinée dans la figure 6, où la platine imprimée a été représentée à droite, surmontée de l'antenne de ferrite. On voit que cette antenne se trouve ainsi le plus possible éloignée de toute

MISE AU POINT

Après avoir câblé tous les composants du montage (sauf R_1 , qu'on ne soude que de façon provisoire), on soude les fils de connexion vers les piles et le haut-parleur, ainsi que ceux du bobinage, dont la longueur ne devra pas dépasser 25 mm. On pose le collecteur d'ondes à côté de la platine, sans le coller encore sur cette dernière.

Avec quelque chance, on entendra tout de suite de la musique en connectant l'alimentation. Sinon, du moins un claquement suivi d'un très léger bruit de fond. Si on n'a même pas cela, il convient de déconnecter et de reconnecter le haut-parleur plusieurs fois de suite, sans couper l'alimentation du reste du montage. Au cas où on n'entend rien lors de cette manœuvre (un voltmètre permet de voir que la tension aux bornes du haut-parleur est nulle), la valeur de R_1 est à diminuer. Si, par contre, on entend un claquement intense

lorsque le bobinage se trouve au voisinage d'une extrémité du bâtonnet, il convient de diminuer le nombre de spires. Si, par contre, ce maximum a lieu avec le bobinage exactement au centre du bâtonnet, il faut ajouter quelques spires. On continuera cette opération jusqu'à ce que le bobinage occupe, sur le bâtonnet, une place permettant la fixation de ce dernier sur la platine imprimée. On colle en entourant d'une petite bande de papier dont les extrémités reposent sur les deux faces des ergots de la platine. Après installation de tous les composants dans le boîtier, on devra encore une fois retoucher la position du bobinage, car la présence de masses métalliques (haut-parleur, notamment) implique une diminution de la self-induction, ce qui oblige à déplacer le bobinage un peu vers le centre du bâtonnet.

Si on se trouve à plus de 15 km de l'émetteur « FIP 514 », le résultat d'écoute risque de ne pas encore être satisfaisant après

cette mise au point. On peut alors augmenter la capacité de réaction qui, dans la figure 3, est constituée par les deux bandes cuivrées annotées C_1 . Pour cela on soude, dans une perforation encore ouverte de chaque bande, deux fils émaillés (\varnothing 0,12 mm environ) de quelques centimètres de longueur. Puis, on réalise une capacité supplémentaire en torsadant ces fils, sur 1 cm environ, d'abord. On réajuste alors l'accord en déplaçant le bobinage sur le bâtonnet, pour obtenir l'audition maximale, et on constatera que la sensibilité du récepteur aura légèrement augmenté. On continue à torsader le fil et réajuster chaque fois l'accord, jusqu'à ce qu'on ait obtenu une sensibilité suffisante. Au-delà d'une certaine limite, l'audition se trouve déformée ou perturbée par des sifflements si on continue encore à augmenter la capacité de réaction.

RECEPTION D'AUTRES STATIONS

Si on veut réaliser le récepteur pour capter une autre station (dans un rayon de 20 km), on doit agir sur le nombre de spires du bobinage d'antenne, ainsi que, éventuellement, sur la capacité d'accord C_1 . La relation de ces deux grandeurs avec la fréquence, est donnée par l'abaque de la figure 7, valable pour la gamme « petites ondes ». Les courbes A sont relatives à un bobinage en fil émaillé, diamètre 0,10 à 0,15 mm et les courbes B correspondent à l'utilisation d'un fil divisé de 10 brins de 0,05 mm. Par ailleurs, chaque courbe est valable pour une valeur normalisée de la capacité d'accord C_1 (82, 120, 180, 270, 390 et 560 pF). Sur certains points des courbes, on a inscrit le « facteur de qualité » du bobinage correspondant.

La sensibilité et la sélectivité du récepteur seront d'autant plus grandes, que ce facteur est plus élevé.

A titre d'exemple, on peut envisager la réception de Radio-Monte-Carlo, 1466 kHz (les fréquences des stations sont indiquées dans les revues de programmes radio). Si on trace une ligne horizontale en partant du point correspondant de l'échelle des fréquences (Fig. 7), on rencontre deux courbes A, et ce dans des points qui correspondent, sur l'échelle du nombre de spires, à 52 ($C = 120$ pF) et à 61 ($C = 82$ pF) spires. Le facteur de qualité étant de 140 environ dans les deux cas, les deux types de bobinages sont équivalents et on pourra effectuer le choix en fonction de la valeur de capacité qu'on a sous la main. Le fil divisé (courbes B)

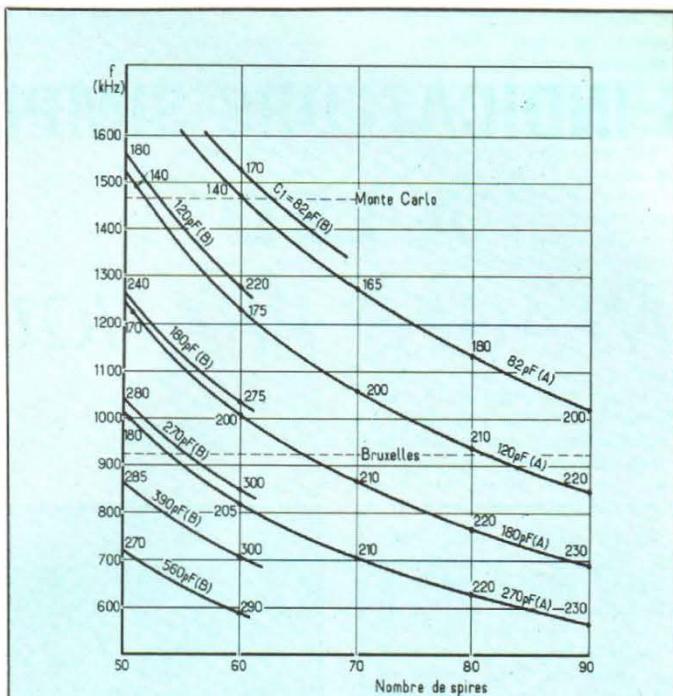


Fig. 7. — Relations entre fréquence de réception, nombre de spires, sur le bâtonnet de ferrite, capacité d'accord et facteur de qualité, pour la gamme « petites ondes »

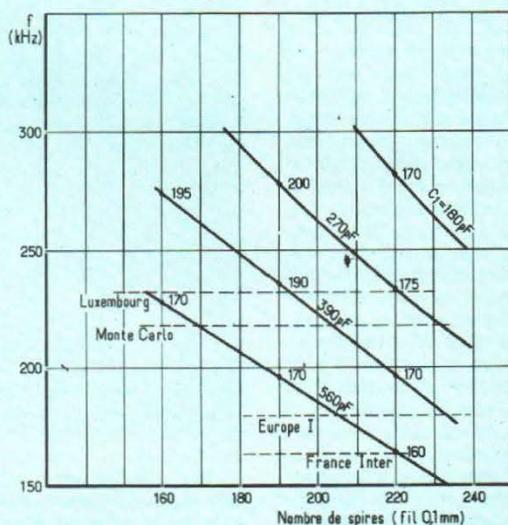


Fig. 8. — Données de bobinage pour la gamme « grandes ondes »

donnera un facteur de qualité légèrement meilleur, notamment pour $C_1 = 120$ pF (53 spires). Un second exemple, relatif à la station Bruxelles II (926 kHz), montre, pour le fil plein, la solution optimale $C_1 = 120$ pF, 82 spires, ou encore $C_1 = 270$ pF, 54 spires, si on utilise du fil divisé.

Dans tous les cas, le nombre ainsi déterminé est le nombre total des spires (entre A et C, Fig. 2), celui entre A et B correspondant approximativement à 1/7 de ce total. Exemple : pour un total de 68 spires, prévoir 10 entre A et B, puis 58 entre B et C.

Le nombre de spires néces-

saïres en « grandes ondes » est tel qu'on ne peut plus, comme précédemment, bobiner en une seule couche de spires jointives. L'abaque de la figure 8 est ainsi valable pour des enroulements dont seulement les 150 premières spires constituent la première couche, le reste étant bobiné par-dessus, en revenant en arrière, toujours en spires jointives. Le diamètre du fil (émaillé) peut être compris entre 0,09 et 0,12 mm. La prise est à effectuer à 1/10 du nombre total de spires. En tout cas, on devra s'attendre à une certaine dispersion (valeur exacte de C_1 , perméabilité du bâtonnet de ferrite, impédance d'entrée du transistor T_1 , etc.), et une mise au point, telle qu'elle a été décrite ci-dessus, restera nécessaire.

Avec le bâtonnet d'antenne de 5 cm, prévu pour la version « boîte d'allumettes » de l'appareil, la réception de « France-Inter » (163, 84 kHz) est encore possible dans la région parisienne, alors que « Europe-I » (180 kHz) et « Radio - Luxembourg » (232 kHz) ne sont reçus que très faiblement. On ne peut y remédier que si, donnant au récepteur une taille plus grande, on prévoit un bâtonnet d'antenne d'une longueur de 10 à 20 cm, associé à un condensateur variable permettant d'atteindre au moins 280 pF pour la capacité maximale. Si on utilise un bâtonnet du type « trèfle » (à fentes longitudinales) et du fil émaillé de 0,1 à 0,15 mm, le nombre de spires doit être de 180 environ (dont 18 entre A et B, Fig. 2), pour la gamme des « grandes ondes ». En « petites ondes », l'enroulement comportera 55 spires (dont 7 entre A et B), de préférence en fil divisé. Avec cet équipement, la réception de quelques stations lointaines sera possible la nuit.

LISTE DES COMPOSANTS

- 1 bâtonnet de ferrite 50 x 4,1 mm. Ferroxcube 3B.
- 5 m fil émaillé \varnothing 0,12 mm.
- 3 transistors, une diode (voir texte).
- 1 haut-parleur, \varnothing 5,2 mm, impédance 100 Ω .
- 4 résistances, 1/2 ou 1/4 W, 470 Ω , 3,9 k Ω , 6,8 k Ω , 1,2 M Ω .
- 3 condensateurs électrolytiques tantale, type « goutte », 0,1, 10 et 40 μ F.
- 2 condensateurs à film plastique, 270 pF et 2,2 nF.
- 1 potentiomètre 10 k Ω , avec interrupteur, modèle pour circuit imprimé.
- 1 plaquette « Veroboard », largeur 51 mm (dans le sens des bandes), hauteur 27 mm.
- 4 piles 1,5 V, 14 x 50 mm.

LES INDICATEURS SIMPLES A LED

MONTAGES PRATIQUES

DANS cet article nous présentons plusieurs montages simples, pour la plupart inédits, utilisant des Led (diodes électroluminescentes) à lumière rouge et exploitant au mieux les avantages des Led par rapport aux lampes à incandescence. Il s'agira d'indicateurs de toutes sortes (et non pas d'appareils de grande précision) à l'état solide. Avant de décrire les montages proposés, nous rappelons d'abord brièvement l'évolution qui a lieu dans l'instrumentation en général, du point de vue de la visualisation (de

moins en moins de parties mobiles fragiles) et ensuite nous indiquons quelques différences fondamentales entre les Led et les lampes incandescentes.

Après la description des montages proposés, nous rappelons dans quelle mesure exactement quelques paramètres essentiels de semi-conducteurs varient en fonction de la température. Ces chiffres montrent clairement que le comportement des montages en fonction de la température, même sans mesures de compensation, est largement satisfaisant pour le champ d'applications envisagé.

INTRODUCTION

Les appareils de mesure suivent l'évolution de la technique et de la technologie. D'abord construits autour de l'instrument à cadre mobile, progressivement ils sont substitués par des appareils à l'état solide. Le galvanomètre (avec ses dérivés : multimètre, etc.), est un instrument souvent d'une assez grande précision, 1% par exemple; il affiche des valeurs analogiques et pour la plupart des mesures courantes ses performances sont satisfaisantes. Pourtant, petit à petit, le multimètre numérique à 1 000 ou 2 000 points le remplace malgré son prix nettement plus élevé. Il y a principalement trois raisons à cela : premièrement le risque d'erreurs de lecture est sensiblement diminué, permettant des lectures fiables même à plusieurs décimales près; deuxièmement l'appareil électronique amplifie le signal d'entrée et ne perturbe donc pratiquement pas le circuit mesuré; troisièmement il n'y a plus de parties fragiles de mécanique fine avec tous les inconvénients que cela comporte. Certes, il y a aussi des côtés moins positifs à ces instruments numériques: entre autres leur prix et la nécessité de les alimenter par piles

(souvent rechargeables, au CdNi) ou par branchement sur le secteur. Le galvanomètre traditionnel est « alimenté » par le signal mesuré lui-même (sauf quand il est utilisé en ohmmètre), ce qui lui confère l'avantage de ne pas nécessiter une alimentation extérieure (plus grande maniabilité), mais en même temps le désavantage de perturber le circuit testé (d'autant plus quand le galvanomètre est moins sensible ou le circuit mesuré à une plus forte impédance interne). Enfin, il y a encore les instruments électroniques à cadre mobile (transformateur d'impédance, adaptateur d'impédance ou amplificateur incorporé), dont les caractéristiques se situent entre ceux des deux catégories d'appareils décrites plus haut : ils réunissent quelques avantages d'une catégorie avec quelques avantages de l'autre, mais ils en partagent en même temps quelques désavantages.

Les montages proposés plus loin n'entendent pas constituer des alternatives pour les classes d'appareils de mesure évoqués ci-dessus. Il s'agissait là seulement d'exemples pour montrer que l'évolution technique tend vers des solutions entièrement à l'état solide dans beaucoup de domaines de la mesure.

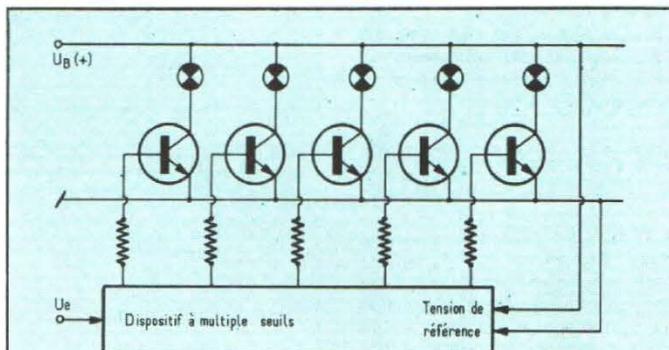


Fig. 1

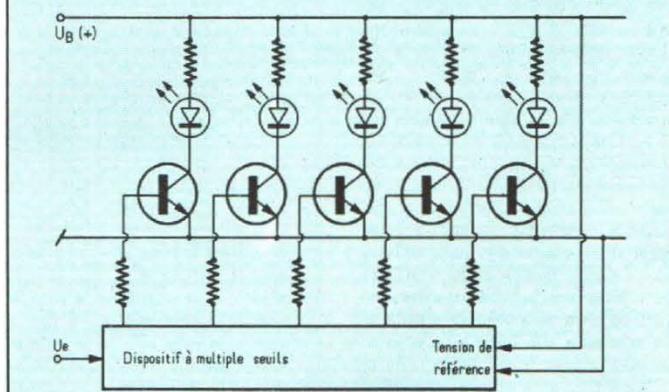


Fig. 2

Les indicateurs constituent une classe d'appareils de performances beaucoup moins poussées où de nouvelles conceptions font également leur apparition. Nous allons voir que leurs applications peuvent souvent être couvertes avantageusement par les montages proposés dans le présent article. Ces indicateurs sont généralement installés à demeure dans des appareils tels que : tuners, magnétophones, amplificateurs HiFi, etc. Ils permettent en général le contrôle, souvent assez grossier, de phénomènes tels que le niveau d'un signal, l'état de piles, etc. On peut dans ces cas faire appel à des vu-mètres, c'est-à-dire à des galvanomètres souvent réduits à leur plus simple

expression : moins bonne linéarité de l'échelle, affichage moins indépendant de la position du vu-mètre, moins grande sensibilité, cadran plus petit et ne comportant souvent que quelques zones colorées (vert noir et rouge par exemple) au lieu d'une vraie échelle comportant des chiffres. Mais il est vrai qu'il existe aussi des vu-mètres dont les performances sont proches de celles d'un véritable galvanomètre de mesure : ces performances se reflètent bien sûr dans le prix.

S'il est en principe possible de concevoir un simple vu-mètre numérique à 10 points seulement, avec affichage sur un display décimal à sept segments, par exemple par sept filament à

8 mA sous 5 V chacun comme le Minित्रon ou sept groupes de diodes électroluminescentes (Led), cette solution n'a pas encore été proposée à notre connaissance : le prix d'un afficheur décimal est comparativement déjà assez élevé.

Les montages proposés jusqu'à présent, destinés à remplacer le vu-mètre par un afficheur à points lumineux (filaments ou Led), utilisent toujours un branchement des ampoules, où une des extrémités de chacune de ces ampoules est reliée à un même point commun, la masse ou la tension d'alimentation, c'est-à-dire en quelque sorte un branchement parallèle. En série avec chaque ampoule se trouve un commutateur électronique (transistor bloqué ou saturé) commandé par un dispositif à seuils. Très schématiquement ces montages sont représentés figure 1 (lampes incandescentes) et figure 2 (Led). A titre d'exemple : toutes les ampoules sont éteintes quand la tension d'entrée U_e est en dessous de 1 V, la première ampoule s'allume pour $U_e > 1$ V, la deuxième pour $U_e > 2$ V, etc. Si les ampoules sont disposées suivant une colonne verticale, le nombre des lampes allumées, qui est donc plus ou moins proportionnel à la valeur de U_e , est facilement estimé car ce nombre correspond à la hauteur de la colonne lumineuse.

Sur la figure 1 il a été supposé que la tension de travail d'une lampe à filament est égale à la tension d'alimentation : une valeur courante est 6 V. Sur la figure 2 on voit qu'il faut insérer en série avec chaque diode Led une résistance limitatrice de courant (de l'ordre de 10 mA pour une tension diode d'environ 1,6 V typiquement) ; ceci est nécessaire afin de protéger les Led qui se comportent comme des diodes polarisées en sens direct avec une tension de déchet assez basse et stable.

Le dispositif à seuils peut être très élaboré et comporter un trigger de Schmitt par lampe, ou tout autre comparateur/détecteur de niveau. Les seuils peuvent également être créés simplement par les tensions de déchet de cascade. Dans le cas d'un dispositif de seuils élaborés le système transistors au Si (également de l'ordre de 0,6 V), montées en cascade. Dans le cas d'un dispositif de seuils élaboré le système peut être rendu moins sensible aux variations de la température, mais pour l'imitation d'un vu-mètre ce n'est pas une préoccupation importante et une simple jonction semi-conductrice constitue un seuil suffisamment stable. Les principaux désavantages de ces deux approches : nombre élevé de composants et consommation importante.

Avant d'aborder la description des montages simples proposés dans cet article, voici d'abord une comparaison entre lampes incandescentes et Led afin de justifier l'emploi de ce dernier type de lampe de signalisation dans ces montages. Les différents aspects qui sont importants sont au nombre de quatre : la nature de la lumière, la tension de travail, le courant, le prix.

Lumière. A la tension nominale de fonctionnement la lampe à incandescence émet une radiation visible (lumière blanche couvrant de façon non-homogène tout le spectre visible) et une radiation de chaleur (infrarouge, qui est ici de l'énergie perdue). Sous-voltée, la lampe incandescente émet non seulement moins de rayonnement total, mais encore la part de l'infrarouge devient très prépondérante ; la dynamique lumineuse utile est donc très faible. Sans un système de réflexion, la radiation part dans presque toutes les directions, donc aussi en arrière ; ceci est d'une part un désavantage car une partie de la lumière visible est non-utilisable, mais d'autre part c'est un avantage car l'angle de vue peut être très grand.

A la tension nominale de fonctionnement le Led émet une lumière visible cohérente rouge ($\lambda = 0,65 \mu\text{m}$) avec un spectre extrêmement étroit. En passant il est à noter que nous nous limitons ici au type de Led actuellement le plus répandu ; les Led verts, par exemple, sont encore rares. Une diminution de l'énergie électrique fournie au Led entraîne une diminution quasi-proportionnelle de l'énergie lumineuse sans que la couleur change ; la dynamique lumineuse utile est de ce fait très grande. La lumière est très directive, à tel point que les Led ont pratiquement toujours un enrobage en matière plastique diffusant les rayons, pour les applications de signalisation. L'angle de vue est donc limité, avec un axe perpendiculaire souvent nettement préférentiel, mais pour la majorité des applications de visualisation il existe maintenant des Led de performances très satisfaisantes.

Tension. Il existe des lampes incandescentes avec une tension nominale de l'ordre de 1,5 V, mais ces lampes sont chères et difficiles à trouver. Une valeur de l'ordre de 5 à 6 V par contre est très courante. La polarité de la tension n'a aucune importance et si la tension est alternative la lumière est produite pendant les deux alternances. La tension nominale (continue ou efficace) ne doit jamais être dépassée, sous peine de sérieusement affecter la durée de vie ; il suffit d'un dépassement de l'ordre de 10 % seulement pour réduire la durée de vie d'environ la moitié. Très

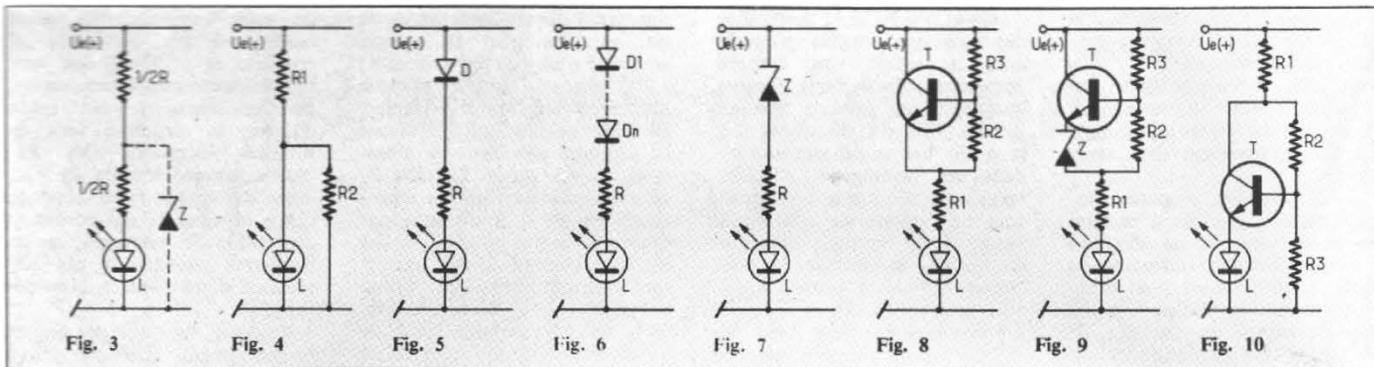
souvent d'ailleurs cette durée de vie, spécifiée pour la tension nominale n'est déjà pas excessive : 1 000 heures ; il convient alors de légèrement sous-volter la lampe. De plus, un filament très chaud ne supporte pas bien des vibrations ou des chocs. La mise en série de plusieurs lampes incandescentes, de 6 V chacune par exemple, devient prohibitive dès que leur nombre devient intéressant, surtout dans un circuit transistorisé. Un autre inconvénient du branchement série est qu'une lampe grillée mettrait le système entier hors d'usage ; cette éventualité doit toujours être prise en considération dans le cas des lampes incandescentes. Le branchement parallèle est donc quasiment imposé.

Contrairement aux lampes incandescentes dont le bon fonctionnement n'est assuré que par l'application d'une tension appropriée, le régime du Led est déterminé par le courant qui le traverse. Sur une très grande plage de courants sa tension est pratiquement constante, variant typiquement entre 1,6 et 1,7 V environ ; l'impédance dynamique est donc très faible. Ceci est valable pour une polarité (indiquée par un marquage sur le Led) ; en appliquant une tension inverse la diode ne conduit pas et il faut d'ailleurs prendre soin de ne pas dépasser la tension inverse maximale spécifiée par le fabricant (une valeur typique est de 3 V environ, assez basse donc) mais il existe déjà des Led avec un U_{inv} sous risque de détruire le Led.

Dans les montages pratiques un Led est donc toujours associé à une résistance série pour doser le courant et des types apparaissent maintenant sur le marché avec résistance série incorporée, qui de ce fait sont caractérisés par une tension nominale très « élastique » de fonctionnement, typiquement 5 V pour assurer une compatibilité avec la logique TTL. Le branchement série est intéressant et tout à fait possible ici pour deux raisons : la tension totale reste dans des limites raisonnables même pour plusieurs Led et la durée de vie d'un Led dans des conditions normales d'emploi est telle que le cas d'une lampe « grillée » ne peut même pas être considéré. Une seule résistance série, commune à tous les Led, est alors suffisante. Le branchement parallèle est naturellement possible ; chaque Led a alors sa propre résistance série, car une résistance série commune à tous les Led ne garantirait pas une bonne répartition des courants les traversant. Notons enfin qu'il existe un type de Led qui permet un fonctionnement par tension alternative où il y a émission lumineuse pendant les deux alternances : en réalité il s'agit

de deux Led dans un même boîtier, montés tête-bêche en parallèle et se protégeant donc mutuellement contre des tensions inverses excessives, étant entendu que la résistance série est toujours nécessaire. Les deux diodes peuvent émettre des couleurs différentes éventuellement, rouge et vert, ce qui permet la conception de montages très intéressants pouvant donner l'impression d'une lumière jaune par exemple.

Courant. Bien que des lampes incandescentes débitant 15 à 20 mA sous 5 à 6 V existent, elles sont plutôt rares. On trouve beaucoup plus facilement et moins cher des lampes de 50 ou 100 mA sous 5 à 6 V ; ces lampes sont d'ailleurs moins sensibles aux chocs car le filament est plus rigide. La mise en parallèle de plusieurs de ces lampes implique un courant total devenant rapidement considérable ; cependant le branchement série n'est pas une bonne proposition pour les raisons que nous avons exposées plus haut. Ceci se répercute défavorablement sur l'importance de l'alimentation. La quantité de radiation visible n'est pas du tout proportionnelle à l'énergie électrique fournie, ni d'ailleurs au courant. Pour les valeurs nominales de tension et de courant la lumière visible est blanche bien qu'il y ait déjà beaucoup de radiation dans l'infrarouge (la lampe est chaude !). En réduisant le courant de moitié, la luminosité diminue visiblement de beaucoup plus que la moitié et la lumière visible tend vers le rouge, parce que relativement une encore plus faible proportion de la radiation totale est dans le spectre visible ; à un quart du courant nominal la luminosité est pratiquement non-existante. On en conclut qu'une variation linéaire de la luminosité n'est pas facile à réaliser électriquement, autrement dit la luminosité d'une lampe incandescente est difficilement modulable de façon satisfaisante. La résistance d'une lampe incandescente n'est pas constante mais fonction de la température qui, elle, à son tour, est fonction principalement de l'énergie électrique appliquée et donc du courant, quand l'équilibre thermique s'est établi. La loi d'Ohm donne, à partir des valeurs nominales de tension et de courant, la résistance nominale, c'est-à-dire celle qui correspond à ces valeurs. Mais la mesure de cette résistance à très faible tension donne un chiffre bien plus petit, typiquement de 3 à 10 fois suivant le type de lampe : c'est la résistance du filament pratiquement froid. Ce phénomène peut être exploité avantageusement par exemple pour stabiliser l'amplitude d'un oscillateur sinusoïdal ; mais dans d'autres cas il constitue un inconvénient : à



l'allumage la lampe débite momentanément un courant dit d'appel qui est de 3 à 10 fois le courant nominal et un transistor utilisé pour la commande de la lampe par tout ou rien doit être de « taille » appropriée. L'équilibre thermique (et donc le courant nominal) s'installe avec une certaine constante de temps, fonction de la capacité thermique et donc des dimensions de la lampe : typiquement quelques dizaines de millisecondes.

Les Led sont caractérisés par des courants de fonctionnement plus faibles : 4, 10, 20 ou 50 mA. Si donc le branchement parallèle de plusieurs Led nécessite déjà moins de courant total que dans le cas précédent, le branchement série est encore plus avantageux car la tension totale ne devient pas un obstacle. Pourtant cette considération semble avoir été négligée singulièrement dans la conception des montages pratiques connus. Il existe une très bonne proportionnalité entre luminosité et courant : un Led dont le I_{max} est de 50 mA est très brillant à cette intensité, mais même à 5 mA il est toujours visiblement éclairé ; la luminosité diminue dans ce rapport mais la couleur reste inchangée. Un Led est donc facile à moduler et la luminosité permet une estimation du niveau de courant correspondant, surtout quand il y a à proximité un autre Led allumé qui peut servir de base de comparaison ! La dynamique lumineuse utile est donc très grande (de 1 à 10 typiquement) et ce phénomène mérite d'être exploité pleinement, chose sur laquelle on n'a pas encore insisté suffisamment. Le courant traversant le Led dans les montages pratiques est toujours déterminé par un élément extérieur au Led : la question de courant d'appel, avec toutes ses implications, ne se pose donc pas ; la réponse d'un Led est tellement rapide qu'on l'utilise pour des transmissions de l'ordre de 1 GHz (1 000 MHz).

Prix. Les lampes incandescentes se vendent à des prix qui sont stables (car il s'agit d'un produit que l'on maîtrise bien depuis longtemps) : bon marché pour les types courants, cher

(voire même très cher) pour les types avec des caractéristiques performantes. Le prix des Led se situe déjà entre ces deux extrêmes et la tendance est toujours à la baisse ; compte tenu des nombreux avantages qu'offrent les Led (et que nous venons de décrire exhaustivement) leurs prix commencent à devenir très raisonnables et abordables.

Les montages que nous proposons maintenant concernent un domaine d'applications assez précis, celui des indicateurs, et ils illustrent plus ou moins bien dans quel esprit on peut concevoir des circuits à Led pour en exploiter le plus possible leurs qualités exceptionnelles.

Les calculs et valeurs mesurées s'appliquant aux montages suivants sont typiques pour le Led au $G_A.P$ de chez RTC : CQY24 (= 183CQY) ; son courant direct ne doit pas dépasser 50 mA, la tension inverse maximale est de 3 V, la longueur d'onde de la radiation émise est de 0,650 μm , l'anode est repérée par une sortie plus ou moins en forme de croix (+).

Le présent article fournit cependant suffisamment de détails pour permettre aux expérimentateurs de dimensionner convenablement les circuits équivalents utilisant d'autres types de Led si l'on connaît leurs caractéristiques. D'abord nous examinerons quelques circuits destinés à être commandés par une tension d'entrée U_E positive par rapport à la masse (Fig. 3 à 10) ; la figure 11 donne schématiquement quelques courbes représentant le courant I_L qui traverse le Led (proportionnel à la luminosité !) en fonction de U_E , pour ces différents montages. Il s'agit de circuits passifs à un seul Led chacun.

Le schéma de la figure 3 (une résistance R en série avec un Led) en omettant la diode Zener Z, est le montage le plus élémentaire. Il permet de vérifier qu'il n'y a pas de courant et pas de luminosité pour U_E entre 0 et + 1,6 V (ni d'ailleurs pour U_E entre 0 et - 3 V ; mais attention ici de ne pas dépasser la tension inverse maximale). 150 Ω est une bonne valeur pour R. A environ + 2 V

le Led conduit visiblement quand on regarde bien suivant l'axe du Led ; U_L est de 1,6 V et I_L est donc de 3 mA. A 3 mA la présence de la lumière est incontestable. On peut augmenter U_E , et donc I_L car U_L restera pratiquement constant (1,6 à 1,7 V), jusqu'à 9 V environ (où I_L atteint la limite admissible de 50 mA = $(U_E - U_L)/R$). On observera pendant cette procédure que la lumière vue latéralement commence à se manifester d'une manière nette à une valeur de I_L de quelques milliampères supérieure à 3 mA ; ceci est une conséquence de la diffusion dans la matière plastique.

Comme indiqué en pointillés, il est possible de protéger le Led contre des surtensions. Pour cela la résistance série est scindée en deux, par exemple de valeurs approximativement égales (mettons 68 Ω et 82 Ω) et le point milieu est relié à la masse à travers une diode Zener d'environ 5,1 V. Tant que U_E n'aura pas atteint 9 V environ, la présence de la Zener ne se fera pas sentir, car à ses bornes il n'y a pas la tension nécessaire à sa conduction. Pour U_E supérieure à 9 V, la Zener intervient, stabilisant le montage série du Led et la 68 Ω ; I_L ne monte plus et la luminosité n'accroît pas non plus. La présence de cette diode Zener permet même d'appliquer une assez forte tension négative à l'ensemble car la Zener, fonctionnant alors comme une diode au S_1 normale stabilise la tension au point commun des deux résistances à - 0,7 V environ. Il en résulte donc une **double protection**, mais attention de ne pas brancher le Led à l'envers par rapport à la diode Zener.

La caractéristique désignée L (voir figure 11) est celle qui donne I_L en fonction de U_L et elle concerne donc le Led seul. La caractéristique f_3 montre I_L en fonction de U_E , la partie en pointillés étant valable dans le cas où il y a une protection par diode Zener. Ces deux courbes montrent clairement la présence d'un seuil de tension : 1,6 V pour le Led seul, environ 2 V (correspondant à $I_L = 3$ mA) pour f_3 . Ce seuil est particulièrement

intéressant dans le cas où l'on veut contrôler une tension qui normalement doit se situer juste au-dessus de ce seuil. Un bon exemple d'application est celui où l'on veut contrôler l'état de deux piles de 1,5 V chacune, branchées en série et alimentant sous 3 V nominal un quelconque petit circuit électronique. Quand les piles sont en bon état, I_L sera d'environ 10 mA et la lumière émise par le Led aura une bonne intensité ; quand les piles sont épuisées (mettons 80 % de 3 V), il n'y aura plus que 5 mA ce qui constitue une diminution notable de la luminosité ; à 2 V le Led est presque éteint. Un tel contrôleur est très intéressant dans des dispositifs électroniques portables de faibles dimensions grâce à son encombrement réduit et à sa grande simplicité ; dans cette application on intercalera avantageusement un interrupteur afin de ne pas gaspiller 10 mA en permanence et la protection par diode Zener est superflue.

La figure 4 indique une méthode très simple pour augmenter la valeur du seuil dans un rapport quelconque. Le circuit équivalent (théorème de Thévenin) est celui où le Led est attaqué à travers une résistance de valeur $R_1/R = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ par une tension de $U_E R_2 / (R_1 + R_2)$. Le seuil effectif (correspondant à $I_L = 3$ mA) devient donc $U_L (R_1 + R_2) / R_2 + 0,003 R_1$. Si R_2 est un potentiomètre, le seuil devient réglable. Prenons comme premier exemple le contrôle de l'état d'une pile dont la tension nominale est de 4,5 V ; à 3,7 V cette pile doit être remplacée par une neuve, dont la tension initiale est d'ailleurs légèrement supérieure à 4,5 V. Pour vérifier son état de temps à autre on adopte le circuit de la figure 4 en série avec un interrupteur. Quelles sont les bonnes valeurs de R_1 et R_2 ? Si I_L doit être de 9 mA à $U_E = 4,5$ V et $I_L = 3$ mA (donc 6 mA de moins) à $U_E = 3,7$ V (donc 0,9 V de moins) on a : $0,9 = 0,006 R_1$, d'où $R_1 = 150 \Omega$. Une deuxième équation permet de calculer R_2 (en supposant $U_L = 1,6$ V) : $1,6 (150 + R_2) / R_2 + 0,003 \times 150 =$

(Suite page 162)

DEUX APPAREILS POUR LE LABORATOIRE DE L'AMATEUR

COMPTEUR PAR N

IL nous est arrivé à plusieurs reprises de faire appel à un matériel de mesure assez élaboré pour déterminer la durée d'impulsion de courte durée dont la fréquence était suffisamment élevée pour qu'un chronomètre numérique simple ne puisse permettre de parvenir à nos fins.

Nous avons donc mis au point le circuit décrit ci-dessous dont l'emploi pourra se révéler fort utile dans des cas autres que celui pour lequel il a été initialement prévu.

Comme il s'avérait difficile de mesurer une seule impulsion, nous avons décidé de déterminer la durée de N impulsions consécutives, le temps mesuré correspondant exactement à N fois la durée d'une impulsion.

Principe. — Les impulsions dont on souhaite connaître la durée sont appliquées à un condensateur à travers un interrupteur qui se ferme durant un temps très court au moment de la montée ou de la descente de chaque impulsion.

La tension aux bornes de ce condensateur va donc croître régulièrement si aucun chemin de décharge ne lui est offert, ce qui nécessite l'utilisation d'un étage intermédiaire à très haute impédance d'entrée. En sortie de ce dernier il suffit de placer un détecteur de seuil qui changera d'état après le passage de la n ème impulsion. Le début du comptage aura été commandé par la première impulsion et l'arrêt du comptage par le basculement du comparateur.

Ceci résume les grandes lignes du problème mais il apparaît qu'un tel système ne mesure pas la durée de N impulsions mais de N périodes, aussi s'avère-t-il nécessaire de bloquer le comptage entre deux impulsions.

Par ailleurs il est préférable de laisser passer un certain nombre d'impulsions avant de commencer le comptage, la remise à zéro risquant d'être effectuée au passage de la première impulsion ce qui aurait pour conséquence une erreur de mesure.

Reportons-nous maintenant à la figure 3 pour examiner en détail le fonctionnement du circuit.

Avant tout il faut préciser que cet appareil a été conçu pour commander α par un signal variant entre + 12 V et - 12 V un chronomètre dont le fonctionnement était autorisé lorsqu'une tension nulle était appliquée sur son entrée et qu'il suffit d'une modification mineure pour l'adapter à un chronomètre fonctionnant par apparition d'une tension de quelques volts.

Considérons donc les deux états du signal d'entrée : pour un niveau - 12 V, T_1 conduit, T_4 conduit bloquant T_4 entraînant l'apparition d'une tension de 1,5 V en sortie ce qui bloque le chronomètre. Lorsque le niveau passe à + 12 V, T_1 se bloque, T_2 conduit et une impulsion négative est transmise sur la base et l'émetteur de T_3 qui reste blo-

qué. Le transistor T_5 , lui, se bloque et si l'on ne tient pas compte des niveaux de tension en sortie de A_2 et A_3 , T_4 conduit, ramenant la sortie à 0 et autorisant le fonctionnement du chronomètre.

Au moment où le signal d'entrée bascule de + 12 V à - 12 V, les transistors T_1 , T_2 , T_4 et T_5 changent d'état, le chronomètre s'arrête et une impulsion positive brève est transmise sur l'émetteur de T_3 qui conduit pendant toute la durée de celle-ci, C_4 emmagasinant ainsi une certaine charge qu'il ne perdra pas ou pratiquement pas lorsque T_3 sera de nouveau bloqué, le circuit intégré LM302 ayant une impédance d'entrée très élevée.

Lorsque le signal aura basculé un certain nombre de fois de positif en négatif, la tension aux bornes de C_4 , donc en sortie de A_1 , atteindra et même dépassera les potentiels de référence appliqués sur les entrées inver-

ting de A_2 et non invertant de A_3 , ce qui se traduira par un changement de polarité instantané en sortie de ceux-ci puisqu'ils sont montés en comparateurs.

En fermant le bouton poussoir PB_1 , on décharge totalement C_4 , la tension en sortie de A_1 est pratiquement égale à zéro, A_3 est saturé en positif et A_2 en négatif ce qui a pour effet de bloquer T_4 empêchant ainsi le fonctionnement du chronomètre quel que soit l'état de T_5 .

Dès l'instant où l'on ouvre PB_1 , le signal d'entrée qui passe régulièrement de + 12 V à - 12 V agit sur l'état des transistors T_1 , T_2 , T_3 et T_5 , mais le blocage de T_3 ne peut entraîner la conduction de T_4 donc le fonctionnement du chronomètre tant que A_2 est saturé en négatif.

Chaque déblocage de T_3 entraîne une augmentation de la tension aux bornes de C_4 et lorsque celle-ci dépasse la tension

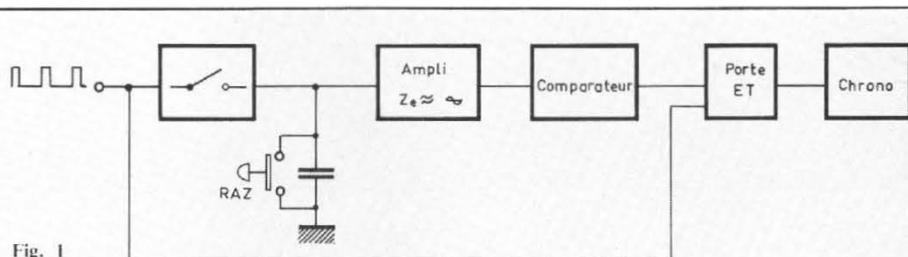


Fig. 1

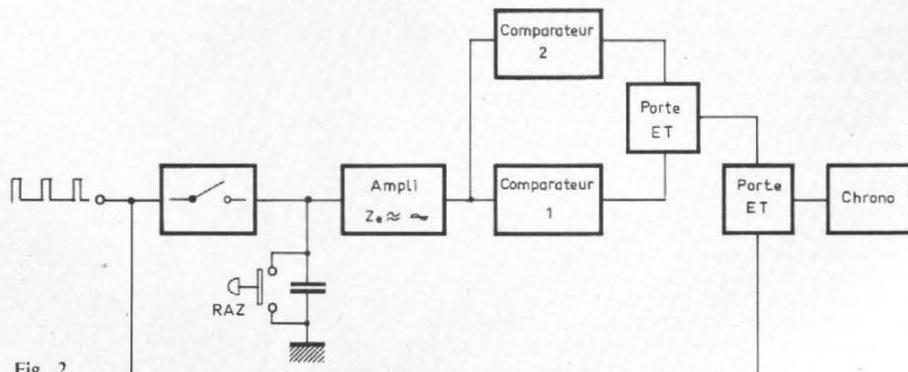


Fig. 2

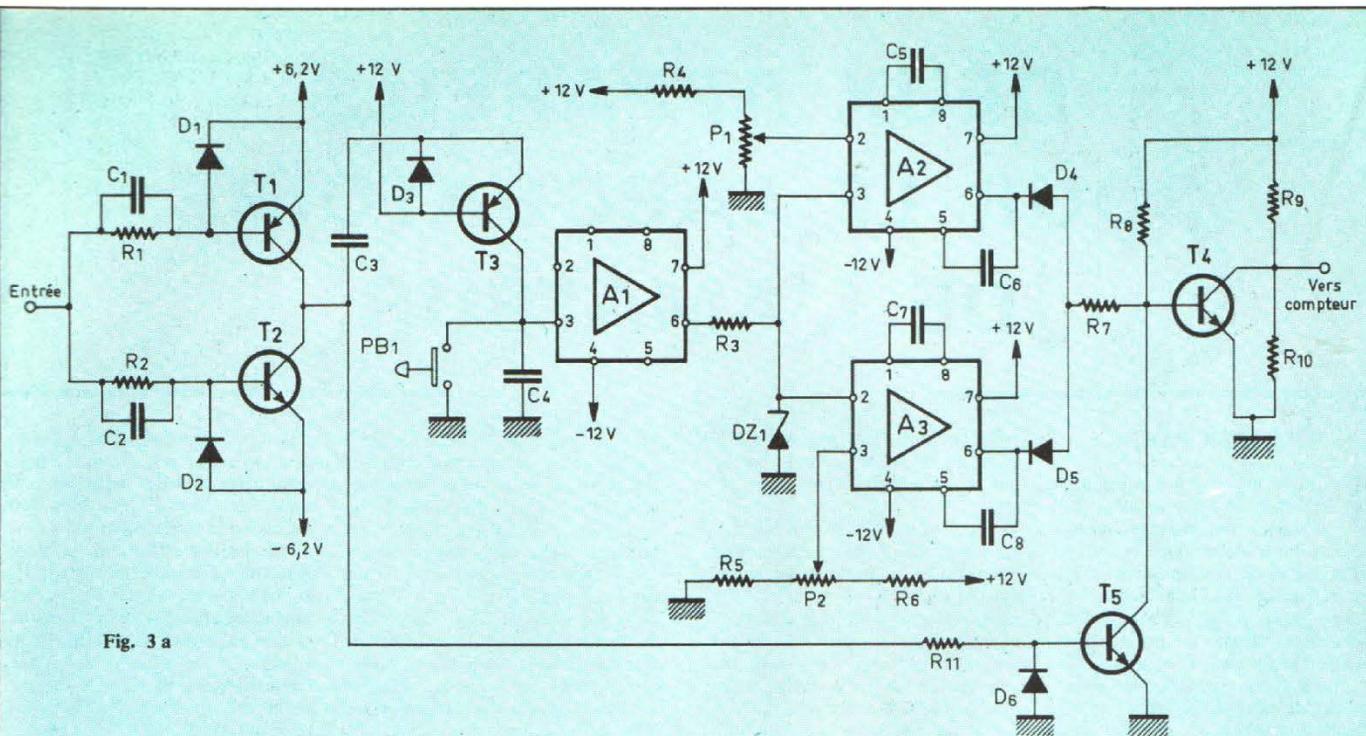


Fig. 3 a

- $R_1, R_2 = 15 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_3 = 10 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_4 = 47 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_5 = 22 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_6 = 56 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_7 = 10 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_8 = 15 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_9 = 10 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_{10} = 1,5 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_{11} = 15 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_{12} = 220 \Omega \text{ } 2 \text{ W}$
- $R_{13} = 680 \Omega \text{ } 6 \text{ W}$
- $R_{14}, R_{15} = 680 \Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $P_1 = 22 \text{ k}\Omega$
- $P_2 = 47 \text{ k}\Omega$
- $C_1, C_2 = 22 \text{ pF}$
- $C_3 = 0,022 \mu\text{F}$
- $C_4 = 1 \mu\text{F}$
- $C_5 = 10 \text{ pF}$
- $C_6 = 2,7 \text{ pF}$
- $C_7 = 10 \text{ pF}$

- $C_8 = 2,7 \text{ pF}$
- $C_9 = 500 \mu\text{F } 40 \text{ V}$
- $C_{10}, C_{11} = 47 \mu\text{F } 10/12 \text{ V}$

- $A_1 = \text{LM302}$
- $A_2, A_3 = \text{LM709}$

- $T_1 = 2\text{N}2905$
- $T_2 = 2\text{N}1711$
- $T_3 = 2\text{N}2905$
- $T_4, T_5 = 2\text{N}2484$

- $D_1 \text{ à } D_6 = 1\text{N}914$

- $DZ_1 = \text{Zener } 5,6 \text{ V}$
- $DZ_2, DZ_3 = \text{Zener } 12 \text{ V}$
- $DZ_4, DZ_5 = \text{Zener } 6,2 \text{ V}$

- $\text{TR}_1 = \text{Transformateur } 220/30 \text{ V}$

- $\text{Rd}_1 = \text{pont de diodes } 200 \text{ V/ } 200 \text{ mA}$

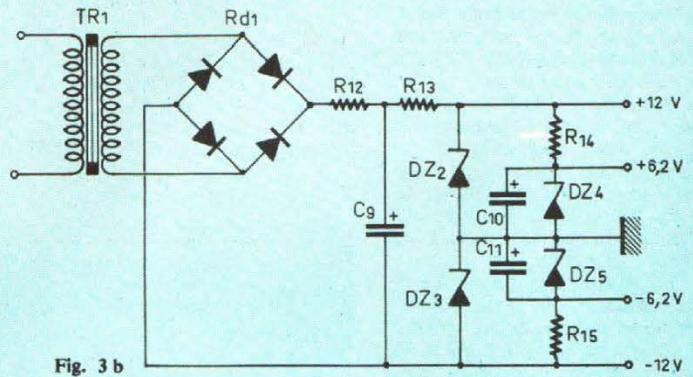


Fig. 3 b

de référence fixée par le diviseur R_4-P_1 sur l'entrée inversant de A_2 , cet amplificateur se sature en positif, et, à partir de cet instant, T_4 n'est plus commandé par T_2 . Le chronomètre fonctionnera donc à chaque fois et pendant tout le temps que sera présente une tension positive à l'entrée de l'appareil.

Les impulsions se succèdent toujours, la tension aux bornes de C_4 va dépasser le seuil fixé par le diviseur $R_6-P_2-R_3$ sur l'entrée non inversant de A_3 et celui-ci basculera instantanément en saturation négative, bloquant ainsi définitivement le transistor

T_4 et le chronomètre. Une nouvelle mesure pourra bien entendu être effectuée en déchargeant C_4 à l'aide de PB_1 .

Il ressort de ce qui précède que le nombre d'impulsions enregistrées par le chronomètre est fonction de la différence entre les tensions de seuil de A_2 et A_3 et que N peut être pair ou impair à volonté.

L'application que nous avons faite de ce circuit est particulière mais il est certain que l'on pourrait envisager d'autres utilisations en prenant comme base le schéma que nous venons de décrire.

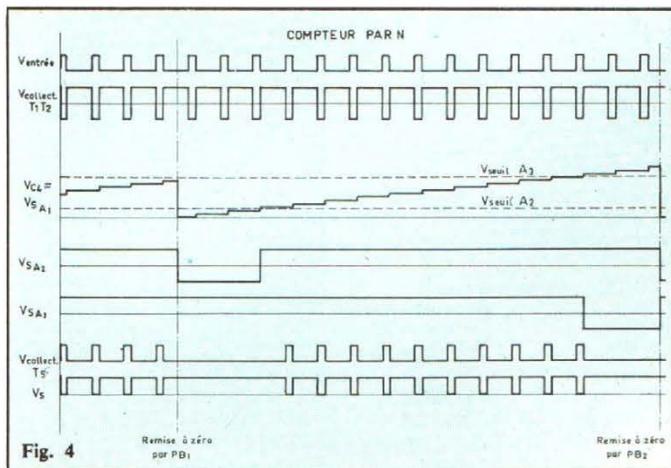


Fig. 4

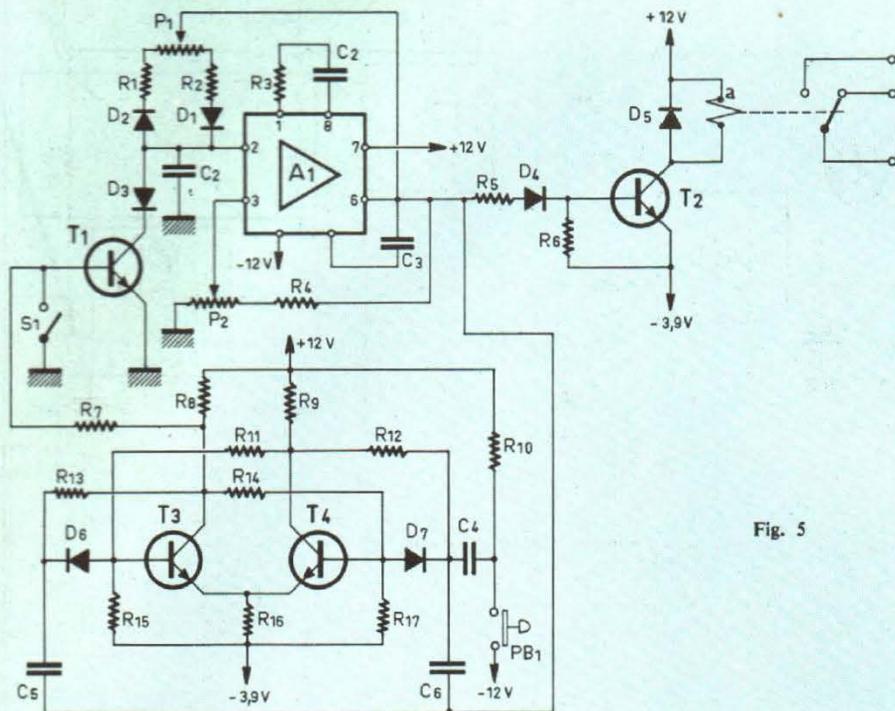


Fig. 5

- $R_1 - R_2 = 10 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_3 = 1,5 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_4 = 22 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_5 = 10 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_6 = 1 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_7 = 68 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_8 - R_9 = 10 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_{10} = 12 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_{11} = 100 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_{12} - R_{13} = 47 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_{14} = 100 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_{15} = 33 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_{16} = 1,8 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_{17} = 33 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$
- $R_{18} = 680 \Omega \text{ } 6 \text{ W}$
- $R_{19} = 220 \Omega \text{ } 2 \text{ W}$
- $R_{20} = 680 \Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$

- $P_1 = 3,3 \text{ M}\Omega$
- $P_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$

$C_1 =$ à choisir selon gamme de période désirée

- $C_2 = 10 \text{ nF}$
- $C_3 = 220 \text{ pF}$
- $C_4 \text{ à } C_6 = 10 \text{ nF}$
- $C_7 = 2 \times 500 \mu\text{F } 40 \text{ V}$

- $D_1 \text{ à } D_4 = 1\text{N}914$
- $D_5 = 1\text{N}649$
- $D_6 - D_7 = 1\text{N}914$

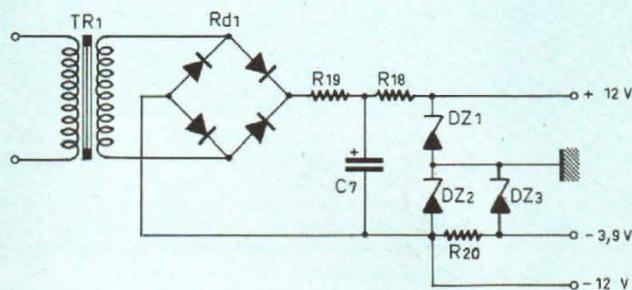
- $T_1 = 2\text{N}2484$
- $T_2 = 2\text{N}1711$
- $T_3 - T_4 = 2\text{N}2484$

$A_1 = \text{LM}709$

- $\text{DZ}_1 - \text{DZ}_2 = \text{Zener } 12 \text{ V}$
- $\text{DZ}_3 = \text{Zener } 3,9 \text{ V}$

$\text{Rd}_1 =$ pont de diodes $200 \text{ V} / 200 \text{ mA}$

$\text{Tr}_1 =$ transformateur $220 \text{ V} / 30 \text{ V}$
 $a =$ relais type HG1002 « Clare » ou équivalent.



MULTIVIBRATEUR MONOSTABLE/ASTABLE

Cet appareil très simple peut rendre de nombreux services dans un laboratoire aussi modeste soit-il, ses utilisations étant multiples, horloge ou générateur d'impulsions entre autres.

Le circuit de base est un oscillateur utilisant un amplificateur opérationnel, dont la tension de sortie commande par l'intermédiaire d'un transistor un relais à fort pouvoir de coupure et à temps de réponse faible.

Nous avons également prévu de faire fonctionner cet appareil en monostable, c'est-à-dire que l'on peut obtenir une impulsion de durée réglable, n'apparaissant qu'une fois après que l'on aura donné l'ordre de déclenchement.

Ajoutons qu'en multivibrateur astable, il est possible de faire varier le facteur de forme du signal fourni d'une manière très importante.

MULTIVIBRATEUR ASTABLE

Comme nous l'avons indiqué précédemment, l'élément de base est un oscillateur équipé d'un classique LM709, la fréquence pouvant être changée à l'aide du potentiomètre P_2 , le facteur de forme étant lui réglé à l'aide du potentiomètre P_1 .

En jouant sur P_2 , en effet, on fait varier la tension appliquée à l'entrée non invertant du LM709. Sur l'entrée invertant est appliquée la tension apparaissant aux bornes d'un condensateur chargé à partir de la tension de sortie du LM709.

Considérons par exemple la tension de sortie au niveau de saturation positive de l'amplificateur, une fraction de cette tension est appliquée à l'entrée non invertant de A_1 par l'intermédiaire du diviseur $R_4 - P_2$. Le condensateur C_1 se charge à travers une fraction de P_1 , R_2 et D_2 si nous supposons S_1 fermé donc

le transistor T_1 bloqué. Lorsque la tension aux bornes de C_1 atteint celle existant sur l'entrée non invertant de A_1 , l'amplificateur bascule en saturation négative, ce qui a pour effet de ramener sur l'entrée non invertant une tension négative, la charge (ou décharge de C_1) s'effectuant maintenant à travers l'autre fraction de P_1 , R_1 et D_1 . Lorsque la tension aux bornes de C_1 atteint celle existant sur l'entrée non invertant, l'amplificateur A_1 bascule en saturation positive et le cycle recommence indéfiniment.

La période du multivibrateur peut être réglée à l'aide du potentiomètre P_2 puisque, en jouant sur celui-ci, on fait varier la tension appliquée sur l'entrée non invertant de A_1 , donc la tension qui doit apparaître aux bornes de C_1 pour obtenir le basculement de la tension en sortie de l'amplificateur d'un niveau de saturation à l'autre. Plus la tension ramenée sur l'entrée non

invertant sera élevée plus la période sera longue.

Le facteur de forme peut être réglé en ce qui le concerne à l'aide du potentiomètre P_1 , la position de son curseur jouant sur les temps de charge en positif et en négatif, et l'on peut considérer que le curseur étant placé exactement à mi-course, le facteur de forme sera égal à 1. Ceci est d'ailleurs purement théorique car les tensions de saturation ont toutes les chances d'être différentes en valeur absolue.

MULTIVIBRATEUR MONOSTABLE

En ouvrant l'interrupteur S_1 , on rend l'état de T_1 et de l'oscillateur totalement dépendant de celui de T_3 , ainsi lorsque T_3 se bloque, T_1 conduit instantanément et verrouille la sortie de A_1 dans sa position dès qu'elle passe en positif. Supposons le multivibrateur dans cet état au moment où l'on ferme le bouton pous-

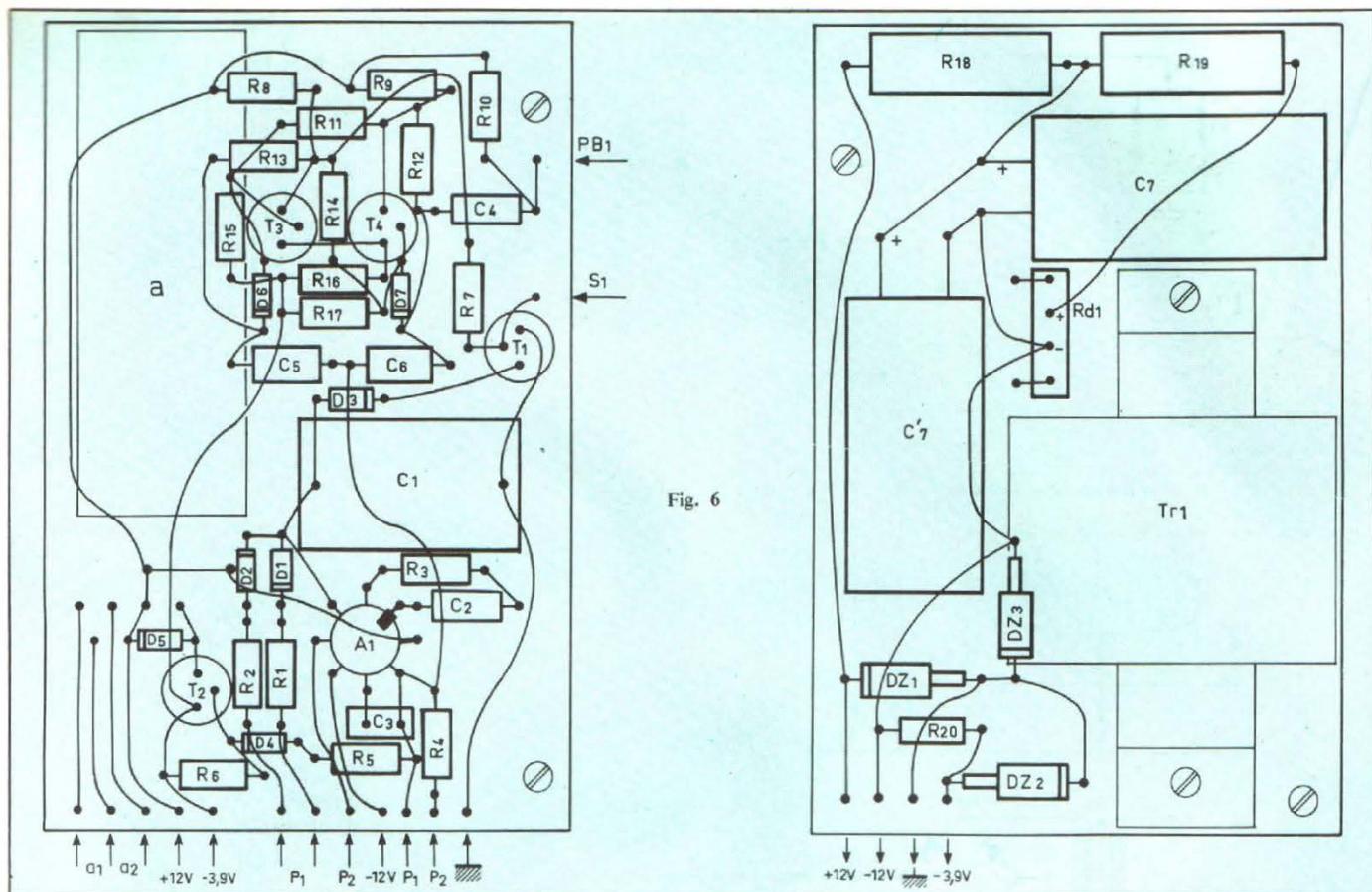


Fig. 6

soir de commande PB1, à ce moment précis le transistor T_4 se bloque, T_3 conduit et bloque T_1 , ce qui permet au conducteur C_1 de se charger en positif jusqu'à

ce que la tension à ses bornes atteigne le niveau de référence fixé par la position de P_2 . A ce moment l'amplificateur bascule en saturation négative, une impul-

sion négative est transmise sur les bases de T_3 et T_4 , T_3 se bloque, et T_1 empêchera la charge de C_1 dès que l'amplificateur sera de nouveau basculé en positif. Il

faudra fermer à nouveau PB1 pour obtenir une seule impulsion.

J.-C. PIAT,

(suite de la page 158) **LES INDICATEURS simples à LED, montages pratiques**

3,7 : où, ce qui revient au même (addition de la première équation) : $1,6 (150 + R_2)/R_2 + 0,009 \times 150 = 4,5$. On trouve $R_2 = 150 \Omega$.

Pour une pile de 9 V on procède de façon analogue : $I_1 = 9 \text{ mA}$ à $U_E = 9 \text{ V}$ et $I_L = 3 \text{ mA}$ à $U_E = 7,2 \text{ V}$; donc $1,8 = 0,006 R_1$, ou $R_1 = 300 \Omega$. Deuxième équation : $1,6 (300 + R_2)/R_2 + 0,009 \times 300 = 9$, ou $R_2 = 100 \Omega$.

La figure 5 donne un schéma où le déplacement du seuil vers une valeur plus élevée est obtenu

en intercalant une diode au Si (par exemple BAX13 ou IN914) en série avec le montage. Le nouveau seuil est égal à la somme de celui du Led (U_L) et de celui de la diode au Si (U_D), c'est-à-dire $U_L + U_D$, ou en valeur numérique approximativement $1,6 \text{ V} + 0,6 \text{ V} = 2,2 \text{ V}$. Si à première vue on pouvait croire qu'un résultat identique aurait pu être obtenu à moindres frais en utilisant le schéma de la figure 4, il y a cependant une différence importante : dans un cas U_E n'est chargé qu'au dessus de $2,2 \text{ V}$,

dans l'autre cas il y a un débit même en dessous de $1,6 \text{ V}$! Pour certaines applications cette différence peut être cruciale comme nous allons le démontrer pour une des applications du schéma de la figure 8.

La figure 6 montre qu'il est possible, par extension de créer des seuils augmentant de $0,6 \text{ V}$ en $0,6 \text{ V}$ environ, chaque fois que l'on insère une diode au Si supplémentaire : $1,6 \text{ V}$; $2,2 \text{ V}$; $2,8 \text{ V}$; $3,4 \text{ V}$; 4 V , etc.

La figure 7 rappelle qu'il est souvent plus avantageux de pren-

dre une seule diode Zener de valeur appropriée à la place d'un certain nombre de diodes au Si branchées en série.

La figure 8 (ainsi que les deux figures suivantes) est basée sur l'emploi d'une diode amplifiée*. Ici c'est la diode base-émetteur qui est amplifiée par le transistor T lui-même dans un rapport déterminé par les deux résistances R_2 et R_3 .

* « Les diodes amplifiées appliquées... », G.-J. Naaijer ; le Haut-Parleur n° 1343, février 1972.

G.J. NAAISER (à suivre)

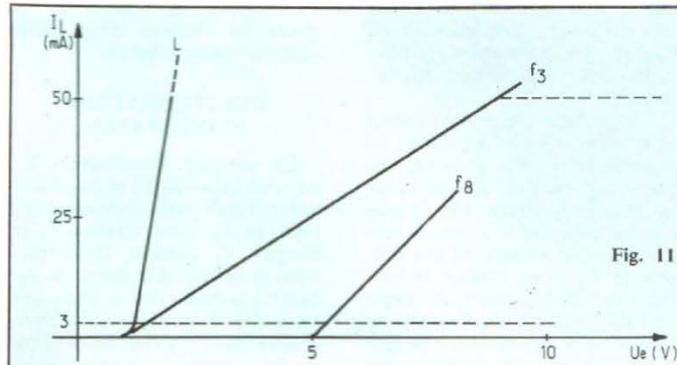


Fig. 11

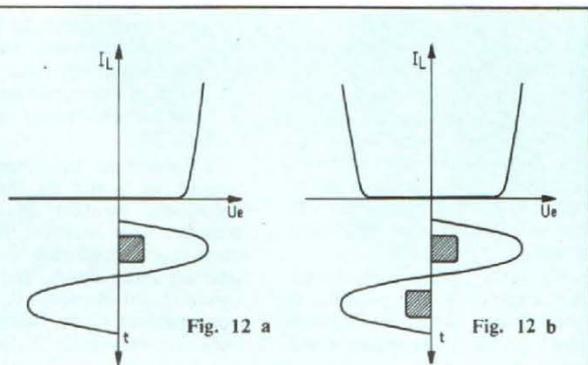


Fig. 12 a

Fig. 12 b

LES ALIMENTATIONS MONOLITHIQUES

RECEMMENT apparues sur le marché des circuits intégrés linéaires, les alimentations monolithiques ont connu un développement rapide. Alors qu'il y a quelques temps n'étaient disponibles que des circuits spécialement étudiés pour l'alimentation des ensembles de logique TTL des ordinateurs, de nombreux autres circuits sont actuellement commercialisés dont les tensions de sortie s'échelonnent sur une large gamme avec des débits pouvant dépasser un ampère.

Par ailleurs, le prix d'une ali-

mentation monolithique est maintenant tel que son utilisation devient économiquement rentable même dans les systèmes électroniques où le prix est un impératif majeur : récepteurs de radio ou de TV, montages « grand public » etc.

Cette analyse se confirme si l'on considère la valeur de remplacement d'une solution à composants discrets.

Mais avant tout, qu'est-ce qu'une alimentation monolithique et en quoi se différencie-t-elle d'un circuit intégré régulateur de tension ?

Pour répondre à cette question, il faut se reporter au schéma synoptique d'une alimentation stabilisée classique et comparer entre elles différentes méthodes de réalisation.

- Réalisation en composants discrets.
- Utilisation d'un circuit intégré régulateur.
- Montage d'une alimentation monolithique.

QUELQUES RAPPELS SUR LA REGULATION DE TENSION

Une alimentation stabilisée classique fonctionnant en régime linéaire (par opposition aux régulateurs à découpage) avec transistor ballast série réunit toujours les éléments suivants :

- Un générateur de tension de référence V_{Ref} ;
- Un amplificateur d'erreur ;
- Un réseau de contre-réaction ;
- Un transistor ballast série agissant en amplificateur de courant.

L'organisation du montage est indiquée figure 1 : on remarque que l'amplificateur d'erreur fonctionne en mode différentiel, c'est-à-dire que le courant en sortie de cet amplificateur est fonction de la différence entre les deux tensions, V_{Ref} d'une part et

$$V_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \text{ d'autre part.}$$

Supposer infini le gain de cet amplificateur d'erreur revient à affirmer que les deux tensions en entrée de cet étage sont égales. En effet, prenons une hypothèse simplificatrice et décrivons l'information en sortie de l'amplificateur d'erreur par une tension, 10 V par exemple. Si le gain est supposé être 1 000, la différence entre les deux tensions d'entrée est de l'ordre de $\frac{10 \text{ V}}{1 000} = 10 \text{ mV}$

soit 5,01 V pour une tension référence de 5 V.

Dans la majorité des montages, le gain de l'amplificateur d'erreur est ainsi suffisant pour que l'on puisse poser sans erreur significative

$$V_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = V_{Ref}$$

ce qui permet un calcul de la tension régulée en sortie.

$$V_0 = V_{Ref} \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

L'amplificateur d'erreur est alimenté directement à partir de V_i , tension d'entrée non régulée. Les variations de cette dernière ne modifient pas la tension en sortie puisque V_0 ne dépend que de la tension référence V_{Ref} et des résistances de contre-réaction tant que le gain de l'amplificateur d'erreur reste suffisamment élevé.

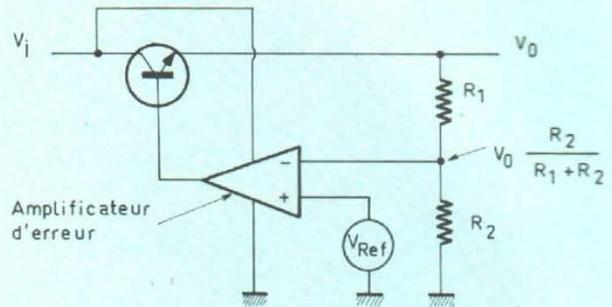


Fig. 1. - Schéma synoptique d'une alimentation stabilisée à régulation série

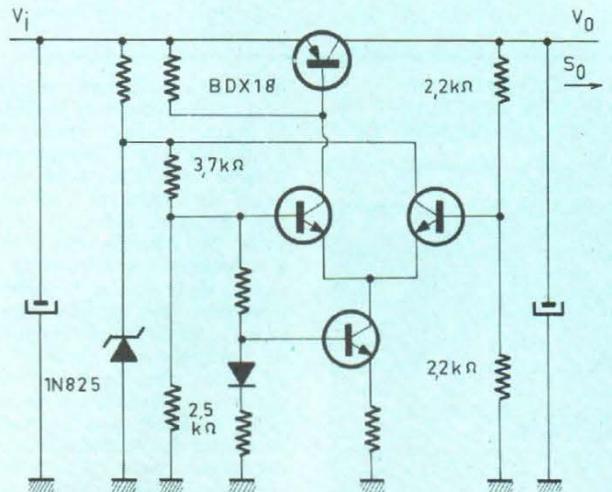


Fig. 2. - Schéma de principe d'une alimentation stabilisée utilisant des composants discrets.

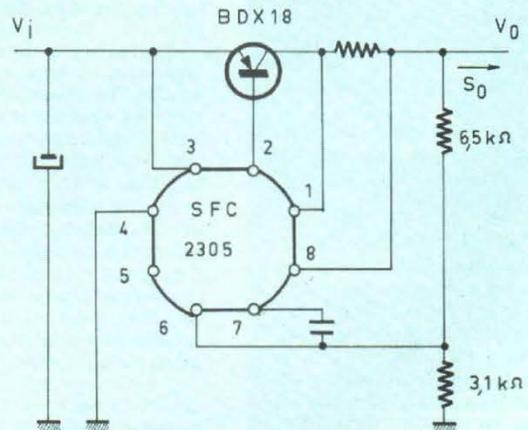


Fig. 3. - Schéma de principe d'une alimentation stabilisée utilisant un circuit régulateur de tension.

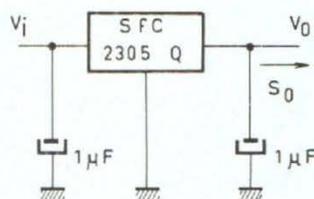


Fig. 4. - Schéma de montage d'une alimentation monolithique.

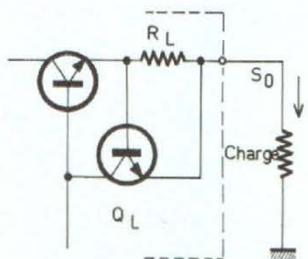


Fig. 5. - Principe de la limitation de courant par transistor supplémentaire.

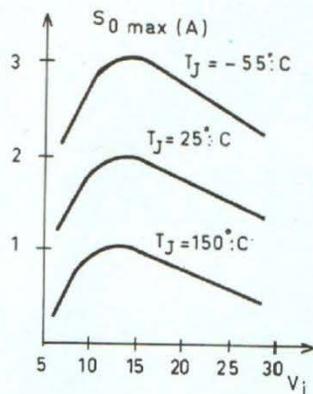


Fig. 6. - Principe de la limitation de courant par transistor supplémentaire. SFC2309R. On remarque que celui-ci dépend de T_j , température de la pastille.

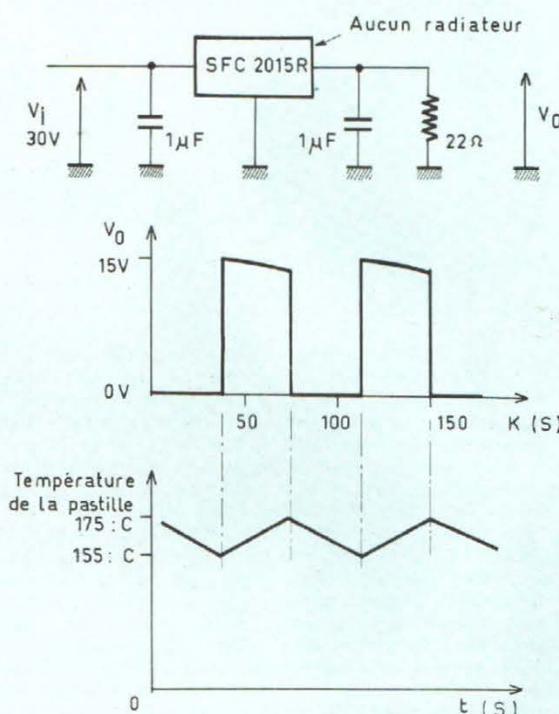


Fig. 7. - Dans de mauvaises conditions de dissipation, la limitation thermique se traduit par une relaxation à fréquence très basse.

L'ÉVOLUTION DES SCHEMAS AVEC L'INTEGRATION

Une telle alimentation peut être réalisée en composants discrets : un exemple de principe est indiqué figure 2.

Elle peut être aussi bien réalisée avec un régulateur de tension. Ce circuit intégré réunit dans un boîtier unique l'amplificateur d'erreur, le générateur de tension référence et l'étage de commande du ballast. La tension régulée V_0 est fixée par deux résistances extérieures. Le régulateur de tension peut également être utilisé sans transistor ballast extérieur si le courant dans la charge reste inférieur à une quinzaine de milliampères (un peu plus pour certains types de régulateurs, SFC2723 par exemple).

Le montage de la figure 3 présente des caractéristiques améliorées par rapport à celles du montage de la figure 2. Néanmoins, le schéma se simplifie notablement et des possibilités de limitation simple du courant débité apparaissent.

Dans une alimentation monolithique, le transistor de puissance série ainsi que le réseau de contre-réaction sont diffusés sur la pastille du circuit intégré ; l'ensemble se présente sous la forme d'un boîtier à 3 broches :

- 8 La tension d'entrée non régulée V_i ;
- La tension d'entrée non régulée V_i ;
- La masse.

Certes, le montage perd une partie de sa souplesse puisqu'il

n'y a plus maintenant de possibilité d'un ajustage de la tension en sortie : celle-ci devient fixe à moins de prévoir quelques composants supplémentaires, extérieurs au boîtier de l'alimentation. Il serait, bien sûr, concevable de fabriquer un boîtier à 4 broches qui autoriserait un réglage de la tension de sortie en ménageant une broche supplémentaire pour l'entrée inverseuse de l'amplificateur d'erreur. Un tel boîtier nécessiterait une fabrication spécifique. Il est, en pratique, beaucoup plus intéressant de monter les alimentations monolithiques dans des boîtiers identiques à ceux utilisés pour les transistors de puissance, TO₃ par exemple. Ceci implique 3 broches extérieures et partant, une tension de sortie fixe.

Cette tension fixe n'est pas, cependant, une contrainte majeure si l'on remarque que la plupart des tensions d'alimentation sont standardisées : on trouve ainsi le 5 V des circuits logiques, le 12 ou le 15 V des amplificateurs opérationnels, etc. De plus, des montages simples utilisant quelques composants autour de l'alimentation monolithique permettent un réglage de la tension en sortie : ces montages seront rassemblés dans la deuxième partie de cet article.

Un troisième exemple d'alimentation stabilisée est proposé figure 4 : les performances sont sensiblement identiques à celles des montages des figures 2 et 3. Le schéma s'est simplifié à

l'extrême puisqu'il ne subsiste plus maintenant qu'un seul composant semi-conducteur et deux condensateurs de découplage. A cette simplicité extrême s'ajoute, ainsi que nous allons le voir, une protection totale du circuit à alimenter, protection irréalisable avec les montages précédents.

Une alimentation monolithique est donc un circuit intégré linéaire qui réalise complètement une fonction « stabilisation de tension » dans une boîtier 3 broches. La tension de sortie est fixe et les débits importants, de 0,3 à 1,5 A suivant les possibilités de dissipation thermique du boîtier.

LES CIRCUITS DE PROTECTION

La fonction « alimentation stabilisée » ainsi constituée est particulièrement bien protégée. Cette protection, qui se vérifie aussi bien au niveau de l'alimentation elle-même qu'au niveau des circuits alimentés, opère de trois façons différentes en ce qui concerne le courant de sortie :

Une limitation en courant conventionnelle.

Le circuit de limitation est identique à celui qui est utilisé dans l'étage de sortie de la plupart des amplificateurs opérationnels ; un transistor de limitation Q_L entre en conduction et court-circuite la commande du transistor ballast dès que le courant débité par celui-ci dépasse une valeur définie par une résistance

R_L (Fig. 5) : c'est la chute de tension $R_L \times I_0$ qui débloque Q_L .

Une protection en aire de sécurité du transistor série.

Le courant crête maxima débité par celui-ci varie en raison inverse de la différence de tension entrée-sortie aux bornes de l'alimentation. C'est cette protection qui explique la forme de la caractéristique courant de sortie maximal en fonction de la tension d'entrée non régulée

$$(I_0 \text{ max} = f(V_i))$$

Si l'on prend pour exemple le circuit SFC2309R de SESCO-SEM (tension de sortie de 5 V), cette caractéristique a l'allure indiquée figure 6.

Une limitation thermique

Ce genre de protection ne peut exister que sur une alimentation totalement intégrée puisqu'elle agit par mesure directe de la température de la pastille du semi-conducteur.

Si la puissance dissipée dans l'alimentation monolithique augmente pour une raison quelconque (débit trop important en sortie, tension d'entrée trop élevée, etc.) la température du transistor ballast et, par conséquent, celle de tout le circuit intégré, augmente. Un capteur — en l'occurrence un simple transistor dans lequel on utilise la variation de la tension base-émetteur en fonction de la température — mesure en permanence la température du circuit sur lequel il est diffusé.

Dès que celle-ci atteint un seuil d'environ 175 °C il y a bascule-

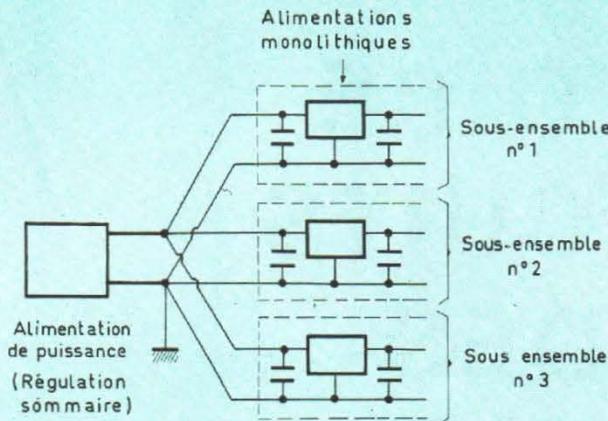
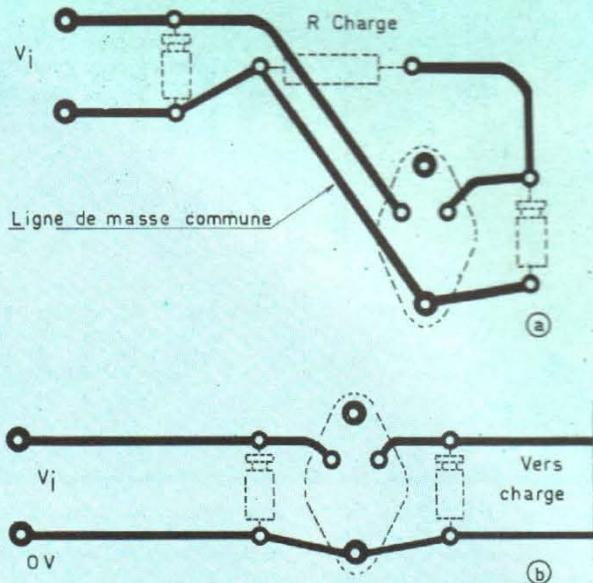


Fig. 8. - Organisation générale d'une alimentation utilisant une « post-régulation ».

Fig. 10. - Disposition des connexions de masse sur le circuit imprimé (vue côté cuivre). On évitera, autant que faire se peut la réalisation A (ligne de masse commune) au profit de la réalisation B.



ment dans l'amplificateur d'erreur : le courant et la tension s'annulent en sortie du dispositif.

Cette troisième protection est donc différente des deux premières jusqu'à ses effets : alors que celles-ci sont caractérisées par un passage de l'alimentation en générateur à courant constant, la protection thermique revient à déconnecter l'alimentation du circuit à alimenter.

Après un basculement du circuit dû à une valeur excessive de la température de la pastille, la puissance dissipée donc la température, diminue. Cette décroissance se poursuit jusqu'à un second seuil (environ 155°C) à partir duquel un basculement inverse se produit qui autorise un fonctionnement normal du circuit. Si la cause de la dissipation excessive dans l'alimentation n'a pas été supprimée, la température de la pastille augmente à nouveau jusqu'à 175°C, seuil du basculement supérieur : un phénomène de relaxation en résulte. La fréquence de cette relaxation est définie notamment par la constante de temps thermique de l'ensemble alimentation monolithique plus son radiateur, par la valeur du courant débité et par la différence de tension $V_1 - V_0$.

Dans l'exemple de la figure 7, le temps qui sépare chaque basculement est de l'ordre d'une quarantaine de secondes : le simple fait de monter l'alimentation monolithique sur un radiateur, en réduisant la température du circuit, permettrait un fonctionnement normal sans relaxation thermique.

La limitation thermique a pour particularité essentielle d'assurer la protection des circuits

quelle que soit l'origine de l'élévation de température. Il pourra s'agir aussi bien :

- D'un débit trop important en sortie ;

- D'une tension d'entrée trop élevée ;

- D'un dimensionnement insuffisant du radiateur sur lequel est montée l'alimentation.

- D'une température ambiante excessive.

En plus des limitations en surintensité, un réseau de diodes protégeant le circuit à alimenter contre d'éventuelles surtensions. Une bonne protection de l'alimentation monolithique est également assurée contre l'inversion de la polarité de la tension en entrée ou une mise en court-circuit accidentelle de celle-ci (décharge des capacités de découplage en sortie).

QUELQUES REGLES D'UTILISATION

L'alimentation monolithique est essentiellement destinée à être montée sur un circuit imprimé ou sur un radiateur mais toujours à proximité immédiate des sous-ensembles à alimenter. Beaucoup d'applications utilisent des alimentations monolithiques en « post-régulateurs » c'est-à-dire que chacun des sous-ensembles d'un équipement électronique est alimenté à partir d'une même alimentation de puissance dont les caractéristiques de régulation peuvent être assez sommaires (voir Fig. 8). Cette organisation présente plusieurs avantages :

- Elle élimine les couplages entre les différents sous-ensembles : ces couplages résultent en effet le plus souvent de

l'impédance interne non nulle de l'alimentation principale.

- Elle autorise des performances très limitées au niveau de l'alimentation principale.

L'utilisation d'un tel circuit dans son application typique : alimentation stabilisée à tension de sortie fixe et à l'intérieur de ses limites de caractérisation, n'appelle qu'assez peu de remarques. On veillera cependant aux points suivants :

- Proximité immédiate des capacités de découplage (1 μ F) en entrée et en sortie de l'alimentation.

- Constitution d'un plan de masse sur le circuit imprimé toutes les fois que la chose est possible.

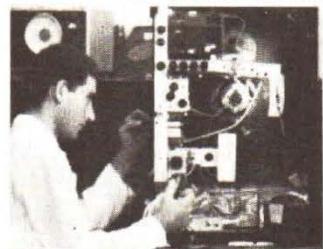
- S'il n'y a pas possibilité d'un plan de masse, séparation électrique des circuits de masse « amont » (avant l'alimentation) et des circuits de masse « aval » (après l'alimentation) ; la figure 9 illustre deux dispositions possibles du montage.

L'aspect « fonction » des alimentations monolithiques n'exclut pas une large extension de leurs possibilités d'applications pour peu que l'on utilise quelques composants extérieurs. C'est ainsi qu'il sera possible de convertir l'alimentation en un générateur à courant constant moyennant une résistance supplémentaire, de faire varier ou de mieux stabiliser encore la tension de sortie, d'augmenter la tension d'entrée maximale, etc. Il est également possible d'obtenir en sortie un courant plus élevé que celui autorisé par le seul transistor ballast diffusé sur la pastille du circuit intégré : ces applications feront l'objet de la seconde partie de

cet article. Celui-ci se terminera avec la réalisation d'une alimentation stabilisée de laboratoire très simple et de bonnes performances utilisant, bien sûr, une alimentation monolithique !

J.F.G.

MAITRISE DE L'ÉLECTRONIQUE



COURS PROGRESSIFS
PAR CORRESPONDANCE
**L'INSTITUT FRANCE
ÉLECTRONIQUE**

24, rue Jean-Mermoz - Paris (8^e)
Ecole privée d'enseignement à distance

FORME **l'élite** DES
RADIO-ÉLECTRONICIENS

MONTEUR • CHEF MONTEUR
SOUS-INGÉNIEUR • INGÉNIEUR
TRAVAUX PRATIQUES

**PRÉPARATION AUX
EXAMENS DE L'ÉTAT**

(FORMATION
THÉORIQUE)
PLACEMENT

Documentation sur demande

infra

BON à découper ou à recopier (valable 6 mois) sans engagement la documentation gratuite (limité à 4 envois pour les 6 années)

Deuxième chèque
NOM
ADRESSE

Autres sections d'enseignement : Dessin Industriel, Informatique, Automatique
N° 1405 - Page 165

RÉPERTOIRE DES CIRCUITS A DIODES

IL peut paraître surprenant de revenir sur cet élément couramment utilisé dans tous les montages électroniques mais nous pensons en fait que nombreux sont ceux qui découvriront dans la suite de cet article des applications auxquelles ils n'avaient pas songé et pourront ainsi améliorer la qualité de leurs réalisations personnelles. Certains des circuits que nous décrirons forment un ensemble; d'autres, par contre, ne sont que la base d'un appareil plus complexe.

Pour ne rien laisser dans le vague, nous reviendrons rapidement sur ce qu'est une diode : connectée aux bornes d'une source de tension continue, dans un sens elle se comportera comme un élément conducteur (anode côté positif, cathode côté négatif) mais non comme un court-circuit puisque, à ses bornes, nous pourrions mesurer une tension, variable suivant les types, de quelques centaines de millivolts, et, dans le sens inverse (soit cathode côté positif, et anode côté négatif) elle se comportera pratiquement comme un interrupteur ouvert, seul un courant de très faible valeur la traversant dans ce cas : il est difficile de fixer une valeur à ce courant inverse; les diodes, suivant leurs applications, peuvent en effet présenter un courant inverse très différent.

Si, la diode étant branchée en inverse, sans aucune résistance en série, on augmente la tension à ses bornes, la jonction se trouve détruite et se comporte alors comme un court-circuit. Si une résistance de valeur suffisante est placée en série avec la diode polarisée en sens inverse on trouve, pour le cas précédent, une partie de la tension d'alimentation aux bornes de la résistance et l'autre partie aux bornes

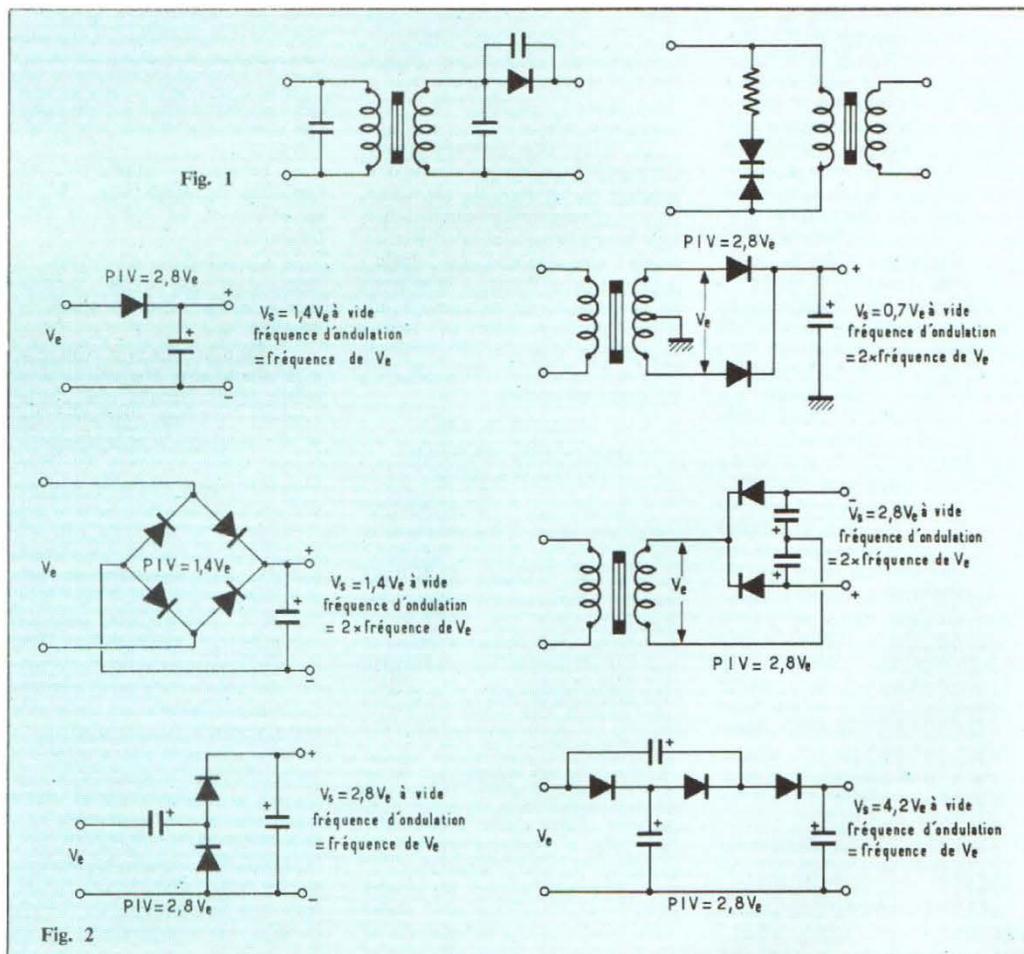
de la diode, et si l'on augmente progressivement la tension d'alimentation, la tension aux bornes de la diode reste pratiquement constante jusqu'à ce que le courant qui la traverse devenant trop important, entraîne sa destruction. Cette valeur à partir de laquelle la diode conserve à ses bornes une tension constante,

s'appelle la tension d'avalanche pour les diodes haute tension et la tension Zener pour les diodes basse tension.

La tension maximale qui peut être appliquée à une diode, est appelée la tension inverse de crête ou, communément, P.I.V. (Peak Inverse Voltage). En conséquence, dans les circuits

de redressement il faudra, nous le verrons plus loin, tenir compte de la valeur crête de la tension à redresser et non pas de sa valeur efficace donnée par un volt-mètre usuel.

En ce qui concerne les matériaux de base utilisés pour la fabrication des diodes, nous dirons simplement que le sili-



cium à l'heure actuelle est le plus couramment utilisé parce qu'il est possible d'obtenir pour les diodes une meilleure tenue en température et de plus faibles courants inverses que les diodes au germanium. D'un autre côté, ces dernières ont une tension directe (tension aux bornes de la diode lorsqu'elle est polarisée dans le sens passant) plus faible que les diodes au silicium.

Enfin, les diodes possèdent une capacité propre dont la valeur est fonction de la tension appliquée aux bornes; ainsi, il est courant de voir une diode polarisée en inverse utilisée comme condensateur variable en fonction de la tension (varicap pour l'accord des tuners FM par exemple). La plupart des diodes silicium peuvent être utilisées ainsi mais nous conseillons toutefois d'utiliser pour cette application des diodes conçues et testées pour ce genre de circuits.

Ces différents points rappelés, nous allons donc maintenant examiner plus en détail ce qu'il est possible de réaliser et dans quelles conditions avec ces éléments semi-conducteurs. Pour cela, nous passerons en revue les types courants de circuits (redressement, mesures, émission, réception, etc.) et également certains circuits hors du commun mais simples et utiles.

calibrés trouveront donc une application parfaite dans ce cas.

Par ailleurs, la jonction des diodes au silicium peut être assez facilement détruite par des crêtes de tension de très faible durée, s'il n'a pas été prévu d'atténuer l'amplitude de celles-ci. Une solution simple consiste à placer un condensateur de faible valeur aux bornes du primaire et un autre aux bornes du secondaire du transformateur d'alimentation, éventuellement même aux bornes de la diode. Les surtensions transitoires se trouvent ainsi diminuées quant à leur amplitude et les risques de destruction des diodes deviennent moindres.

Une autre solution consiste à placer deux diodes montées tête-bêche en parallèle sur l'enroulement primaire du transformateur, ces deux diodes devant de préférence avoir des points d'avalanche aussi proches que possible et légèrement supérieurs à la tension du réseau.

Enfin, troisième solution simple et efficace, il est possible d'utiliser, pour le redressement, des diodes spéciales dites à avalanche contrôlée qui sont prévues pour supporter des surtensions transitoires de forte valeur.

Si ces quelques idées peuvent permettre de sauver les diodes, il arrive aussi que celles-ci soient détruites à la suite d'une mauvaise interprétation de leurs ca-

ractéristiques. Ainsi la tension inverse de crête ou P.I.V. donnée dans les caractéristiques du constructeur est inférieure à la tension minimum de crête qui amène la diode à conduire en inverse. Une diode dont la tension inverse de crête serait de 300 V par exemple ne laisserait passer aucun courant (sauf son courant de fuite qui se limite à quelques microampères) si on lui appliquait 300 V en inverse soit + côté cathode et - côté anode, mais si cette tension était augmentée lentement, on arriverait à une valeur (la tension d'avalanche) pour laquelle la diode se mettrait à conduire fortement et la jonction serait détruite si la résistance dans le circuit n'était pas suffisante pour limiter le courant à une valeur raisonnable.

Dans la figure 2, nous retrouvons un certain nombre de schémas classiques de redresseurs et pour chaque cas, nous précisons quelle doit être la tension inverse de crête des diodes utilisées et la tension de sortie en fonction de la tension efficace appliquée à l'entrée.

Lorsqu'il est nécessaire d'utiliser plusieurs diodes en série pour obtenir une tension inverse de crête plus élevée, il ne faut pas oublier que les diodes ne sont pas appariées et que la tension vue aux bornes d'une diode n'est par forcément égale à la tension totale divisée par le nombre de

diodes; ceci peut entraîner la destruction de l'une d'elles et de toutes les autres ensuite par excès de tension. Une manière simple d'éviter ce désastre consiste à brancher en parallèle sur chacune des diodes une résistance dont la valeur peut être comprise entre 100 k Ω et 1 M Ω , toutes les résistances devant toutefois être égales à quelques pour cent près. Ceci a pour but d'équilibrer les tensions aux bornes de chaque diode (Fig. 3).

La plupart des circuits d'émission ou de réception à tubes actuels nécessitent une source de polarisation négative à faible débit. Aussi doit-on chercher une solution simple et économique pour la créer. En général, qui dit utilisation de tubes, dit enroulement secondaire du transformateur 6,3 V ou 12,6 V pour les filaments et il est parfaitement envisageable d'utiliser cet enroulement pour obtenir, après redressement, une tension continue de polarisation négative de faible valeur, comme l'indique la figure 4.

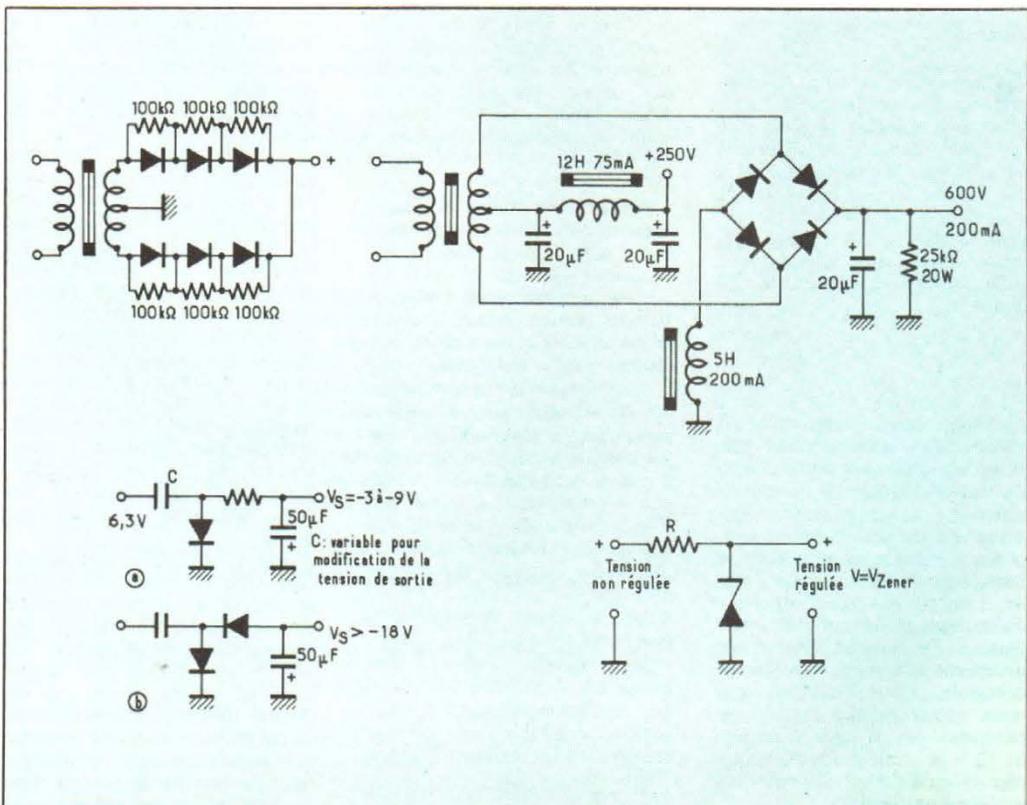
Autre exemple d'utilisation d'un pont, celui qui nous est donné par la figure 5. Il s'agit d'un seul élément de redressement qui peut fournir deux tensions continues, la valeur de l'une étant sensiblement le double de l'autre.

Après avoir redressé une tension alternative et réalisé un filtrage qui permet de dire que

LES ALIMENTATIONS

Le premier montage qui vient à l'esprit quand on parle de diodes, est celui de l'alimentation avec son circuit de redressement. Les diodes mises sur le marché par les fabricants de semi-conducteurs depuis quelques années, et spécialement les diodes au silicium, présentent de tels avantages par rapport aux tubes tels que 6X4, 5Y3, etc. en ce qui concerne le prix, l'encombrement, l'interchangeabilité et l'économie de puissance, qu'il ne vient plus à l'idée, sauf cas particulier, d'utiliser les tubes redresseurs.

Ces avantages incontestables ne doivent toutefois pas faire oublier qu'il est nécessaire de prendre quelques précautions supplémentaires avec les diodes au silicium. En effet, si une erreur ou un défaut quelconque dans un circuit entraîne un débit excessif des redresseurs, avec des tubes les plaques vont rougir allègrement et on dispose d'un temps, assez court il est vrai, pour mettre l'alimentation hors service, alors qu'avec des diodes au silicium rien ne se voit et les jonctions sont détruites très rapidement. Des fusibles bien



la tension est continue, on peut être amené à stabiliser ou à réguler. Notre propos se limitant aux diodes, nous ne parlerons pas des stabilisations par tubes ou transistors mais simplement des circuits de régulation utilisant des diodes Zener.

Une diode polarisée en inverse se comporte à partir d'une certaine tension comme un court-circuit et nous avons dit précédemment que cette tension s'appelle pour les faibles valeurs tension Zener.

La valeur la plus importante à respecter pour utiliser correctement une diode Zener est la puissance admissible qui est fonction du courant qui la traverse et de la tension de Zener ($P = U \times I$).

Par exemple, une diode Zener de 10 V dont la puissance est 1 W ne devra jamais être traversée par un courant supérieur à 100 mA et encore faut-il tenir compte des courbes de puissance admissible en fonction de la température du boîtier, car la puissance est généralement donnée pour une température du boîtier maintenue à 20 °C. Ainsi, pour une diode Zener de 1 W sera-t-il préférable de limiter la puissance entre 600 et 700 mW.

Prenons le cas d'une source de tension continue de 30 V à partir de laquelle nous voulons obtenir une tension régulée de 12 V (Fig. 6). En se référant à ce qui précède, nous devons limiter le courant dans la diode

$$\text{Zener à } \frac{700}{12} = 60 \text{ mA.}$$

Connaissant ce courant, nous pouvons calculer la valeur de résistance à brancher en série avec la diode Zener; nous savons en effet que la résistance voit à ses bornes $30 - 12 = 18 \text{ V}$, et que tout le courant passant dans la diode Zener passe également dans cette résistance; il suffit alors d'appliquer la loi d'ohm :

$$R = \frac{U}{I} \text{ soit } R = \frac{18}{60 \times 10^{-3}} = 300 \Omega$$

Autre point important, la valeur du courant qu'il est possible de tirer sur cette source de tension régulée. Si nous nous référons aux caractéristiques données par les constructeurs, la tension Zener est généralement donnée pour des courants Zener de 5 à 10 mA, ceci signifiant qu'en-dessous de ces valeurs la tension Zener peut être assez nettement inférieure à la tension nominale. Dans l'exemple que nous avons étudié, les circuits alimentés par la source régulée de 12 V pourraient donc consommer jusqu'à 50 ou 55 mA sans problème particulier.

Dans la pratique, il n'est pas toujours nécessaire de faire fonctionner la diode Zener à sa puissance maximale dans la mesure où les circuits alimentés par la tension régulée consomment peu.

Supposons comme second exemple qu'il faille alimenter sous 15 V des circuits consommant 40 mA à partir d'une alimentation continue de 60 V. Il faut au minimum 5 mA dans la diode Zener donc la résistance en série avec celle-ci est traversée par un courant de $5 + 40 = 45 \text{ mA}$. Aux bornes de cette résistance, il apparaît une tension de $60 - 15 = 45 \text{ V}$, donc sa valeur ohmique doit être :

$$\frac{60 - 15}{45 \times 10^{-3}} = 1 \text{ k } \Omega$$

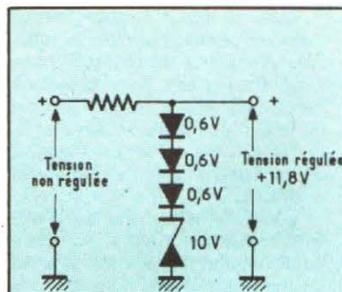


Fig. 7

cuits alimentés sous 15 V consommant 40 mA le courant dans la diode Zener sera de $62 - 40 = 22 \text{ mA}$ ce qui nous donne une puissance de $15 \times 22 \times 10^{-3} = 330 \text{ mW}$. Lorsque les circuits sont déconnectés les 62 mA passent alors dans la diode Zener qui doit dissiper $15 \times 62 \times 10^{-3} = 930 \text{ mW}$ puissance qui n'est plus tolérable et il faut alors changer la tension continue de départ ou bien, comme cela se pratique assez souvent, utiliser deux diodes Zener en série dont la somme correspondra à la tension Zener souhaitée. Dans notre cas on pourrait donc utiliser deux diodes de 1,5 V ou une de 6,8 V plus une de 8,2 V.

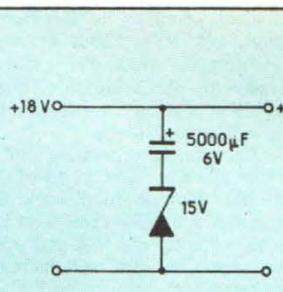


Fig. 8

LES APPAREILS DE MESURE

Etant donné que l'équipage mobile des appareils de mesures alternatif est très sensible à la fréquence, on leur préfère souvent les appareils de mesures en continue, auxquels il est adjoint un système de redressement par diode lorsqu'il est nécessaire de mesurer des tensions alternatives. Tout d'abord il est nécessaire de rappeler quelques points précis à ne pas oublier pour suivre les explications qui suivent.

Une tension alternative est généralement donnée en valeur efficace (volts RMS chez les anglo-saxons). Cette tension crée un échauffement identique, dans un élément résistant, à celui créé

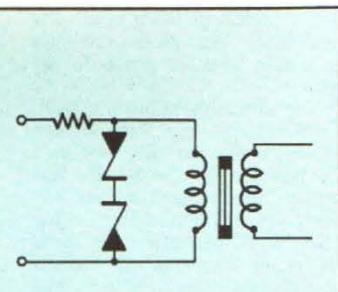


Fig. 9

La puissance dissipée dans la diode Zener est de $15 \times 5 \times 10^{-3} = 75 \text{ mW}$. Dans le cas où les circuits alimentés seraient déconnectés, le courant consommé par ceux-ci passerait dans la diode Zener ce qui porterait alors la puissance dissipée à $15 \times 45 \times 10^{-3} = 675 \text{ mW}$, valeur parfaitement admissible.

Nous avons considéré jusqu'à maintenant une tension continue fixe mais il n'est pas interdit de penser que celle-ci pour des raisons diverses peut varier de 10 % en plus ou en moins, et nous allons voir que les calculs précédents sont à reprendre.

Ainsi lorsque nous avons $60 \text{ V} - 10\%$ soit 54 V , en supposant la tension Zener toujours égale à 15 V, la résistance à placer en série avec la diode pour conserver au minimum 5 mA dans celle-ci avec 40 mA dans les circuits est de $\frac{54 - 15}{45 \times 10^{-3}} = 860 \Omega$. Nous prendront la valeur normalisée la plus proche soit 820Ω .

A l'opposé, lorsque nous avons $60 \text{ V} + 10\%$ soit 66 V en conservant la résistance de 820Ω , le courant traversant la résistance est de $\frac{66 - 15}{820 \times 10^{-3}} = 62 \text{ mA}$. Les cir-

Il ne faudra donc jamais oublier de tenir compte des variations possibles de la tension continue de départ sinon on risquerait d'obtenir une mauvaise régulation de la tension ou un échauffement exagéré de la diode Zener.

Il peut arriver également qu'une tension ne corresponde pas à une valeur normalisée, ou bien que l'on ne dispose pas de la diode Zener voulue. Il est possible d'ajuster alors la valeur de la tension régulée en ajoutant en série avec la diode Zener une ou plusieurs diodes au silicium, la tension aux bornes de ces dernières se situant aux environs de 0,6 V. C'est ainsi que, comme représenté figure 7 il est possible d'obtenir une régulation à sensiblement 12 V avec une diode Zener 10 V et 3 diodes au silicium polarisées dans le sens direct.

Autre utilisation des diodes Zener qui se révèle fort intéressante (Fig. 8), dans le cas où il est nécessaire de monter des condensateurs de plusieurs milliers de microfarads dont le prix croît en même temps que la tension de fonctionnement et la valeur de la capacité. Ce montage permet d'augmenter artificiellement la tension de service d'un condensateur basse tension.

par une tension continue de même valeur. Ainsi la tension du réseau électrique en France est de 220 V efficaces.

Pendant peu des raisons de simplicité la plupart des appareils prévus pour la mesure des tensions alternatives et composés d'un appareil de mesure à cadre mobile fonctionnant en continu et d'un élément redresseur, expriment, soit une mesure de tension crête, soit une mesure de tension moyenne. La valeur crête d'une sinusoïde est la différence entre le point zéro et le point le plus élevé, alors que la valeur moyenne, peu utilisée en radio, est définie par la surface comprise entre la courbe et la ligne zéro divisée par le temps mesuré. Les relations entre ces trois tensions sont les suivantes :

$$\begin{aligned} \text{Tension efficace} &= \text{Tension crête} \times \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \text{Tension moyenne} &= \text{Tension crête} \times \frac{2}{\pi} \end{aligned}$$

Le circuit le plus utilisé pour les voltmètres alternatifs est celui représenté figure 10, qui réalise une mesure de tension moyenne mais qui est pratiquement toujours gradué en valeur efficace. Il est possible d'effectuer des mesures de tensions

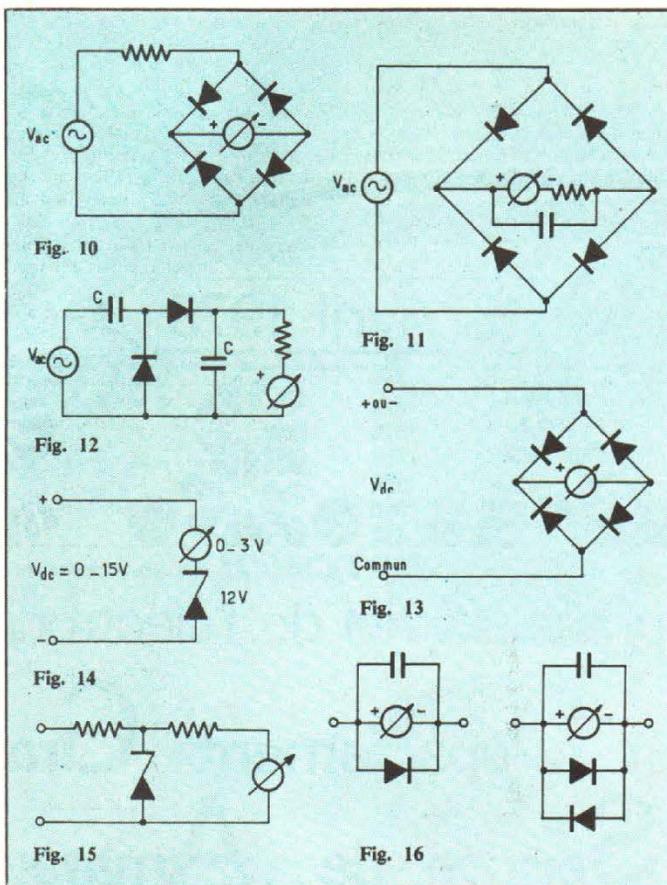
sinusoïdales avec un tel montage jusqu'à des fréquences de quelques centaines de kilohertz.

Si on ajoute un condensateur en parallèle sur le galvanomètre (Fig. 11) il est possible d'effectuer une mesure de tension crête. Il est toutefois nécessaire d'utiliser un condensateur d'assez forte valeur, et un galvanomètre de résistance interne aussi élevée que possible pour que le condensateur n'ait pas le temps de se décharger pendant le retour à zéro du signal qui est une sinusoïde redressée ou double alternance. On peut ainsi mesurer la tension de charge maximale du condensateur correspondant sensiblement à la tension crête de la sinusoïde. Cet appareil de mesure est particulièrement recommandé pour l'alignement du récepteur avec un générateur modulé en amplitude.

Il est également possible de mesurer la tension crête à crête d'une sinusoïde (Fig. 12) en réalisant un doubleur de tension, puisque dans le cas d'un signal symétrique la tension crête à crête est égale à deux fois la tension crête. Comme précédemment il est nécessaire de choisir des condensateurs de forte valeur et un galvanomètre présentant une résistance importante, de façon à ce que les condensateurs conservent leur charge maximale.

Autre montage qui peut être très pratique et évite d'endommager les galvanomètres, celui de la figure 13, utilisé pour mesurer une tension négative ou positive sans avoir à permuter les entrées. Avec ce circuit, quelle que soit la polarité de la tension appliquée l'aiguille dévie toujours dans le même sens.

Dans certains cas d'utilisation, il peut être intéressant d'agrandir l'échelle d'un galvanomètre, et particulièrement pour mesurer la tension batterie d'une voiture, puisque en fait, cette tension varie dans des limites relativement faible, sensiblement entre 12 et 15 V. Jusqu'à 12 V il n'est guère intéressant d'effectuer la mesure et si il est possible d'utiliser toute la déviation du galvanomètre pour lire 3 V (entre 12 et 15 V) on obtient alors une meilleure précision. Pour réaliser le circuit de la figure 14 il suffit de disposer d'un galvanomètre d'une bonne sensibilité dont la résistance soit assez élevée de façon à ne pas faire trop de courant dans la diode Zener et se voir ainsi obligé de choisir une diode Zener de puissance -. La diode Zener polarisée en inverse ne commençant à conduire (théoriquement) qu'à partir de sa tension Zener il ne pourra passer aucun courant dans le galvanomètre tant que la tension appliquée n'aura pas atteint 12 V, et au-dessus de cette



tension, c'est la résistance du galvanomètre qui limitera le courant dans la diode Zener. On aura donc bien le point 12 V en butée à gauche de l'appareil de mesure. Si l'on dispose d'un galvanomètre 5 mA dont la résistance interne est 1 k Ω , pour la déviation totale la tension aux bornes de l'appareil est de 5 V ; il sera donc possible de graduer l'échelle de 12 à 17 V. En fait il se peut que les premiers millimètres de l'échelle correspondent à des tensions inférieures à 12 V car si, comme précisé plus haut, la diode Zener conduit seulement lorsque la tension Zener est dépassée, dans la pratique on s'aperçoit que la courbe de ces diodes fait un coude plus ou moins franc et donc, suivant les diodes on aura une déviation plus ou moins importante de l'aiguille avant d'atteindre le point 12 V sur l'échelle. Attention également aux variations de la tension Zener en fonction de la température.

De même que l'on supprime la partie basse de l'échelle, il peut se révéler fort utile de limiter la tension aux bornes du galvanomètre de manière à protéger l'appareillage mobile en cas de surcharge accidentelle (Fig. 15). Nous laissons au lecteur le soin de calculer la valeur de la diode Zener en fonction du galvanomètre et des résistances utilisées. Il sera bon toutefois de prendre une diode Zener légèrement supérieure à la tension correspondant à la fin d'échelle afin d'éviter une erreur de lecture due à une diode dont le coude ne serait pas franc.

Dans certains cas il est possible de protéger un galvanomètre avec une diode ou même deux en sens opposé (Fig. 16), ceci plus particulièrement pour les appareils dont la sensibilité est de quelques dizaines ou quelques centaines de microampères. Par exemple un galvanomètre 150 μ A de résistance interne 3000 Ω voit à ses bornes une tension de 0,45 V à pleine échelle ; en connectant une diode silicium en parallèle sur l'appareil la tension aux bornes sera toujours limitée à 0,6 V environ soit 1,3 fois la tension correspondant à la déviation maximale de l'aiguille, ce qu'un appareil de bonne qualité doit accepter.

Il est recommandé, lorsqu'on place une ou plusieurs diodes en parallèle sur l'appareil de mesure, d'ajouter un condensateur dont la valeur peut être comprise entre 5 et 10 nF afin que le galvanomètre ne se montre pas trop sensible à tous les rayonnements haute fréquence auxquels il pourrait être soumis.

(à suivre)

J.-C. PIAT
F2ES

R. BRAULT et R. PIAT (F3XY)

LES ANTENNES

7^e édition,
entièrement remise à jour

Volume broché,
format 15 x 21, 320 pages
Nombreux schémas. Prix : 35 F

Cet ouvrage, le plus ancien traitant de la question des « antennes » en langue française, est aussi le plus complet. Il est destiné, spécialement, aux « amateurs-émetteurs » qui désirent obtenir les performances maximales de leur station et il décrit tous les types d'antennes depuis les plus simples jusqu'aux antennes modernes les plus élaborées en en donnant le principe, la façon de les réaliser et de les mettre au point. Si les auteurs ont jugé bon de faire disparaître, de cette nouvelle édition, le chapitre concernant les antennes de T.V., c'est que, d'une part, ce type d'antenne obéit aux mêmes principes que les autres et que, d'autre part, il existe d'excellentes réalisations commerciales, bien protégées contre les intempéries, et qu'un amateur ne pourrait faire pour le même prix.

En vente à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS
Tél. : 878-09-94/95 C.C.P. 4949-29 PARIS
(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 10 % de frais d'envoi à la commande.)

L'ANALYSEUR D'ALLUMAGE HEATHKIT CO 1015



SI l'électronique n'est pas ou peu utilisée sur les automobiles, malgré sa souplesse d'emploi lui permettant de résoudre des compromis difficiles sur les systèmes d'allumage ou de carburation par exemple, cette situation est due à la fois à la difficulté d'implanter des formules nouvelles dans cette profession, liée à des considérations de prix de revient, malgré la baisse spectaculaire du prix des composants. Il n'en est pas de même au niveau de la maintenance, où depuis

plus de dix ans des équipements de test sont utilisés avec succès, et où l'on généralise maintenant des bancs de test automatiques commandés par ordinateur. Ces stations sont installées actuellement dans les stations-service importantes de tous les fabricants d'automobiles, elles permettent de déterminer très rapidement l'état exact d'un véhicule, de la suspension au moteur.

A côté de ces centrales de mesures, il existe toute une gamme d'appareils qui grâce à

la souplesse de l'électronique permettent le dépannage et la mise au point dynamique d'un moteur. L'analyseur d'allumage CO1015 entre dans la catégorie de ces matériels, en permettant de vérifier sur un moteur tournant le bon fonctionnement des différents constituants de l'allumage, rupteur, bobine, condensateur, distributeur, bougies ; que ce soit sur un allumage conventionnel ou électronique par décharge capacitive. Le test peut être effectué sur véhicule à l'arrêt ou

roulant, ce qui permet de se placer dans toutes les conditions de fonctionnement possibles.

CARACTERISTIQUES

L'analyseur CO1015 permet de visualiser sur un tube cathodique les différentes séquences d'un cycle d'allumage, sur un ou tous les cylindres des moteurs de 3-4-6-8 cylindres, pour les moteurs 2 cylindres une petite adaptation est nécessaire. Un compte-tours incorporé permet de vérifier l'efficacité de l'allumage en fonction du régime moteur.

Diamètre du tube cathodique : 12,7 cm.

Moteurs analysés : 3-4-6-8 cylindres.

Type d'allumage : classique ou électronique par décharge capacitive.

Compte-tours : deux gammes, 0-1 000 tr/mn, 0-5 000 tr/mn.

Analyse : circuits primaire et secondaire superposés ou indépendants.

Balayage : étalement continu pour analyse d'un nombre quelconque de cylindres.

Alimentation : secteur 110-220 V ou à partir du 12 V batterie du véhicule alimentant un petit convertisseur COA1015-1 encastré à l'arrière de l'appareil qui fournit la tension alternative nécessaire.

Consommation : réseau 16 VA ; convertisseur 2 A sous 12 V.

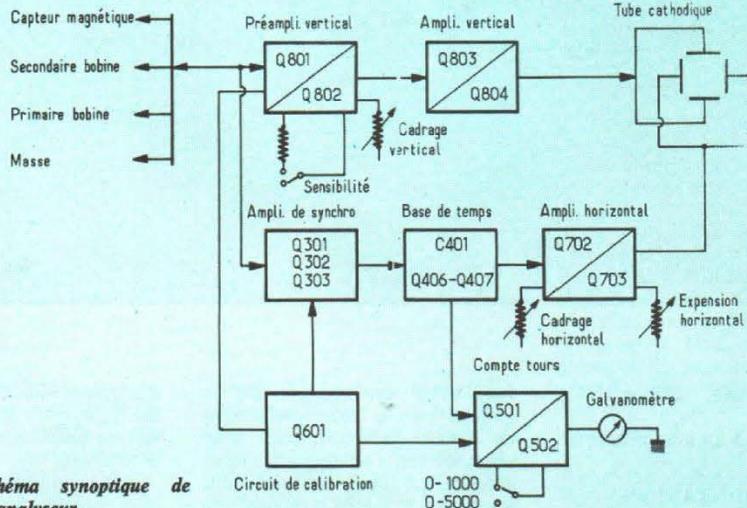


Fig. 1. — Schéma synoptique de l'analyseur.

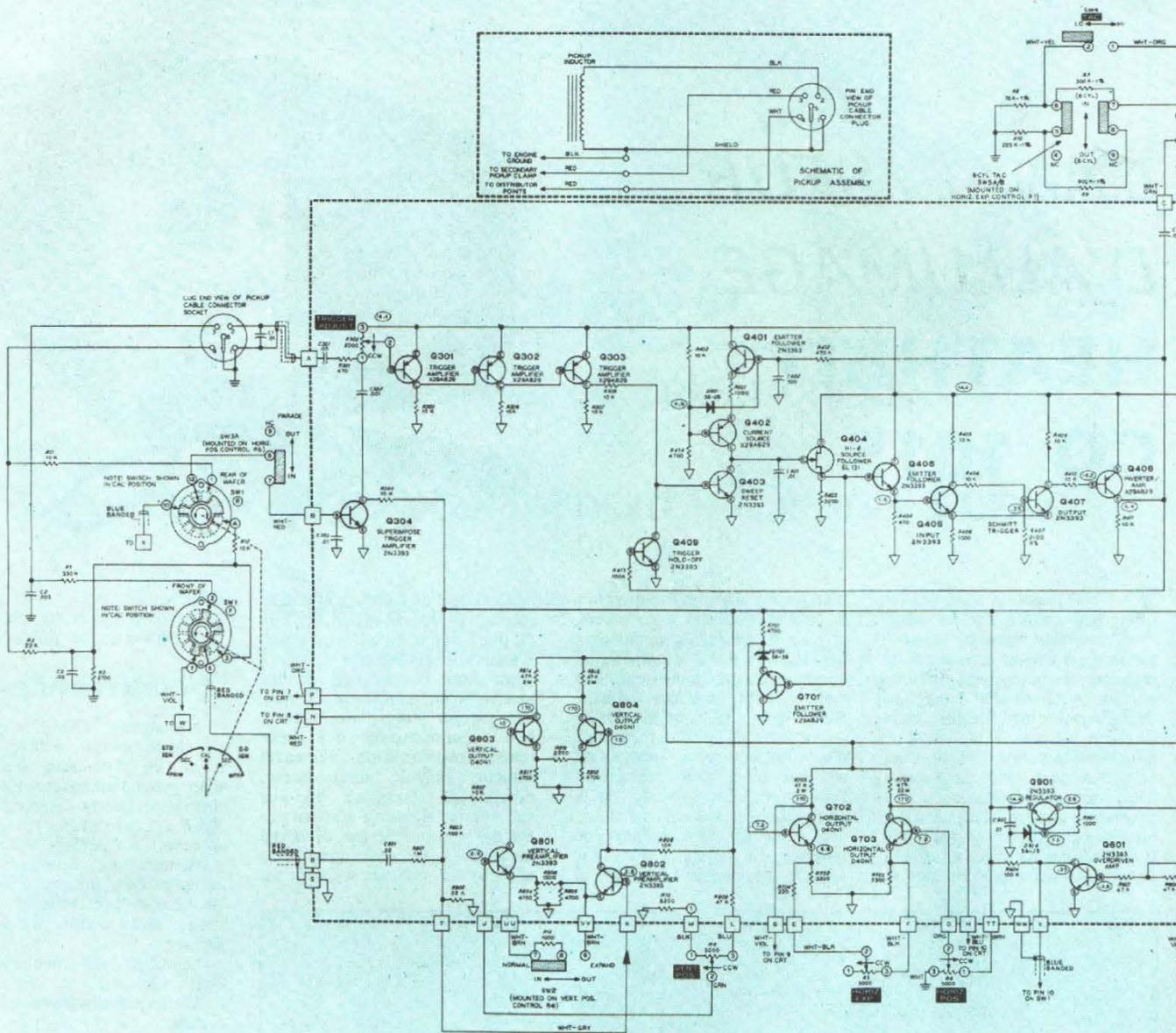


Fig. 2. — Schéma général.

Le convertisseur délivre une tension alternative de 110 V. Pour l'utiliser il convient de raccorder le transformateur sur cette tension, et ne pas oublier que l'on se trouve sur cette position si l'on passe ensuite à l'alimentation réseau.

Page 172 - N° 1405

Encombrement : 264 x 184 x 445 mm.

Poids : 7,65 kg avec convertisseur.

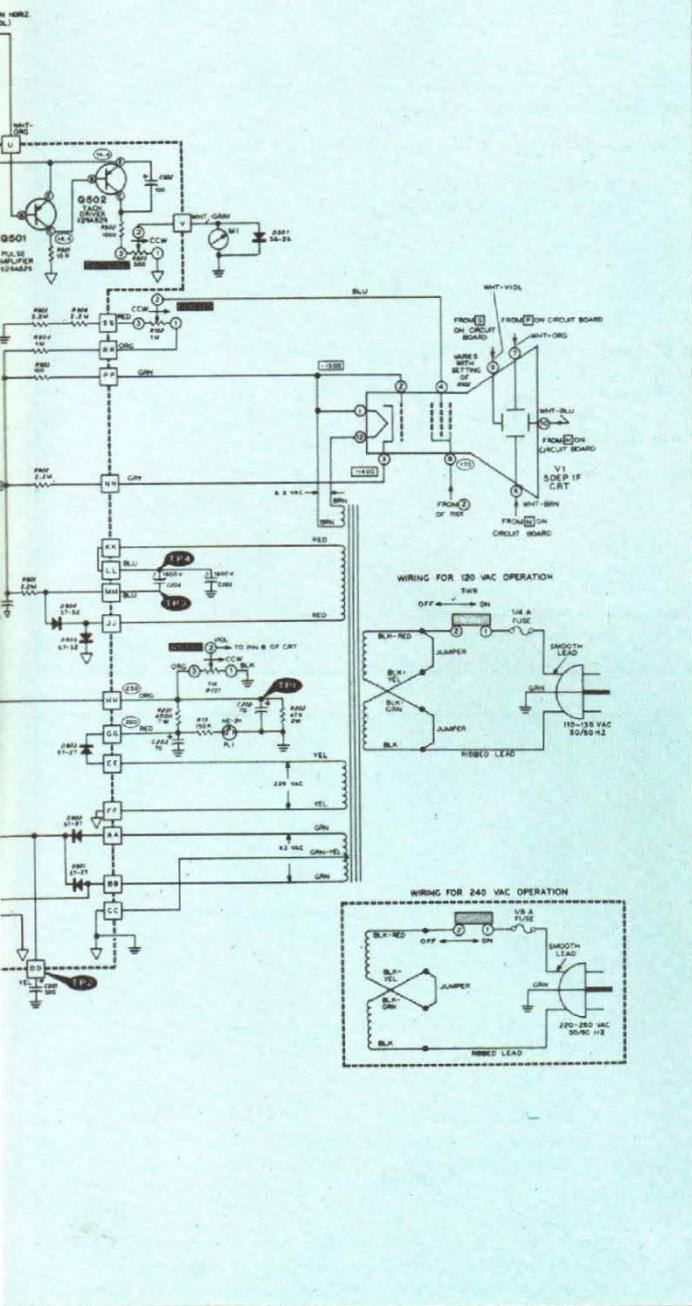
PRESENTATION

L'appareil est habillé d'un coffret gainé de teinte bleue. La

face avant est occupée sur la gauche par le tube cathodique de grand diamètre, muni d'un réticule vert comportant deux échelles graduées, en haut pour les moteurs 3 et 6 cylindres, en bas pour les moteurs 4 et 8 cylindres. Ce tube ne comporte pas

de réglage de luminosité, celle-ci est réglée pour obtenir une bonne lecture dans toutes les conditions d'éclairage.

Les commandes sont disposées sur la droite, le galvanomètre du compte-tours est d'une dimension réduite, mais sa lisi-



bilité est bonne. Deux interrupteurs coulissants encadrent le galvanomètre, à gauche l'arrêt marche, à droite la commutation d'échelle 0-1000 tr/mn 0-5000 tr/mn. Les commutateurs et les potentiomètres d'expansion et d'amplitude verticale et hori-

zontale, ainsi que celui du sélecteur de fonction sont très bien disposés, d'une prise en main et d'un maniement commode. Au bas du panneau, à l'extrême droite une prise DIN 4 contacts verrouillable reçoit les cordons à raccorder aux circuits, res-

pectivement à la masse, au primaire de la bobine, au secondaire de la bobine, et à la bougie à travers une pince magnétique.

Le panneau arrière de l'appareil comporte un évidement où l'on dispose le convertisseur qui se trouve semi encastré lorsqu'il est monté. S'il est mis en service, on branche le cordon secteur de l'appareil sur la prise latérale du convertisseur, le cordon de celui-ci est muni d'un embout d'alimentation à raccorder sur l'allume-cigare du véhicule. Un interrupteur arrêt-marche est installé sur le convertisseur.

Deux trous sur le panneau arrière permettent l'accès aux potentiomètres ajustables du focus et de l'astigmatisme. Quatre pieds sont disposés aux angles, ils permettent de poser l'appareil verticalement, et servent à y enrouler le cordon secteur lorsque l'on utilise le convertisseur.

La réalisation est soignée, tous les composants sont installés sur une plaque en circuit imprimé. Le tube cathodique est protégé par un blindage en mumétal. Le montage du Kit par l'amateur ne présente pas de difficultés et est rapidement terminé. Les réglages sont simples, et ne nécessitent qu'un contrôleur universel.

Le manuel de montage fourni est complet et permet la mise au point dans d'excellentes conditions.

DESCRIPTION DES CIRCUITS

(voir Fig. 1 et 2)

Les circuits sont ceux d'un oscilloscope, auquel a été ajouté un compte-tours électronique. Sa particularité réside dans l'asservissement de la vitesse de balayage, qui permet de suivre grâce à une très bonne synchronisation les variations de régime moteur afin d'obtenir sans commutation une bonne analyse du signal quelle qu'en soit la fréquence avec une image très stable.

Les fonctions sont assurées par les amplificateurs verticaux et horizontaux, la base de temps, les circuits de déclenchement, le compte-tours et le circuit de calibration.

Les signaux à l'entrée de l'appareil sont ceux prélevés sur le circuit d'allumage. Le signal de déclenchement est prélevé sur l'une des bougies, puis les signaux à analyser, celui provenant du primaire de la bobine et du rupteur, et celui du secondaire, prélevé sur la sortie haute tension de la bobine.

Un capteur magnétique à pince est utilisé pour prendre l'information de déclenchement sur l'un des fils de bougie. Une simple pince crocodile est rac-

cordée au primaire de la bobine, et une pince de forme spéciale en T enrobe complètement sur une longueur de 75 mm le câble de sortie bobine et prélève capacitivement l'information. Un câble raccordé à la masse du véhicule assure le bouclage des circuits.

L'amplificateur vertical se compose de deux étages différentiels.

Le préamplificateur Q_{801} , Q_{802} , reçoit après commutation les signaux primaires à travers le transistor Q_{304} lorsque l'on analyse les deux signaux simultanément qui arrivent sur la base de Q_{802} , et les signaux du secondaire, arrivant au même point en traversant le condensateur C_{801} et la résistance R_{801} . Le gain de cet étage est réglable d'une façon fixe dans un rapport 2, par commutation de la résistance R_{14} sur les charges d'émetteur. Les signaux attaquent ensuite en opposition de phase l'amplificateur proprement dit, qui est constitué par la paire différentielle Q_{803} - Q_{804} . Le cadrage vertical est commandé par la tension base de Q_{804} à l'aide du potentiomètre R_4 .

Les signaux sortent des collecteurs de Q_{803} et Q_{804} , et sont directement appliqués aux plaques de déflexion verticale.

L'amplificateur horizontal est de constitution identique à celle de l'amplificateur vertical, mais un seul étage différentiel est utilisé, composé des transistors Q_{702} - Q_{703} . Le cadrage horizontal est assuré par le décalage de la tension base de Q_{703} , à l'aide du potentiomètre R_6 , et l'expansion horizontale contrôlée par le potentiomètre R_5 agissant sur la charge des émetteurs. Le signal délivré par les circuits de la base de temps est appliqué sur la base du transistor Q_{702} . En sortie les signaux sont directement raccordés, des collecteurs aux plaques de déflexion horizontale.

Les circuits de synchronisation sont commandés par l'impulsion prélevée sur une bougie par la pince magnétique. Ils sont appliqués à l'entrée d'un amplificateur à trois étages en cascade, les transistors Q_{301} - Q_{302} - Q_{303} , sur la base de Q_{301} . Ces transistors sont tous montés en émetteur commun et à liaison continue. Un potentiomètre ajustable R_{302} permet d'ajuster le niveau à l'entrée. En sortie de Q_{303} , les signaux sont dirigés vers le générateur de balayage, composé de la base de temps condensateur C_{401} chargé à courant constant par le transistor Q_{402} , d'un trigger de Schmitt utilisant les transistors Q_{406} - Q_{407} , d'un intégrateur R_{412} C_{402} et du circuit de décharge, transistor Q_{403} .

La dent de scie est transmise à travers une liaison à haute

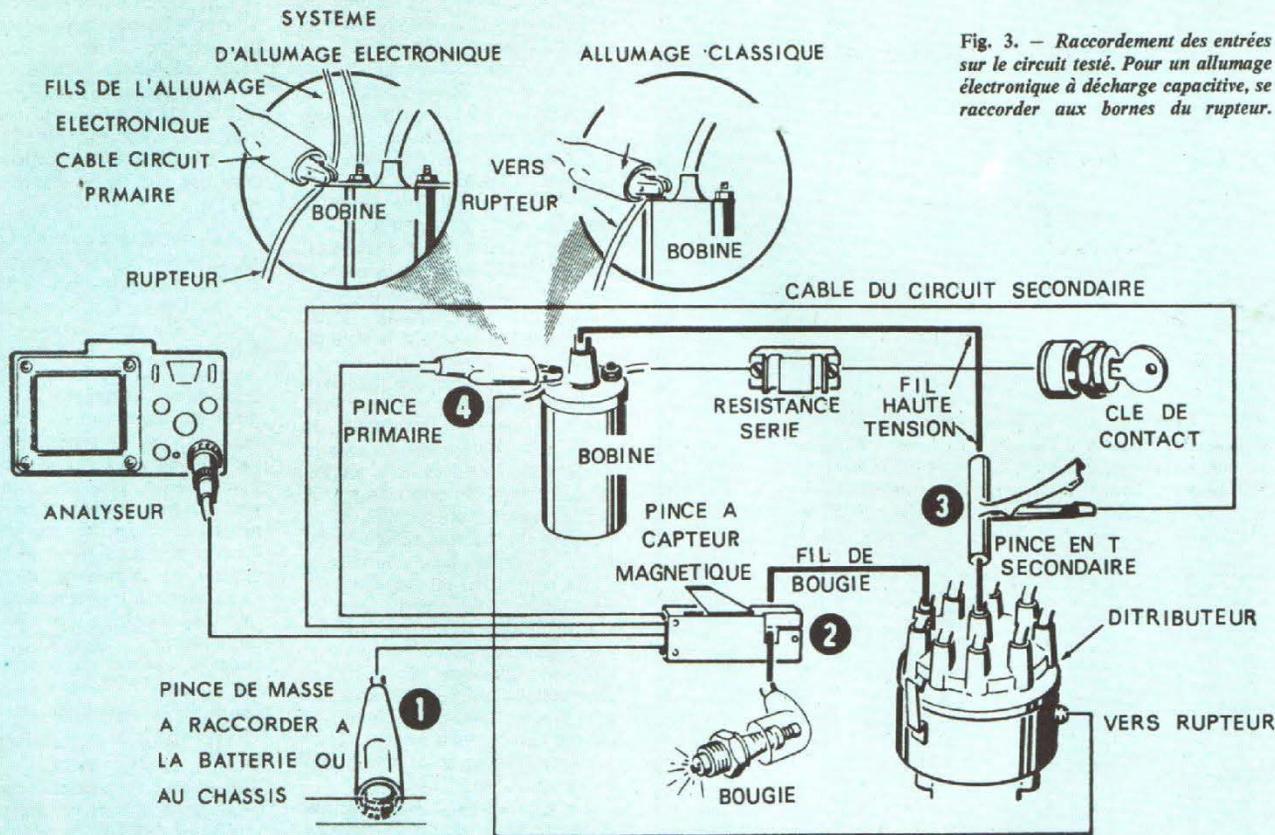


Fig. 3. — Raccordement des entrées sur le circuit testé. Pour un allumage électronique à décharge capacitive, se raccorder aux bornes du rupteur.

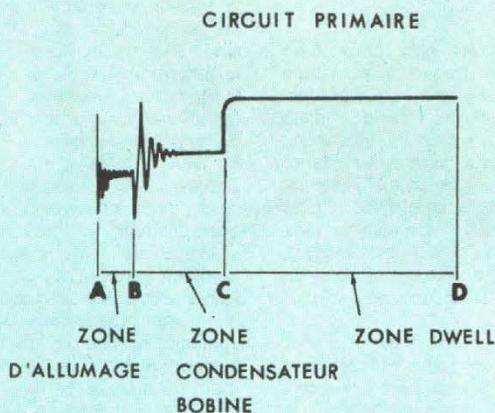


Fig. 4. — Allumage classique. Signal provenant du circuit primaire. En A, ouverture des contacts du rupteur, ce qui produit une haute tension au secondaire, transmise à une bougie, c'est le point d'ouverture. En AB, la haute tension est dirigée à travers le distributeur sur la bougie qui produit l'arc, AB est la zone d'allumage. En BC zone condensateur bobine, la tension est retombée aux bornes de la bougie, nous voyons les oscillations

produites par l'amortissement du circuit LC. Point C, les contacts du rupteur se ferment, le courant se rétablit sur le primaire de la bobine. En CD, le courant circule dans la bobine, cette partie de la courbe est la zone de Dwell; pour un bon fonctionnement, le rapport entre AC et CD appelé pourcentage de Dwell, doit être conforme aux spécifications générales du véhicule.

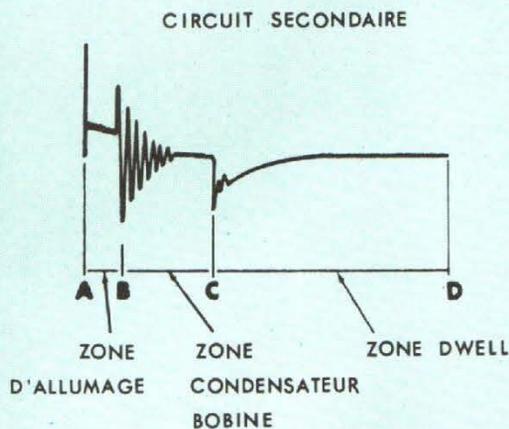


Fig. 5. — Signal au secondaire bobine. En A, ouverture des contacts, la haute tension est produite au secondaire et sur la bougie. En AB, zone d'allumage, l'étincelle jaillit aux bornes de la bougie, en A la tension est maximale, elle décroît jusqu'en B. La trace est à cet endroit à peu près horizontale, à cause des oscillations LC du primaire, reflétées sur le secondaire.

En BC, zone condensateur bobine, qui oscillent et s'amortissent. En C point de fermeture des contacts, le courant passe à nouveau à travers le secondaire les oscillations. La durée et l'amplitude de celles-ci permettent d'apprécier si le contact rupteur se ferme franchement. En CD, zone de Dwell, le courant est rétabli dans le primaire bobine.

CIRCUIT PRIMAIRE BORNES DU RUPTEUR

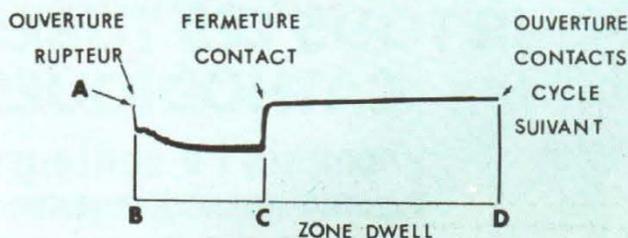


Fig. 6. — Allumage électronique circuit primaire. A début de la décharge du condensateur dans la bobine, point d'ouverture des contacts. AB zone d'allumage, qui est d'une durée très brève. En B il

n'y a plus d'étincelle aux bornes de la bougie. BC, zone de la bobine, la connexion n'étant pas à ses bornes, son analyse est faite sur le circuit secondaire. CD, zone de Dwell.

CIRCUIT SECONDAIRE

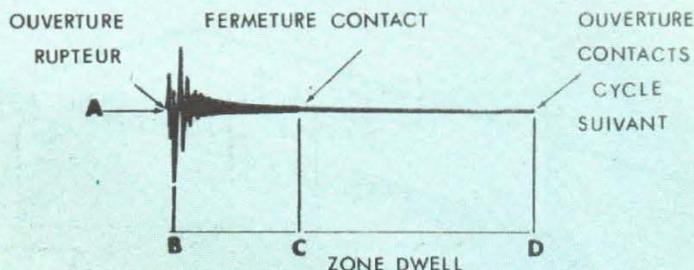


Fig. 7. — Circuit secondaire. En A, production de la haute tension aux bornes de la bobine et de la bougie. AB zone d'allumage, de durée très faible, en B, fin de l'étincelle. En BC, oscillations amorties

de la bobine, zone bobine, en C fermeture du rupteur. En CD zone de Dwell, permettant d'apprécier le pourcentage.

impédance, présentée par le transistor fet Q_{404} , puis cette impédance est adaptée à celle de l'entrée base du transistor Q_{702} de l'amplificateur horizontal par le transistor Q_{701} monté en émetteur follower. Le transistor Q_{408} est utilisé comme inverseur à la sortie du trigger de Schmitt en liaison avec le circuit intégrateur et il dirige le signal vers le compte-tours. Les impulsions provenant de Q_{408} sont celles délivrées par le signal de déclenchement prélevé sur la bougie, et mises sous forme de signaux carrés par le trigger. Elles chargent le condensateur C_{501} et après commutation sont amplifiées par les transistors Q_{501} - Q_{502} , puis détectées par la diode D_{501} et appliquées au galvanomètre. Le courant redressé est fonction du nombre d'impulsions, donc du régime.

Le signal de calibration est prélevé sur l'un des secondaires du transformateur, aux bornes du diviseur R_{601} - R_{602} pour être dirigé sur la base du transistor Q_{601} puis après passage par les commutateurs vers les circuits de synchronisation, et à partir du pont R_{602} - R_{603} vers l'entrée de l'amplificateur vertical, ce qui amène la présentation d'une sinusoïde de faible amplitude sur le tube cathodique.

Le transformateur d'alimentation comporte 4 secondaires, délivrant les tensions nécessaires aux différents circuits : chauffage du tube cathodique; haute tension de -1 500 V pour les circuits cathode whenelt, grilles; tension de 250 V pour l'alimentation des amplificateurs de déflexion horizontale et verticale, alimentation générale stabilisée par le ballast Q_{901} et la diode zener D_{906} .

MISE EN ŒUVRE ET EXPLOITATION

Après avoir branché l'appareil et raccordé les câbles aux différents points du circuit d'allumage comme indiqué à la figure 3, nous mettons le moteur du véhicule en route. Sélecteur sur analyse primaire, allumage standard, position gauche, nous

voions l'oscillogramme figure 4 qui nous permet momentanément, après quelques secondes d'examen, de détecter et de situer une anomalie de fonctionnement, localisée sur le rupteur, le condensateur ou au primaire de la bobine.

L'oscillogramme analyse le fonctionnement sur un cylindre, mais en agissant sur le balayage,

on visualise tous les cylindres du moteur. Sélecteur sur position secondaire, on visualise simultanément ou non, par action sur le commutateur Parade, les deux signaux ou le secondaire seul, que nous voyons sur l'oscillogramme de la figure 5. Cette figure nous renseigne à la fois sur le bon état du secondaire de la bobine et des bougies. Bien entendu, il est nécessaire de savoir distinguer l'anomalie par rapport à un circuit en bon état.

Commutateur en position allumage électronique par décharge capacitive, le raccordement du circuit primaire n'est plus effectué aux bornes du primaire de la bobine, car on décharge dans celui-ci un condensateur chargé sous plusieurs centaines de volts, la connexion est alors reportée aux bornes du rupteur. Les signaux obtenus (Fig. 6 et 7) sont nettement différents, mais leur exploitation aussi simple et aussi rapide.

Ce système de test permet donc de déterminer soit véhicule à l'arrêt soit en route, toute anomalie de l'allumage. Les remèdes à apporter aux circuits défaillants sont simples, l'élément défectueux, rupteur, condensateur, bobine, bougie (s), distributeurs sont à échanger. L'exploitation par un professionnel de l'automobile d'un appareil de ce genre lui permet un diagnostic et un dépannage rapide.

Nous ne nous sommes pas étendus sur l'analyse détaillée des oscillogrammes, qui est certes fort instructive, ni sur les détails incriminant le fonctionnement de telle partie des circuits, car elles sortent du cadre général d'intérêt de notre revue, et ne peuvent être exploitées par nos lecteurs.

J.B.

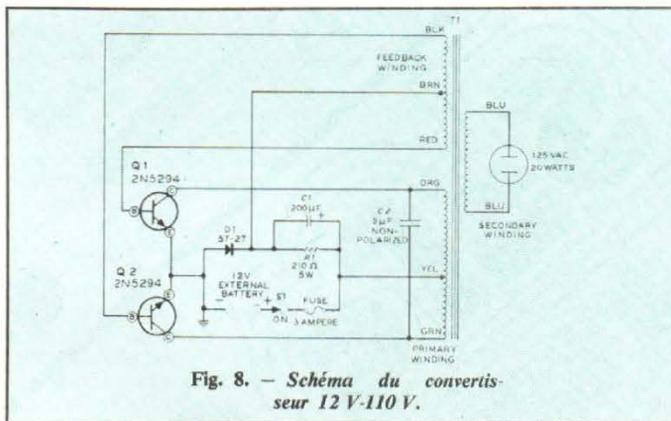


Fig. 8. — Schéma du convertisseur 12 V-110 V.

Les Ets ETREL

ÉTUDES ET RÉALISATIONS ÉLECTRONIQUES

28, allée de la Clairière

93600 AULNAY-SOUS-BOIS - Tél. : 929-94-08

firme bien connue dans le domaine de la mesure depuis 1964 et, plus spécialement réputée pour ses convertisseurs TENSION-FRÉQUENCE et FRÉQUENCE-TENSION

nous prie de faire savoir que :

ILS N'ONT RIEN DE COMMUN avec

ÉTUDES ET RECHERCHES ÉLECTRONIQUES

17, rue Lambert, PARIS-18°

ayant fait une publicité pour du matériel électroacoustique sous le sigle **ETREL**

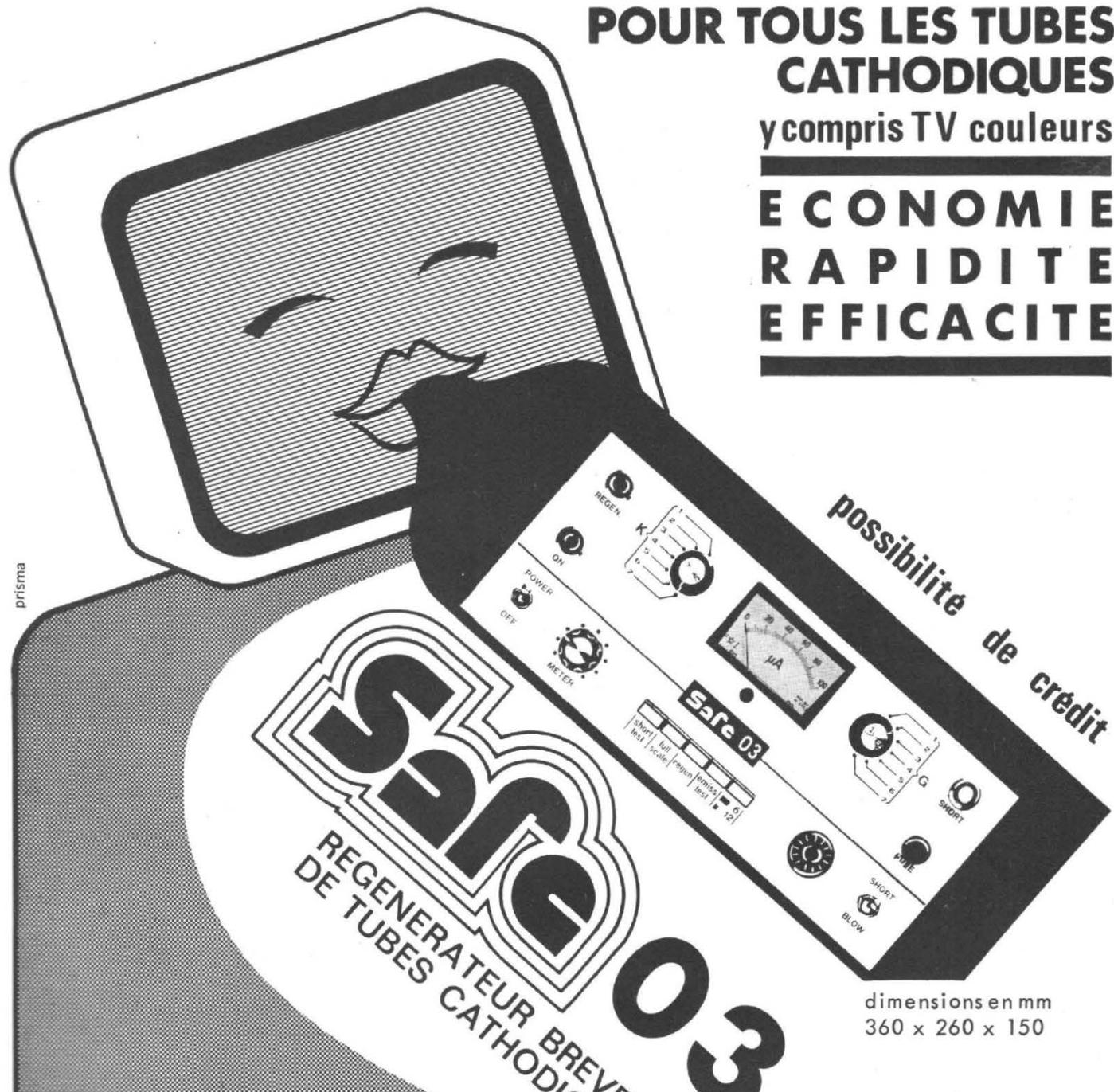
créant ainsi une confusion bien regrettable et inhabituelle dans notre profession

une nouvelle JEUNESSE

**POUR TOUS LES TUBES
CATHODIQUES**

y compris TV couleurs

**ECONOMIE
RAPIDITE
EFFICACITE**



possibilité de crédit

Safe 03
REGENERATEUR BREVETE
DE TUBES CATHODIQUES

dimensions en mm
360 x 260 x 150

- * récupération de 90% des tubes hors service (noir/blanc et couleur)
- * recherche et élimination des courts-circuits
- * facilite la recherche de panne entre le tube et le châssis
- * assure un service rapide, parfait, économique
- * amortissement très rapide

Sté INTELEC

83, Boulevard du REDON
La TOUR-13009-MARSEILLE
Téléph. (91) 41.28.92
Télex 48406 INTELEC-MARS

recherchons distributeurs régionaux

CARACTERISTIQUES

Récepteur 3 gammes à accord manuel : GO, 150-300 kHz ; PO, 530-1 605 kHz ; FM 87,5-108 MHz.

Accord : condensateurs variables en FM, variomètres en AM.

Fréquence intermédiaire : AM 452,5 kHz, FM 10,7 MHz.

Réjection image : GO, > 70 dB

PO, > 50 dB, FM, > 40 dB.

Séparation des canaux : 30 dB.

A.F.C. automatique.

Sensibilité : pour un rapport signal/bruit de 20 dB, 30 μ V GO ; 20 μ V PO ; 8 μ V FM.

Puissance de sortie maximale :

2 x 4 W sur charge de 4 Ω .

Lecture de cartouches standard 8 pistes 4 programmes.

Vitesse : 9,5 cm/s.

Pleurage et scintillement : < 0,3 %.

Séparation des canaux : > 30 dB.

Séparation des programmes : > 40 dB.

Rapport signal/bruit : > 45 dB.

Bande passante basse fréquence : 50-10 000 Hz.

Encombrement : 180 x 57 x 220 mm.

Alimentation : 12 V négatif à la masse.



L'AUTORADIO LECTEUR DE CARTOUCHES

CLARION PE 608 A

DISCRIPTION DES CIRCUITS (Fig. 1)

Bloc AM. Les signaux antenne sont dirigés vers un étage HF accordé monté en émetteur commun, le transistor Q_1 , puis couplé à l'étage changeur de fréquence, transistor Q_2 . L'accord est réalisé par variomètres. Les signaux FI sont prélevés sur le transformateur accordé IFT₁ chargeant le collecteur de Q_2 , puis ils sont amplifiés par les deux étages FI, Q_3 et Q_4 . La détection est assurée par la diode D_1 , et le signal de CAG est filtré par la cellule R_{11} - C_{10} , avant d'être dirigé sur l'amplificateur HF base du transistor Q_1 , et sur la base du premier étage FI.

A la sortie du RC de détection, les signaux traversent le décodeur intégré, et parviennent aux préamplificateurs basse fréquence.

Bloc FM. La tête HF (schéma encadré pointillé) comporte trois étages utilisant des transistors bipolaires. L'étage HF, Q_1 est monté en émetteur commun, ainsi que l'étage mélangeur Q_2 . Les signaux incident et local sont injectés sur le circuit base de Q_2 ,

est situé sous le cadran, il est occulté par un petit volet métallique ; le passage du fonctionnement radio-lecteur est automatiquement réalisé par l'insertion de la cartouche.

La réalisation est soignée, l'utilisation de circuits intégrés est généralisée dans le bloc amplificateur basse fréquence et pour les circuits des préamplificateurs de lecture. Les fonctions AM et FM sont séparées en deux blocs indépendants, leur alimentation est stabilisée par diode zener.

Le moteur d'entraînement du lecteur est du type continu à régulateur de vitesse mécanique centrifuge incorporé ; le mécanisme de déplacement de la tête de lecture est du type moteur pas à pas, un réglage d'azimutage est installé.

Le raccordement aux deux haut-parleurs et à l'alimentation s'effectue par l'intermédiaire d'un bouchon 5 contacts disposé à l'extrémité d'un toron à l'arrière de l'appareil ; les réglages des condensateurs ajustables sont accessibles par des trous disposés sur le flanc gauche et le dessus de l'appareil.

la charge collecteur comporte le transformateur accordé FI. L'oscillateur local Q_3 est couplé au mélangeur par un condensateur de 2 pF, le signal d'AFC est appliqué à la diode à capacité variable D_1 .

La chaîne FI comporte quatre étages, avec un filtre céramique inséré en sortie de Q_3 , premier étage FI. Le circuit de détection est un détecteur de rapport, il est suivi par un décodeur stéréo intégré à bobinages accordés 19 kHz L_{12} et 38 kHz L_{13} , et deux cellules de filtrages rejettent les fréquences 19 et 38 kHz en sortie.

Bloc basse fréquence. La préamplification des signaux radios et ceux issus de la tête de lecture, est assurée par un circuit intégré comportant trois étages (voir encadré en haut et à droite, fig. 1). Les signaux radio sont amplifiés par Q_2 - Q_3 , montés en liaison continue, les signaux provenant de la tête de lecture par les trois étages, la correction étant assurée par les réseaux extérieurs connectés entre les points 3 et 6, émetteur de Q_1 , collecteur de Q_3 , et 2-5 émetteurs de Q_1 - Q_2 .

En sortie du circuit intégré

L'AUTORADIO PE 608 A est un récepteur trois gammes PO, GO, FM stéréo avec lecteur de cartouches 8 pistes. L'encombrement est réduit, il peut être encastré dans une découpe standard de tableau de bord. Sa conception fait appel à des composants classiques associés à des circuits intégrés. Les performances sont bonnes, l'écoute met en évidence de grandes qualités musicales.

PRESENTATION

L'appareil est tout à fait classique ; le cadran de faible hauteur est encadré des commandes arrêt, marche, volume et correcteur de tonalité à gauche, balance, recherche des stations et sélection de programmes de la cartouche à droite. La mise en route et la sélection de programmes sont mis en œuvre en poussant les boutons. Sous le cadran, quatre touches sélectionnent les gammes de réception et le passage mono-stéréo. Des voyants indiquent les programmes sélectionnés ainsi que la présence d'émissions stéréo en FM. Le logement de la cartouche

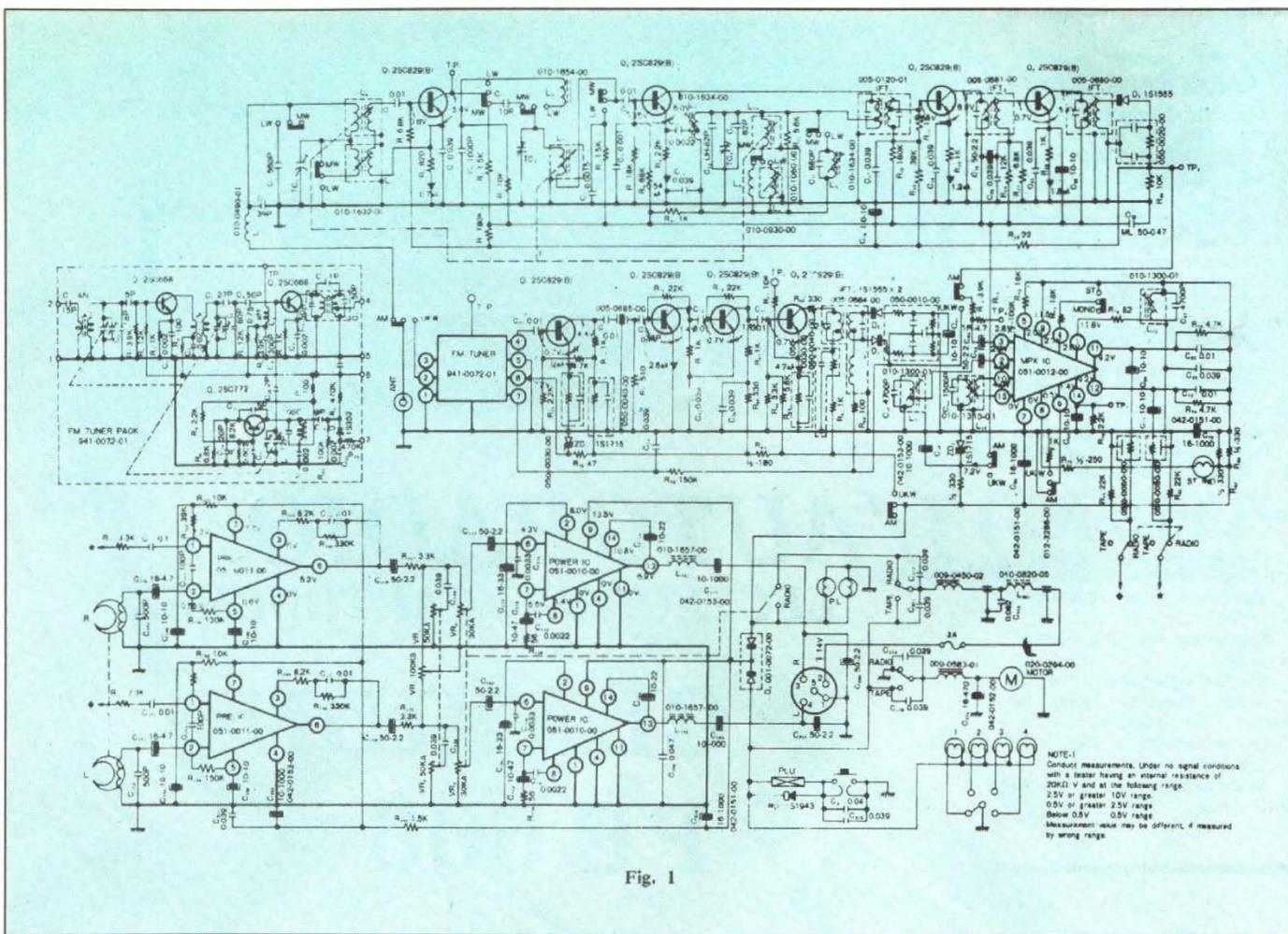


Fig. 1

préamplificateur, les signaux traversent les potentiomètres de balance et de volume; ils subissent l'amplification de puissance dans le circuit intégré TA7092P, puis à travers un circuit série LC parviennent aux H.P.

MESURES (Fig. 2)

Circuits haute fréquence. La sensibilité mesurée correspond à celle indiquée par le constructeur.

Nous avons relevé $8 \mu\text{V}$ en FM stéréo pour un rapport S + B/B de 20 dB, 10 et $14 \mu\text{V}$ pour un rapport S + B/B de 10 dB en PO et GO.

La séparation des canaux atteint 28 dB à 1 kHz; les deux voies sont équilibrées à 2 dB.

La réjection des signaux à 19 et 38 kHz est de 47 dB, valeur convenable.

Basse fréquence. La puissance

maximale délivrée est de $2 \times 3 \text{ W}$ eff. avec un taux de distorsion harmonique de 0,9 % à 1 kHz. La bande passante mesurée à la lecture d'une cartouche étalon est de 60 Hz-10 kHz - 3 dB.

Lecteur. La vitesse non ajustable est de $9,5 \text{ cm/s} - 0,9 \%$; le pleurage et le scintillement sont de 0,32 %. Le rapport signal/bruit atteint 46 dB, la diaphonie est de 42 dB.

ECOUTE

Comme nous l'avons maintes fois constaté, la musicalité d'un récepteur comportant un lecteur de cartouches est de grande qualité, que l'on peut comparer à celle obtenue sur une petite chaîne stéréo. La puissance basse fréquence est très largement calculée, elle permet une sonorisation dans les milieux les plus perturbés.

La sensibilité exploitable est grande. En FM, les signaux stéréo sont captés sans souffler; nous avons pu les recevoir jusqu'à une trentaine de km de Paris au cours de notre parcours d'essais.

CONCLUSION

Récepteur sensible et aux indéniables qualités musicales, cet appareil mérite d'être couplé à des haut-parleurs de très bonne qualité. Le lecteur de cartouches autorise la reproduction de programmes de qualité; ses caractéristiques mécaniques sont valables.

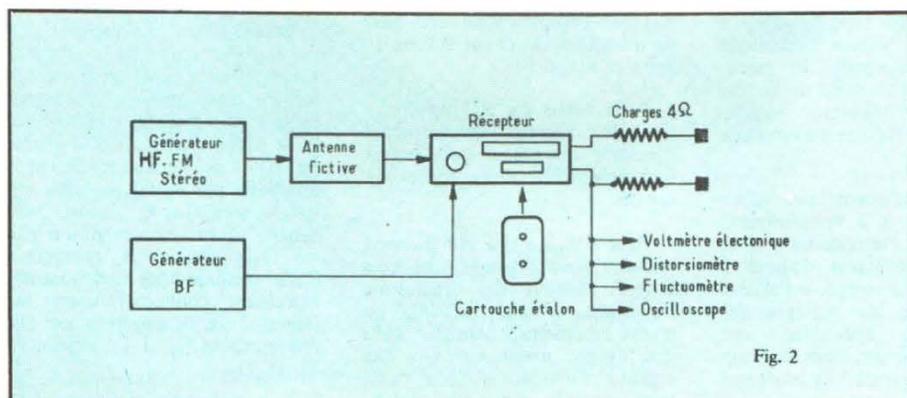


Fig. 2

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

LA CONSTRUCTION ET LE MONTAGE MODERNES RADIO - TV - ÉLECTRONIQUE

SYSTÈMES D'ENTRAÎNEMENT ORIGINAUX DANS LES MAGNÉTOPHONES

NOUS avons étudié dans des articles précédents les systèmes particuliers d'entraînement de la bande magnétique dans les magnétophones spécialement en bobines, et les dispositifs automatiques placés désormais sur les modèles de qualité qui permettent, en particulier, l'inversion automatique du sens de marche, ou même la programmation de l'entraînement.

Mais, il y a d'autres dispositifs encore plus spéciaux qui méritent d'être signalés et, tout d'abord, les systèmes très curieux à vitesse variable; il y a également les dispositifs à entraînement continu, sur lesquels nous avons déjà attiré l'attention, mais présentant une importance qui mérite d'être soulignée, en particulier, avec l'avènement des cartouches de bandes magnétiques employées aussi bien, d'ailleurs, dans les magnétophones que dans les magnétoscopes.

LES MAGNÉTOPHONES A VITESSE VARIABLE

L'entraînement de la bande magnétique dans les magnétophones à bobines ou à cassettes s'effectue, comme nous l'avons montré, d'une manière qui doit être absolument constante et uniforme, sous peine de déterminer des déformations sonores extrêmement gênantes et, en particulier, des pleurages et des effets de scintillation. La constance de la vitesse d'enregistrement et de lecture de la bande magnétique constitue ainsi, en principe, la condition nécessaire de la qualité de l'audition.

En utilisant des techniques électromécaniques plus ou moins complexes de précision, il est cependant possible d'utiliser une vitesse de fonctionnement variable sans altérer la tonalité des sons reproduits. Il devient ainsi possible de réduire la durée de reproduction sonore des enregistrements sur bande magnétique avec une hauteur de sons inchangée, mais il est également possible, par ailleurs, d'utiliser des systèmes de variation de la vitesse de défilement de la bande pour obtenir volontairement des transformations surprenantes de la parole et de la musique, à l'aide d'appareils très curieux, constitués par des régulateurs temporels.

Sans aller très loin dans la voie de la complexité et de la transformation musicale, il est, dès à présent, possible d'effectuer des transformations surprenantes de la parole et de la musique, à l'aide d'appareils relativement simples que sont des régulateurs temporels.

Ils permettent de comprimer et de dilater les sons, de faire varier profondément et d'une manière surprenante les tonalités aiguës ou graves. Ils permettent aussi de dissocier la hauteur du son musical qui dépend, par exemple, de la vitesse de passage d'une bande magnétique devant la tête de lecture, et sa durée qui dépend du nombre de fragments sonores reproduits à chaque instant à partir de la bande. On peut ainsi, dans certaines limites, modifier à volonté la durée de reproduction d'un morceau de musique et de tout enregistrement sonore pour

l'ajuster selon les besoins de la composition.

Ces appareils extrêmement curieux remplissent ainsi les fonctions essentielles des chefs d'orchestre au moment de l'exécution : indiquer le tempo et

le rythme caractéristique, battre la mesure que doivent suivre les musiciens de l'orchestre. Ils jouent ainsi, en quelque sorte, vis-à-vis de la bande enregistrée, le rôle d'un chef d'orchestre artificiel qui se superpose, ou même

tournez la page

infra

infra vous informe

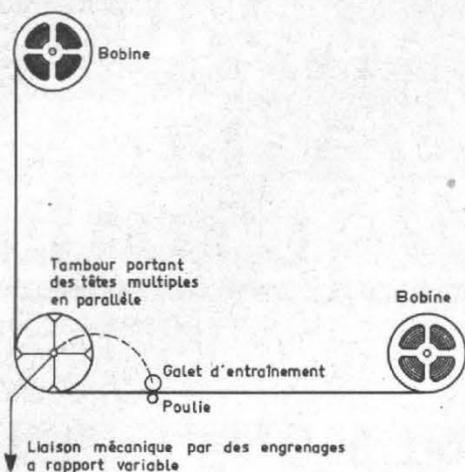


Fig. 1

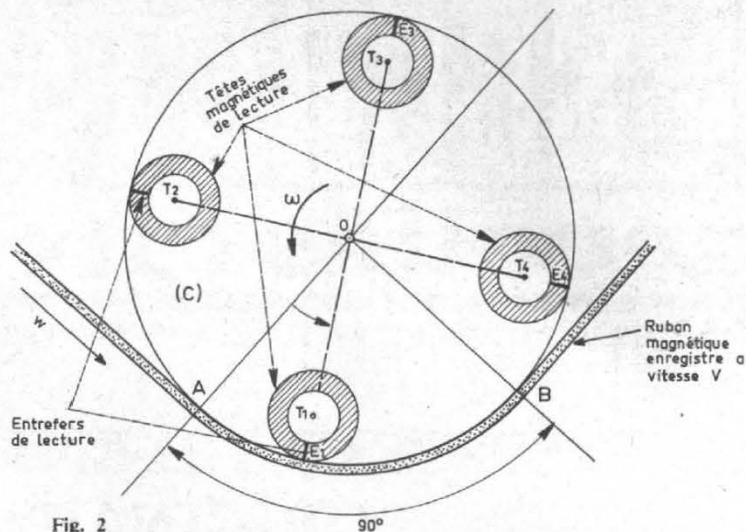


Fig. 2

se substitue au chef d'orchestre humain. Ils permettent, en même temps, de faire varier la tonalité de la musique au moment de la lecture, dans des conditions très différentes de celles réalisées par les moyens électro-acoustiques ordinaires.

Normalement dans une machine parlante, on le sait, en particulier, dans un magnétophone, les sons, paroles ou musique, sont enregistrés sur un support qui doit être entraîné devant le dispositif de lecture à une vitesse parfaitement constante et identique à celle utilisée pour l'enregistrement; toute variation instantanée détermine une déformation gênante, pleurage ou scintillement, suivant que la variation est lente ou rapide.

Une modification plus longue de la vitesse de défilement rend d'abord l'audition plus grave ou plus aiguë, suivant qu'il s'agit d'une accélération ou d'un ralentissement, et peut même supprimer toute intelligibilité de la parole, ou rendre la musique complètement inutilisable.

Sans doute, peut-on avoir recours à des dispositifs simples de truquage, mais il est impossible, en fait, de faire varier la tonalité musicale dans de grandes proportions, ou de modifier la durée de reproduction d'un enregistrement sans déformation de la parole ou de la musique. Ce résultat peut pourtant être obtenu désormais en utilisant des machines ingénieuses réalisées sous la forme industrielle, et mises au point à la suite de longues études.

Sans doute, s'agit-il encore de machines coûteuses de haute précision réservées aux studios, mais le principe n'en est pas moins remarquable et peut inté-

resser les amateurs, car on peut songer à n'utiliser que des appareils simplifiés pour des applications limitées.

COMPRESSION ET EXTENSION DE LA DUREE DE LA REPRODUCTION SONORE

Dans de nombreux cas, il peut être fort intéressant, lorsqu'on a réalisé un enregistrement sur bande magnétique, d'obtenir une modification de la durée de l'audition ou d'en modifier la tonalité dans une grande proportion, sans faire varier de façon appréciable la qualité ou le niveau sonore.

Il s'agit généralement de reproduire l'enregistrement effectué sur une bande magnétique, à une vitesse réduite de 19 cm/seconde ou plus élevées de 38 cm/seconde, ou à toute vitesse intermédiaire; il peut s'agir aussi cette fois, sans modification de la durée de l'enregistrement, de réaliser une variation continue de la tonalité pouvant atteindre plusieurs octaves dans les deux sens.

Les applications de ce procédé, qui permet ainsi de modifier la durée d'un message sonore, en conservant les hauteurs, sont diverses et importantes. En principe, la machine peut servir aux travaux de bureau pour mieux adapter l'élocution produite par la machine à dicter à la vitesse de frappe de la dactylographe; mais, en réalité, l'appareil est surtout évidemment adapté à la technique du cinéma, de la télévision et de la radiodiffusion.

Il est ainsi possible d'effectuer dans des conditions plus faciles le montage du son dans les studios de cinéma et de télévision,

pour assurer une synchronisation précise et rapide du son et des images des films parlants ou des films muets, qui doivent être doublés pour les différentes versions en langues étrangères; il devient alors inutile d'effectuer des coupures de l'enregistrement sonore, difficiles et délicates.

Il est, de même, plus facile d'adapter la musique enregistrée au rythme des mouvements des danseurs de ballet, et des films réalisés pour le cinéma à la cadence de 24 images/seconde, peuvent être employés pour les émissions de télévision à la cadence de 25 images/seconde, sans modification de la hauteur correcte des sons.

Ce variateur permet, par ailleurs, de donner à des morceaux de musique « le tempo » désiré et de faire varier celui-ci, d'élargir toute la palette des effets sonores plus ou moins originaux et fantaisistes.

Pour assurer une meilleure compréhension de la parole, le débit d'un speaker peut être en quelque sorte « étiré », mais la tonalité de sa voix reste toujours la même; la hauteur sonore ne varie aucunement. Lorsqu'on modifie la vitesse d'un magnétophone dans une faible proportion, de l'ordre de 10% par exemple, la voix enregistrée devient nasillarde et méconnaissable, comme nous l'avons noté précédemment; avec un variateur, au contraire le caractère de la voix reste identique.

L'appareil peut aussi être utilisé en radiodiffusion ou en sonorisation pour placer exactement un discours, une causerie, un commentaire enregistré, dans le temps qui lui est réservé; il devient possible d'augmenter la capacité d'utilisation de la publicité cinématographique ou radio-

phonique par unité de temps, sans perte d'intelligibilité. La méthode peut être également appréciée pour l'enregistrement.

Il devient également possible de réduire les frais divers de télécommunication ou d'enseignement, en réduisant la durée de textes préalablement inscrits.

LE PRINCIPE DE LA VARIATION DIFFERENTIELLE

Le problème essentiel pour réaliser un variateur consiste à faire varier la vitesse réelle de défilement d'une bande magnétique, tout en maintenant une vitesse absolument constante et uniforme de son déplacement par rapport à la tête magnétique. On ne peut donc plus employer simplement des têtes magnétiques fixes et une bande mobile, et le principe consiste à utiliser les têtes magnétiques à fentes mobiles, qui suivent, en quelque sorte, le déplacement de la bande magnétique, de façon à compenser d'une manière aussi complète que possible les variations de vitesse, en se déplaçant en même temps que la bande ou en sens contraire, suivant que la vitesse de défilement totale augmente ou diminue.

Comment obtenir ce résultat? La bande magnétique défile en venant d'une bobine débitrice du magnétophone sur des guides, et elle est entraînée par un système de cabestan et de galet-presseur à une vitesse plus ou moins rapide, mais elle doit passer devant l'entrefers de la tête de lecture à la même vitesse que durant l'enregistrement pour conserver les hauteurs sonores initiales (Fig. 1).

Ce résultat, très curieux en apparence, est réalisé en dépla-

çant l'entrefers de lecture et en gardant invariable sa vitesse relative par rapport à la bande, en utilisant, non plus une tête fixe, mais une **tête rotative** à plusieurs entrefers répartis d'une manière uniforme à la périphérie d'un cylindre. Un dispositif différentiel fait varier la vitesse de rotation du cylindre en fonction de la vitesse de rotation du cabestan d'entraînement, d'une manière proportionnelle et inverse pour assurer la compensation (Fig. 2).

Pour raccourcir la durée d'une reproduction, c'est-à-dire pour obtenir une vitesse de défilement plus élevée, la tête rotative multiple tourne sous l'action d'un différentiel magnétique dans le sens de la bande, de sorte que la vitesse relative entre la fente utilisée et la bande reste constante. Pour allonger la durée de reproduction, la tête tourne en sens inverse du déroulement de la bande magnétique et, malgré une vitesse de bande plus réduite, la vitesse relative entre la fente utilisée et la bande reste encore constante. La bande entoure la tête rotative sous un angle d'environ 90° et la disposition des fentes permet d'assurer une reproduction continue.

Cette réduction de la durée de reproduction sans modification de la hauteur est, en fait, assurée en supprimant de très nombreux petits éléments sonores ou sections de modulation, correspondant évidemment au gain de temps obtenu, et répartis tout au long de l'enregistrement ; mais chacun a une durée suffisamment courte pour être imperceptible pour l'auditeur. Lorsqu'on se maintient dans des limites acceptables, l'intelligibilité n'est donc pas diminuée.

Inversement, l'allongement de la durée, sans modification de la hauteur, est obtenu pratiquement en insérant par répétition dans la reproduction de très nombreux petits éléments sonores également répartis, mais assez réduits individuellement pour demeurer encore à peu près inaudibles.

La longueur de ces petits fragments de modulation répétés ou supprimés ne peut pas être déterminée à volonté ; elle doit être plus courte que celle du son le plus bref de la parole ou d'une note musicale ; une valeur de l'ordre de 30 millisecondes environ est normale.

Pour une modification de la vitesse dans des limites de 80 à 120 %, c'est-à-dire de 30 % de la normale, aucune altération de la qualité musicale n'est perceptible ; par contre, certains effets plus ou moins gênants peuvent se produire suivant la qualité de l'enregistrement, quand la limite des 20 % est dépassée.

Pour modifier la tonalité, la vitesse de la bande est, au contraire, maintenue à la valeur initiale, qui a servi à l'enregistrement, par exemple 38 cm/seconde et la variation est assurée par la rotation de la tête multiple dans le sens du défilement de la bande magnétique, ou dans le sens opposé, en modifiant la vitesse relative entre la tête de lecture et la bande.

Pour une durée constante de reproduction, on peut ainsi faire varier la tonalité d'une manière très importante, sans aucune altération de la qualité et l'ampleur de la variation lorsqu'on veut allonger ou réduire la durée de reproduction est surprenante. La durée de reproduction peut être réduite d'une manière acceptable, au moins jusqu'à 45 % de sa valeur initiale, ou augmentée inversement dans une proportion encore plus grande, 80 à 90 %.

La partie essentielle de l'appareil consiste ainsi dans un tambour rotatif à quatre fentes, qui porte les quatre têtes magnétiques de lecture décalées de 90°, comme on le voit sur la figure 2. Ce principe du dispositif a été étudié déjà depuis une dizaine d'années par des techniciens allemands, en particulier, par Springer ; mais, si le principe est simple, comme nous venons de le voir, la réalisation pratique est extrêmement difficile et justifie le prix élevé d'une telle machine qui ne peut fournir des résultats de qualité sans une construction de très haute précision.

L'UTILISATION PRATIQUE DE LA MACHINE A COMPRIMER OU A ALLONGER LA REPRODUCTION

Cette machine dénommée **Tempophon**, est contenue dans un boîtier de 340 mm x 160 mm x 250 mm et son poids est de 15,5 kg ; elle est destinée à être adaptée à un magnétophone de studio fonctionnant à 38 cm/seconde ou en tout cas, à 19 cm/seconde et, évidemment de haute qualité mécanique et musicale, genre Ampex, Revox, Telefunken, Ferragraph, etc.

L'appareil constitue un dispositif additionnel placé sur le côté du magnétophone et la bande magnétique qui vient de la bobine débitrice s'enroule simplement autour du tambour magnétique en s'appuyant sur 90°, avant de venir passer sur le cabestan de la machine à comprimer le son, pour venir, enfin, s'enrouler sur la bobine réceptrice du magnétophone sans passer ainsi par son trajet habituel des têtes magnétiques et du cabestan. Les

têtes magnétiques du magnétophone ordinaire doivent être démontées, opération réalisée facilement sur la plupart des appareils professionnels ou semi-professionnels, en enlevant la plaquette de support des têtes.

Une tablette-support à hauteur variable est prévue pour pouvoir facilement relier le variateur aux différents types de magnétophones. Le variateur est d'abord installé à la hauteur exacte des guides-bandes du magnétophone et à la place du support de la tête de lecture du magnétophone, on branche à l'aide d'un câble la tête rotative du variateur, qui est ainsi reliée à l'amplificateur de lecture du magnétophone, puisque le variateur ne contient aucun amplificateur.

Le niveau fourni par la tête quadruple à monopiste du variateur est inférieur de 6 dB seulement au dessous de celui recueilli sur la tête de lecture du magnétophone ordinaire, et son impédance est évidemment adaptée à celle de l'amplificateur de lecture. L'écart de sensibilité entre les quatre entrefers est évidemment très réduit et ne dépasse pas 0,4 dB, de façon à obtenir une reproduction parfaitement uniforme. La courbe de réponse est très satisfaisante, de l'ordre de 50 à 18 000 Hz, et l'on peut ainsi obtenir une variation de hauteur très importante qui atteint 7 demi-tons tempérés vers les aiguës et 12 demi-tons tempérés vers les graves.

Cette machine très curieuse produit ainsi des résultats remarquables et même absolument surprenants, si l'on songe aux difficultés multiples de sa réalisation.

UN AUTRE SYSTEME A BANDE SANS FIN ET A TETE ROTATIVE

D'autres systèmes à tête tournante et à commande différentielle permettent de reproduire également des sons plus aigus et plus graves, tout en maintenant la vitesse de la bande et la hauteur du son.

La bande originale enregistrée est mise en place et défile de la même manière que dans les magnétophones ordinaires ; on dispose, à cet effet, de trois entraînements à moteur commandés par des boutons-poussoirs. L'enregistrement original est, d'abord, copié sur une boucle de bande magnétique sans fin ; en actionnant le régulateur de vitesse ou celui des hauteurs des sons, les cabestans d'entraînement de la bande originale et de la bande en boucle sont animés d'une vitesse de rotation plus grande ou plus petite suivant le cas.

Le nombre de tours et le sens de rotation de la tête magnétique tournante comportant deux fentes décalées de 180°, l'une à la partie supérieure, l'autre à la partie inférieure, sont contrôlés par l'intermédiaire d'un différentiel. Si la vitesse est augmentée, une partie seulement de la longueur d'onde enregistrée est explorée ; au contraire, une longueur plus grande produite, en quelque sorte, artificiellement, est réduite par rapport à la vitesse normale (Fig. 3).

La variation de vitesse a pour effet de reproduire la totalité des informations sonores, mais sous une forme, en quelque sorte, comprimée ou expansée. On peut utiliser des vitesses de bande de 19, 9,5 et 4,75 cm/seconde, un enregistrement pleine piste, demi-piste, 4 pistes, stéréo ou mono. Seule la tête de lecture est modifiée, tandis que l'équipement des têtes magnétiques fixes et tournantes devant lesquelles défile la bande en boucle reste inchangé ; le signal de sortie est, par conséquent, toujours monophonique, puisqu'en stéréophonie les deux canaux sont parallèles.

Ce système permet ainsi d'obtenir une durée de lecture raccourcie ou prolongée et, dans une certaine mesure, une variation simultanée de la hauteur initiale des sons. On peut ainsi régler d'une manière continue la vitesse de reproduction et, en conservant la même hauteur, réduire la durée de l'audition de 50 % au maximum.

Ce procédé offre aussi de nombreuses possibilités, par exemple, pour l'analyse des documents sonores, et le repérage des informations importantes. Il permet d'obtenir un ralenti avec la même hauteur de son, en accroissant l'intelligibilité s'il s'agit de textes difficilement compréhensibles, en particulier en langue étrangère. En tournant le régulateur de vitesse, on peut réduire celle-ci progressivement de 30 % au maximum.

On peut également obtenir des effets particuliers, par exemple au studio pour des enregistrements effectués avec des simulateurs. La hauteur de son peut varier continuellement dans un intervalle de 0,7 à 1,5 de la hauteur initiale. On peut aussi obtenir un ralenti et une compression avec variation simultanée de la hauteur des sons.

UNE APPLICATION CURIEUSE DE LA VITESSE VARIABLE : LE VARISPEECH

On parle normalement à une vitesse de 100 mots à la minute, mais la lecture s'effectue trois à

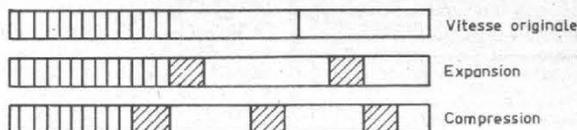
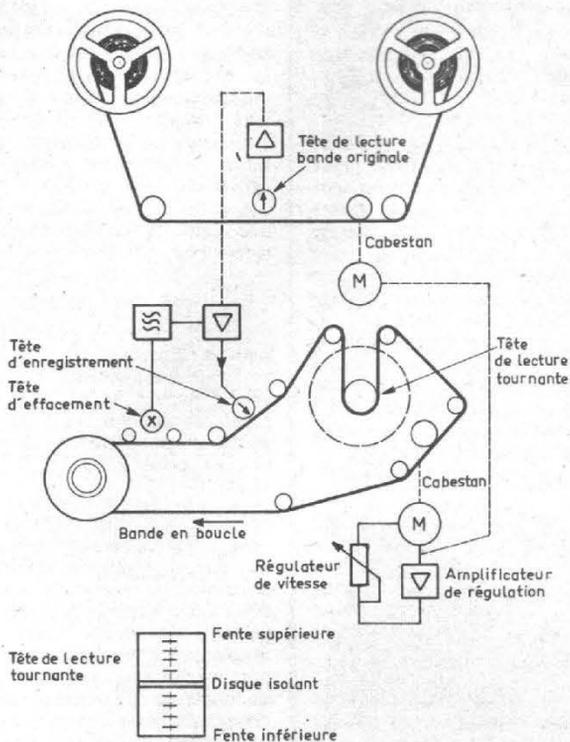


Fig. 3

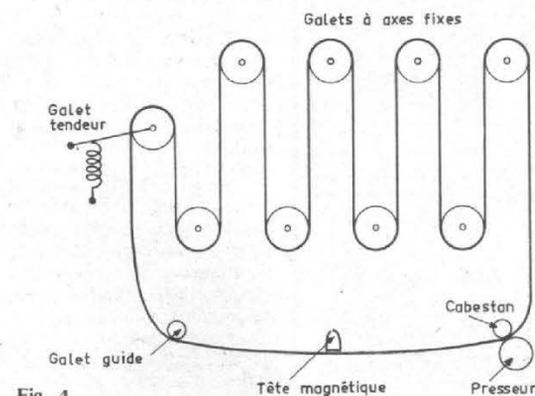


Fig. 4

cinq fois plus vite. Avec une nouvelle technique — baptisée **Varispeech** — d'enregistrement magnétique, les sujets à la vue déficiente peuvent maintenant avoir la possibilité de lire aussi vite que les sujets normaux.

Le procédé emploie des techniques de traitements de signaux digitaux permettant la lecture des enregistrements avec leur hauteur initiale et leur tonalité, mais avec une vitesse allant de la moitié à deux fois et demie la

vitesse de l'inscription originale. Ainsi, une heure de parole peut être entendue en 24 minutes, et le sujet aveugle peut augmenter proportionnellement la vitesse de lecture et, par suite, d'enseignement.

D'autres applications peuvent comporter l'éducation d'enseignement continu des ingénieurs, aussi bien que la dictée. Les exposés et les annonces commerciales peuvent être traités de façon à exprimer les passages

essentiels. En outre, la synchronisation des films et des pistes sonores vidéo peut être simplifiée avec le contrôle à vitesse variable.

Il y a également des applications à vitesse lente. L'enseignement de la sténographie peut ainsi commencer avec une parole lente, et la vitesse augmente graduellement lorsque les élèves font des progrès. L'appareil peut aussi reconstituer le timbre de voix modifié par « l'effet hélium », par suite des hautes pressions, et qui constitue un problème dans l'exploration sous-marine.

Cet appareil peut utiliser les cassettes de bandes standard et un bouton de contrôle assurant la variation de la vitesse sur une large gamme est simplement disposée sur le boîtier de 35 x 36 cm. La vitesse de lecture est, en fait, variable dans de très grandes proportions presque illimitées et toutes les conditions de fonctionnement sont réglées par ce seul bouton.

Le **Varispeech** est ainsi plus simple et peut permettre des résultats plus valables, semble-t-il, que les systèmes à têtes magnétiques rotatives et multiples, les boucles de bandes magnétiques, et les autres solutions analogues décrites précédemment. Ce procédé n'exige pas plus d'éléments mobiles qu'un magnétophone ordinaire, et évite la nécessité d'adapter les niveaux de sortie dans les têtes à fentes multiples. Cet appareil, dont le prix sera, semble-t-il, de l'ordre de 6 000 F attire donc l'attention si ses qualités pratiques se révèlent intéressantes.

L'ENTRAÎNEMENT CONTINU

Nous avons étudié dans nos récents articles les magnétophones permettant d'obtenir de longues durées d'audition sans changer la bande magnétique, mais en répétant un grand nombre de fois les mêmes textes. Nous avons ainsi déjà signalé les appareils automatiques à double sens de marche, et des dispositifs à boucle sans fin et à chargeur sans fin, c'est-à-dire en **cartouches**.

La cartouche, en effet, se distingue de la cassette par le fait qu'elle ne contient qu'une seule bobine de bande magnétique débitrice, et non pas de noyau ou de bobine récepteurs, comme la cassette. Elle est donc destinée à fournir la bande qui vient s'enrouler sur une autre bobine vide réceptrice contenue dans le magnétophone lui-même, ou le magnétoscope, ou à contenir une bande magnétique sans fin,

c'est-à-dire que la bande partant de la périphérie passe devant les têtes magnétiques, et vient s'enrouler sur la spire intérieure de la bobine.

C'est là, le principe des cartouches et, en raison de leur importance, nous croyons utile de revenir sur la question, mais en insistant sur les problèmes qu'elle pose, et les difficultés qui ont dû être résolues pour obtenir des résultats pratiques suffisants.

LA BOUCLE SIMPLE

Quand la durée de l'inscription répétée est très courte, de l'ordre de quelques secondes, il suffit, sans doute, d'utiliser une boucle de longueur correspondante avec un dispositif convenable de tension de la boucle. Ce procédé est utilisé dans les « chambres de réverbération artificielle à boucles magnétiques », mais si le temps de reproduction doit dépasser quelques secondes, même en diminuant au maximum la vitesse de défilement de la bande, d'autres solutions doivent être employées.

La solution qui se présente la première à l'esprit est d'ajouter sur le parcours de la bande des galets mobiles montés sur axe fixe, mais là encore les possibilités sont limitées et l'appareil devient encombrant (fig. 4)

Dans une solution ingénieuse, on utilise un phénomène pratique peu connu ; si, après son passage entre le cabestan et le gaiet-presseur, on laisse la bande se dérouler sur le sol, elle ne se déforme pas et ne forme pas de boucle ; la bande ne doit pas rencontrer d'obstacle après son passage sur le cabestan, mais ceci peut être facilement obtenu en mettant l'appareil en position verticale.

Si la bande ne s'emêle pas, il est donc facile de la rebobiner par une extrémité ou par l'autre ; si les deux extrémités de la bande sont collées et si nous avons ainsi une très longue boucle la bande pourra défiler à nouveau indéfiniment. Des appareils de ce genre sont utilisés pour la diffusion de textes de plusieurs minutes en quatre langues, dans les monuments historiques, les musées, ou même en plein air dans des lieux historiques. On en trouve des exemples aussi sur les machines industrielles ; bien entendu, la boucle à l'extrémité du texte est munie d'une bande métallisée, qui commande l'arrêt de l'appareil.

La platine du magnétophone se compose alors uniquement d'un dispositif de guidage et de freinage avant la ou les têtes de lecture, d'une ou plusieurs têtes, d'un moteur, d'un cabestan et d'un

galet-presseur. La mise en route de l'ensemble est assurée par un relais commandé par un poussoir ; l'arrêt est obtenu par la bande métallisée ou métallique fixée au bout du texte enregistré.

Les dimensions de l'appareil sont beaucoup plus réduites que celles des montages à galets multiples, mais encore relativement importantes, et la durée des textes diffusables est néanmoins limitée à quelques minutes ; étant donné l'emploi prévu, ce temps de lecture est généralement suffisant.

LES DISPOSITIFS SANS FIN A BOUCLES MULTISPIRES

Depuis longtemps, on a utilisé pour le cinéma publicitaire des films sans fin montés sur un plateau, au centre duquel une série de galets permettaient de faire sortir le film par le centre de la bobine, en faisant glisser toutes les spires l'une sur l'autre.

Cette solution permettait d'obtenir des projections sans fin avec le film en boucle ; il venait s'enrouler sur la dernière spire après son passage dans l'appareil de projection. Au point de vue technique, la longueur du film sorti du chargeur dans un temps déterminé est égale à la longueur du film à remettre sur la spire extérieure. Plus les spires se rapprochent du centre, plus elles sont courtes ; aucune des spires ne tournera donc à la même vitesse, celles du centre tournant beaucoup plus vite que celles de l'extérieur.

Cette solution ingénieuse était difficile à appliquer ; les bobines spéciales étaient difficiles à réaliser, et il fallait leur communiquer un mouvement de rotation pour assurer le réenroulement du film. Les difficultés rencontrées étaient tellement grandes, malgré la résistance du film à la traction et l'aide apportée par un mouvement de rotation mécanique, que les constructeurs de magnétophones hésitèrent de longues années avant d'essayer cette technique dans les appareils à déroulement continu ou, plus exactement, à bande sans fin.

Certaines conditions techniques s'opposaient, d'ailleurs, à l'utilisation de cette formule ; la matière dont était composé le support primitif de la bande était du triacétate de cellulose, comme pour le film, ou du polychlorure de vinyle. Dans le premier cas, sa faible épaisseur lui enlevait toute résistance mécanique ; avec du vinyle, le support s'allongeait considérablement sous l'effet de la traction.

Dans un tel chargeur, la bande, comme le film, est très fortement « tirée », puisque la traction exercée sur la première spire doit entraîner la rotation de toutes les autres ; de plus, cette traction opérée sur la première spire serre toutes les autres spires les unes sur les autres, avant de les faire glisser les unes sur les autres.

Un tel dispositif ne peut donc fonctionner que si les trois conditions suivantes sont remplies :

a) La bande doit être résistante.

b) La bande ne doit pas s'allonger à la traction.

c) Les spires doivent pouvoir aisément glisser les unes sur les autres.

Les bandes magnétiques récentes ont un support constitué par du polyester de haute résistance ; un traitement spécial dit « prétraitement » rend ces bandes pratiquement insensibles à un allongement dû aux fortes tractions. Ces bandes magnétiques peuvent être traitées, soit aux silicones, soit aux bisulfures de molybdène, soit graphitées, ce qui permet le glissement des spires les unes sur les autres sans difficulté.

Ce chargeur de longue durée se composait d'une platine portant deux noyaux liés chacun à un plateau assimilable à une face de la bobine classique de magnétophone.

La spire centrale de la bande portée par le noyau gauche passe sur un galet incliné dans un sens tel que la bande puisse glisser sous l'ensemble et être reprise par un galet-guide, qui la remet en position correcte pour passer convenablement devant la tête magnétique. La bande est enroulée entre les noyaux gauche et droit du chargeur ; après son passage sur la tête de lecture la bande se dirige vers le noyau droit et la spire centrale du noyau gauche devient ainsi la spire extérieure de l'ensemble du bobinage.

La bande magnétique tirée par le cabestan assure la rotation du noyau gauche, puis du noyau droit ; la rotation des noyaux entraîne celle des plateaux qui leur sont liés ; ces plateaux ont une double fonction.

a) Ils aident l'ensemble des spires à glisser les unes sur les autres.



Fig. 5

LES PREMIERS CHARGEURS A BANDE SANS FIN

Avec les bandes possédant les qualités mécaniques nécessaires, il est facile de faire des chargeurs dérivés de ceux utilisés dans le cinéma ; la première réalisation industrielle a été destinée à diffuser les programmes de musique d'ambiance.

Ce chargeur se montait sur le plateau d'un tourne-disque ; la partie supérieure du chargeur devait être liée à un point fixe pour bloquer sa rotation ; un support de tête devait être placé dans un évidement de ce « couvercle ». L'alignement de la tête de lecture manquait de précision, mais néanmoins à la vitesse de 9,5 cm/s des enregistrements de plus d'une demi-heure pouvaient être répétés indéfiniment.

b) Ils supportent la bande ; la vitesse extérieure du plateau est supérieure à celle de la dernière spire. Ce fait est très important, car il permet à la bande sortant du cabestan de venir s'enrouler normalement.

Sur cet appareil, l'enregistrement est fait en demi-piste aux normes internationales ; la deuxième demi-piste est utilisée pour des « tops » de télécommande.

Le problème de l'audition continue au moyen de cartouches spéciales a été étudié par les fabricants, aussi bien aux Etats-Unis qu'en France ; on voit ainsi un premier exemple d'un de ces modèles sur la figure 5. C'est un appareil destiné à des applications commerciales et publicitaires, à l'exécution de musique de

fond, en particulier dans les grands magasins. Le ruban qui doit être entraîné dans le magnétophone est prélevé au centre de la bobine ; il passe sur des guides devant les fentes des têtes magnétiques et il est rebobiné constamment à la partie extérieure de la galette. Lorsque les extrémités de la bande sont collées ensemble, l'audition continue jusqu'au moment où l'on arrête l'appareil.

Tous ces dispositifs sont relativement simples et peu coûteux, mais ils ne permettent pas le rebobinage et il est généralement difficile d'obtenir une vitesse plus rapide en marche avant. Ils permettent, par contre, la reproduction au point exact où ils sont arrêtés.

Il existe dans cette catégorie des chargeurs sans fin miniatures assurant une dizaine de minutes d'audition, et qui peuvent être placés directement sur un magnétophone ordinaire. Ils sont particulièrement employés par les amateurs qui désirent apprendre pendant leur sommeil suivant le principe discuté de l'hypnopédie. On les emploie généralement pour effectuer de courtes annonces dans l'industrie, dans le commerce, dans les gares, etc. On peut même envisager des appareils très simplifiés autonomes alimentés par batteries, et qui assurent des indications ou des avertissements très courts ; leur mise en route peut être assurée automatiquement par l'ouverture d'une porte ou par l'approche d'un passant ou d'un visiteur. On peut envisager ainsi des applications fort intéressantes dans le domaine de l'alarme et de la protection.

Des chargeurs à bandes plus longues sont utilisés couramment pour la diffusion de la musique d'ambiance, la présentation de commentaires pour les visiteurs de châteaux, de musées ou d'usines, la présentation de maquettes industrielles ou commerciales. La mise en fonctionnement des appareils aux instants nécessaires est alors assurée par des « tops » inscrits sur la deuxième piste du ruban, ce qui permet d'actionner des relais comme dans les appareils de sonorisation des projecteurs de diapositives.

R.S.

DÉTECTEUR DE PLUIE

LES supports de base ou plaquettes perforées dotées de bandes rectilignes appelées M. Board, constituent un élément de montage au niveau de l'amateur fort séduisant. C'est la raison pour laquelle nous vous proposerons désormais quelques montages simples et à la portée des débutants, comme ce détecteur de pluie dont la réalisation n'entraîne pas l'amateur dans une dépense importante et dont le montage se trouve facilité par l'emploi des plaquettes Veroboard. (Réalisation extraite de l'ouvrage « Pour s'initier à l'électronique, quelques montages simples » B. Fighiera. Librairie Parisienne de la Radio.)

Le montage décrit peut être utilement employé comme contrôleur de niveau, détecteur d'humidité, de pluie, de neige, etc. Pour ce faire, deux électrodes ou tiges métalliques font office de détecteur destiné à commander un signal sonore d'alarme par l'intermédiaire d'un dispositif électronique.

SCHEMA DE PRINCIPE

Il est proposé figure 1. Les deux tiges métalliques ou plaques sensibles, comme le laisse entrevoir le schéma sont disposées entre base et collecteur d'un transistor NPN 2N2926 T_1 . Il s'agit de l'étage commutateur, le cœur du montage faisant appel à un oscillateur à transistor unijonction 2N2646 associé à un étage amplificateur BF T_3 .

En l'absence d'humidité, la résistance fictive vue des bornes ou tiges métalliques est très grande, et la base du transistor T_1 se trouve en conséquence en « l'air ». Dans ces conditions, le transistor T_1 reste bloqué, c'est-à-dire que sa jonction émetteur-collecteur peut être considérée comme un circuit ouvert.

Il en résulte que l'oscillateur de relaxation équipé du

transistor T_2 n'est pas alimenté et qu'aucun signal audible n'est engendré, du fait de son montage en série avec T_1 .

Par contre, dès que les plaques sensibles sont plongées au sein d'un liquide, la résistance entre les bornes de ces dernières devient très faible. Par l'intermédiaire de la résistance de protection R_1 , la base du transistor T_1 devient positive, ce qui a pour conséquence de rendre ce dernier conducteur puisqu'il s'agit d'un transistor type NPN.

L'étage oscillateur est alors alimenté par l'intermédiaire de la jonction émetteur-collecteur devenue conductrice.

Le transistor unijonction T_2 simplifie le montage de l'oscillateur. En effet, le condensateur C_1 se charge pratiquement à travers la résistance R_2 . Ainsi, lorsque la tension émetteur de T_2 atteint un seuil, le transistor unijonction « bascule » et décharge le condensateur C_1 . Lorsque la tension émetteur tombe à une valeur d'environ 2 V, l'émetteur cesse de conduire, le transistor se bloque et le cycle recommence.

C'est au niveau de B_2 et grâce à la résistance R_3 que le signal de fréquence audible, dépendant de la valeur de C_1 et de R_2 , est appliqué directement à la base du transistor BF T_3 dont la bobine mobile d'un petit haut-parleur sert de résistance de charge.

Il est par ailleurs à remarquer que la fréquence du signal audible varie en fonction de la résistance entre les deux plaques sensibles ou électrodes.

La consommation du montage à l'état de veille reste insignifiante. La tension d'alimentation de 9 V est procurée par deux piles plates de 4,5 V montées en série. On peut prévoir un interrupteur type poussoir en parallèle sur les électrodes afin de se rendre compte de l'état d'usure des piles.

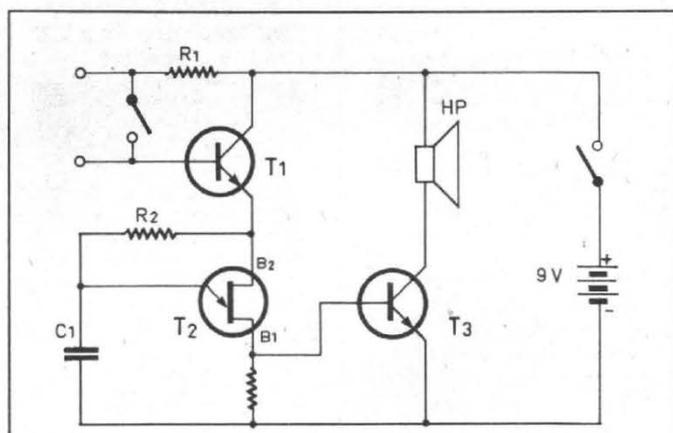


Fig. 1

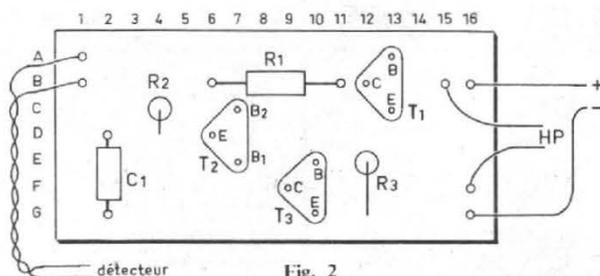


Fig. 2

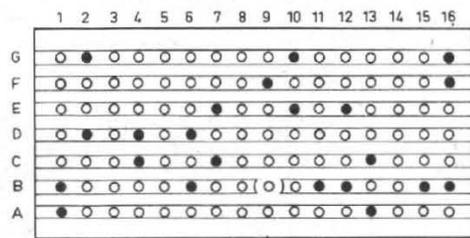


Fig. 3

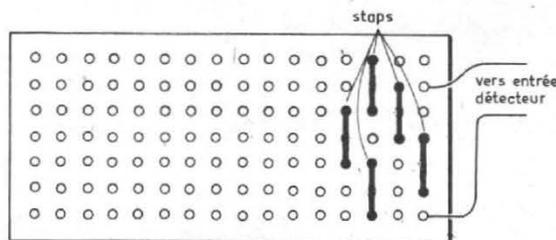


Fig. 4

ADJONCTION D'UNE CELLULE « LDR »

Il est possible de prévoir dans le cas d'une utilisation continue du dispositif une coupure automatique du circuit durant la nuit, afin de ne pas être dérangé. Pour ce faire, il suffit d'insérer une cellule LDR entre le collecteur de T₁ et le circuit d'alimentation.

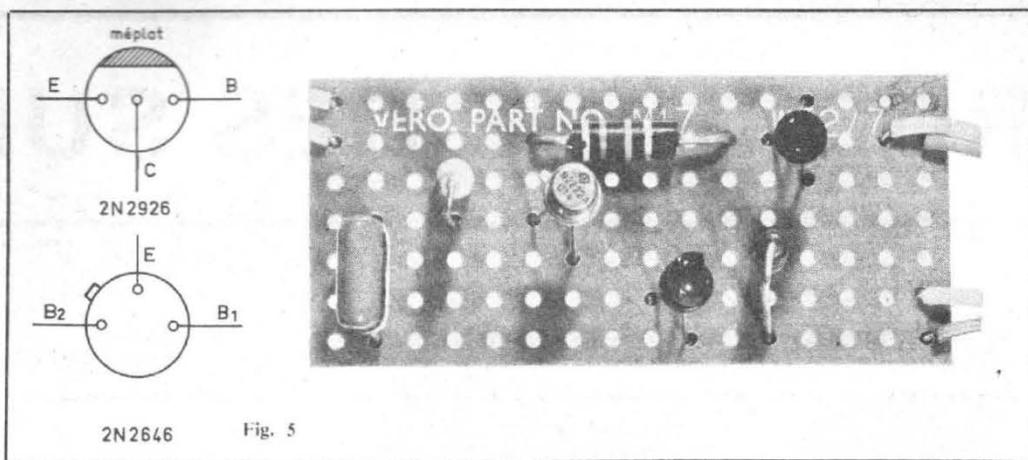
La résistance de la LDR dans l'obscurité bloquera ainsi, la tension d'alimentation de l'oscillateur.

MONTAGE PRATIQUE

Bien que le montage puisse être réalisé sur une barrette à cosses, il est préférable d'entreprendre sa réalisation sur une petite plaquette M. Board.

L'utilisation de ces plaquettes comme support de base reste très intéressante car elles facilitent grandement l'opération de montage des composants. Ces plaquettes sont perforées selon un pas standard autorisant l'implantation de tous les composants.

La plaquette utilisée mesure environ 60 x 28 mm et comporte 7 pistes parallèles repérées par les lettres de A à G. Chaque piste porte 16 trous numérotés de 1 à 16 de la gauche vers la droite.



2N2646 Fig. 5

Grâce à ces coordonnées tous les éléments peuvent facilement être implantés sur la plaquette par identification avec la figure 2. Toutefois, afin de traduire le schéma de principe, il convient d'effectuer une coupure de la piste B au trou n° 9 comme l'illustre la vue de dessous de la plaquette.

Les soudures doivent être effectuées à l'aide d'un petit fer à souder de 30 à 50 W maximal. Les transistors devront être placés sur la plaquette en dernier lieu.

Les électrodes ou plaques sensibles peuvent être réalisées

très simplement à l'aide de deux tiges métalliques ou deux lamelles de laitons provenant de piles usagées disposées côte à côte.

Il est également possible d'employer une petite plaquette Veroboard M17, analogue à celle du support de montage et câblée comme l'illustre la figure 4.

Pour le brochage des transistors il suffit de se reporter à la figure 5.

LISTE DES COMPOSANTS

R₁ = 100 kΩ (marron, noir, jaune) B₈-B₁₁.

R₂ = 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge) C₄-D₄.

R₃ = 330 Ω (orange, orange, marron) E₁₂-G₁₂.

C₁ = 0,1 F plaquette Cogéco

T₁ = 2N2926 Emetteur C₁₃, base A₁₃, collecteur B₁₂.

T₂ = 2N2646 Base 1 E₇, émetteur D₆, base 2 C₇.

T₃ = 2N2926 Emetteur G₁₀, base E₁₀, collecteur F₉.

HP bobine mobile 100 Ω diamètre 8 à 12 cm, M. Board référence « M17 ».

B.F.

« Pratical Electronics »

LE MOIS DU BLANC « ELECTRONIQUE »

POUR CAUSE D'EXPROPRIATION :

LIQUIDATION TOTALE DE TOUS LES STOCKS
A DES PRIX SACRIFIÉS : DE 30 A 75 %

QUELQUES EXEMPLES :

- Appareils de labo Le kilo : suivant modèle
- Circuits imprimés, divers Le kilo : 3 et 10 F
- Transfo d'alim., THT, etc. Le kilo : 4 F
- Résistances, toutes valeurs Le kilo : 80 à 100 F
- Epoxy, bakélite, capacité, transistors, etc. Prix stupéfiant
- Alim. diverses Le kilo : 50 à 100 F
- Fils de câblage, blindés, etc. Le kilo : 10 et 15 F
- Coffrets, valise d'électrophone, etc. 5 et 10 F
- Boîtes pour réalisation diverses, boîtes à outils, etc. 5 et 10 F

- Tables de télé 10 et 20 F
- Antennes télé, 1^{re}, 2^e, 3^e chaîne, nouveaux modèles Prix : 20 et 30 F
- Ventilations diverses, 110 et 220 V 20 F
- Micros Witch et Sermec, divers 2 F
- Bandes magnétiques, très grand choix De : 10 à 20 F
- Moteurs 1/4 CV - Mono ou triphasé 40 et 30 F
- Mini-moteurs 1/20 CV « pour télécommande », etc. 5 F
- Relais divers, du mini au maxi, neuf et réemplo^{is} De : 2 à 10 F
- Etc., etc., etc. Prix H.T.

OUI, C'EST UNE RÉVOLUTION ! VRAIMENT UNE VISITE EST INDISPENSABLE

Ets DELZONGLE - 166, rue de Fontenay - 94-VINCENNES - Tél. : 328-77-25

DU LUNDI MATIN AU SAMEDI MIDI - FERMÉ LE SAMEDI APRÈS-MIDI - DE 7 H 30 A 12 H ET DE 13 H 30 A 18 H

Aucun envoi, même contre remboursement

RUBRIQUE DES SURPLUS

SELECTEUR PAS A PAS



Sélecteur pas-à-pas

Un sélecteur pas à pas est un dispositif électromécanique destiné à transmettre un ordre choisi par l'intermédiaire d'un certain nombre d'impulsions qui lui sont appliquées. Les amateurs de télécommande connaissent l'usage de tels appareils et les emploient très fréquemment en raison de leurs applications les plus variées.

Les établissements Cirque Radio 2 présentent à leur catalogue un sélecteur pas à pas très intéressant pour le prix d'un relais électromagnétique courant. La figure 1 présente l'aspect général de ce sélecteur pas à pas. Ce dernier possède 11 positions, 44 contacts et son alimentation peut s'échelonner de 9 à 12 V.

La résistance de la bobine d'excitation est de 15 Ω . Le sélecteur est composé d'un dispositif de pas à pas et de contacts à lames multiples. A chaque impulsion, la palette actionne un mécanisme à roue à rochet, qui fait avancer l'ensemble des lames de contacts d'un cran.

Le sélecteur comporte 11 positions, repérées par un tambour chiffré et possède 44 points de sortie. Le système tournant possède 3 curseurs. Ces derniers sont montés deux par deux face à face, et le point de contact est établi de chaque côté des plots de la piste. Par ailleurs, les lames du curseur sont fendues de manière à obtenir quatre points de contacts, ce qui donne une garantie de fonctionnement incontestable.

Le bec du curseur avance en pas à pas et le circuit électrique de chaque plot est commuté au fur et à mesure de l'avancement du curseur.

L'ensemble général du mécanisme reste très doux mais si l'on n'utilise pas tous les contacts on peut se livrer à un artifice mécanique qui consiste à couper délicatement les becs de curseurs non utilisés afin de réduire les frottements ou résistances mécaniques.

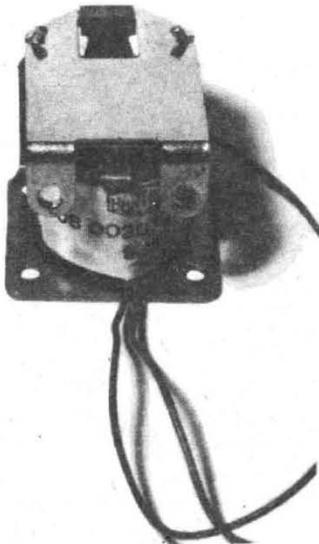
Les positions peuvent d'ailleurs part être réduites en reliant deux à deux les lames de contacts de la piste de lecture.

Il faut par ailleurs prévoir si possible une protection du bobinage en plaçant en parallèle sur ce dernier une diode de puissance suffisante ou bien une cellule série R.C.

Dimensions : 120 x 75 x 33 mm.

RELAIS ELECTROMAGNETIQUE

Il s'agit d'un relais très robuste et très compact qui peut convenir pour tous les usages généraux. Ses dimensions n'excèdent pas 40 x 30 x 25 mm. Il comporte un contact travail et un contact repos. Son fonctionnement est prévu pour une tension de 6 à 12 V. Les sorties de la bobine d'excitation s'effectuent sur fil souple.

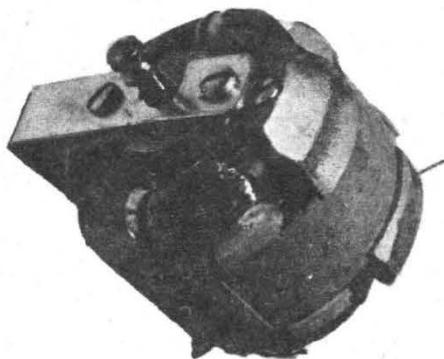


Relais

MOTEUR DE MAGNETOPHONE

Moteur de magnétophone, type asynchrone de marque « Lenco ». Raccordement prévu pour réseaux de distribution à 110 V et 220 V par permutation

des connexions de sortie. Vitesse de rotation 1 500 tr/mn. Précision 1 %. Moteur très silencieux doté d'un axe de sortie munie d'une poulie. L'ensemble est livré avec pattes de fixation. Puissance du moteur 15 W. Dimensions (avec axe) : hauteur 80 mm, diamètre 70 mm.



Moteur de magnétophone



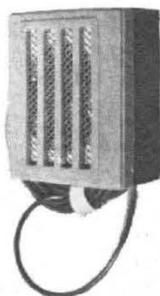
Têtes enregistrement/lecture et effacement



Haut-parleur miniature

Haut-parleur avec transformateur

**MICROPHONE
DYNAMIQUE**



Microphone dynamique

Magnifique microphone dynamique « Reuter-Gerate ». Convient parfaitement pour enregistrement sur magnétophone. Impédance 200 Ω. Fil blindé de liaison. Dimensions réduites 55 x 48 x 25 mm.

**TETES
ENREGISTREMENT/
LECTURE
ET EFFACEMENT**

Jeu de têtes de lecture/enregistrement et effacement. Caractéristiques convenant parfaitement aux ensembles transistorisés. Tête d'enregistrement lecture, impédance 300 Ω. entièrement blindée. Système 1/4 de piste. Fixation par vis. Dimensions : largeur 13 mm, hauteur 10 mm, largeur 20 mm.

Tête effacement, convient parfaitement pour oscillateur transistorisé. Impédance 100 Ω. Système 1/4 de piste. Fixation par semelle ou vis. Dimensions : largeur 10 mm, hauteur 10 mm, largeur 20 mm.

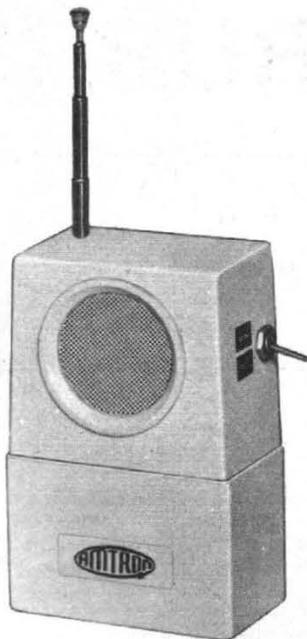
**HAUT-PARLEUR
MINIATURE**

Haut-parleur miniature à aimant permanent. Peut très bien convenir aux petits montages et gadgets. Modèle extra plat. Reproduction très satisfaisante. Diamètre environ 52 mm, épaisseur 20 mm. Impédance bobine mobile 8 Ω.

HAUT-PARLEUR

Petit haut-parleur provenant de transceiver. Modèle entièrement tropicalisé, type professionnel. Equipé d'un transformateur miniature d'impédances. Haut-parleur impédance 10 Ω à 800 Hz, avec transformateur sortie sur 46 kΩ à 800 Hz. Peut être utilisé comme microphone. Matériel très robuste, dimensions : diamètre 60 mm, épaisseur 30 mm.

MICRO- ÉMETTEUR FM EXPÉRIMENTAL UK105



CET amusant émetteur de poche a pour but de distraire avec une certaine curiosité les soirées entre amis et en famille. Cette boîte d'assemblage permet la construction d'un minuscule et compact émetteur d'ondes captées par une radio normale à modulation de fréquence aux environs de trente mètres.

**FUNCTIONNEMENT
DU CIRCUIT**

L'UK105 est un émetteur à deux transistors. Le premier transistor TR₁ fonctionne comme amplificateur audio, le second transistor fonctionne comme oscillateur FM.

Le signal du microphone est placé à la base de TR₁, et à la

moitié de C₁; le signal audio amplifié est envoyé à travers C₃ à la base de TR₂. TR₂ est un transistor spécial pour haute fréquence choisi pour son fort rendement et pour sa stabilité. Dans le circuit collecteur de TR₂ la bobine L₁ et le condensateur variable C₅ constituent le circuit oscillant, l'antenne externe est pratiquement en série avec L₁.

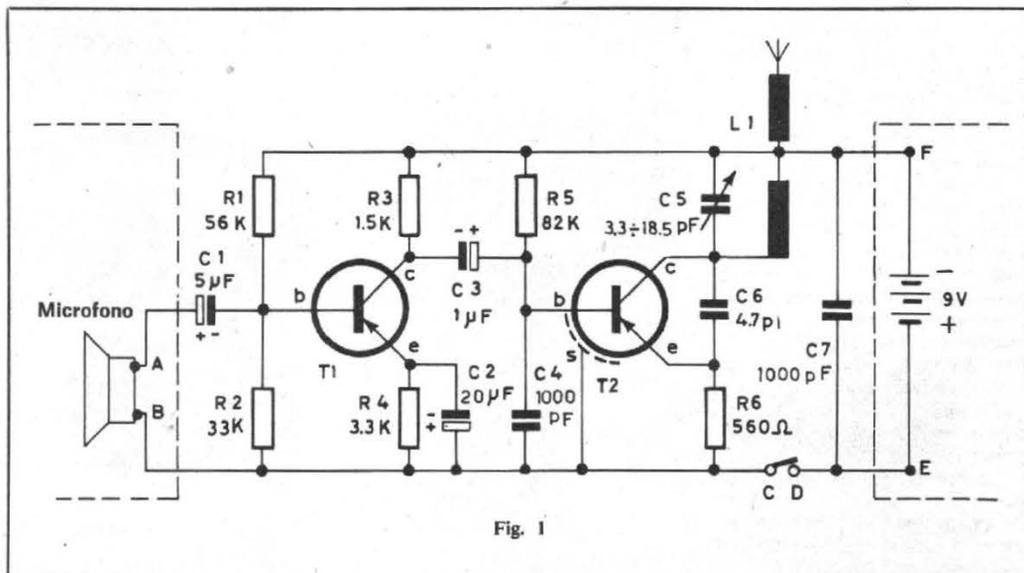


Fig. 1

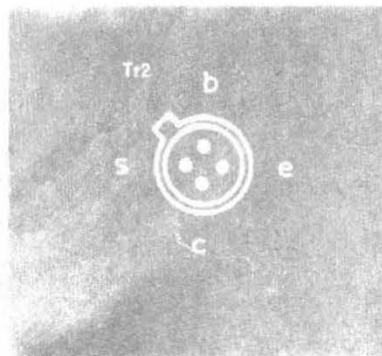


Fig. 2

MONTAGE DES COMPOSANTS

A la figure 3 on peut observer la disposition des composants sur la plaque à circuit imprimé ; sur la partie non cuivrée de la plaque a été dessinée la disposition de ces derniers. Suivant les indications de la figure 3 et de l'explication l'assemblage devient clair et pratique présentant des

aspects qui peuvent aider aussi l'intéressé à reconnaître les composants.

L'assemblage se déroule ainsi ; d'abord les résistances puis le trimmer C_5 , la bobine L_1 , les condensateurs et enfin les transistors. Les bornes des résistances sont disposées en U et enfilées dans les trous du circuit imprimé. Dans la partie opposée (surface cuivrée) les bornes

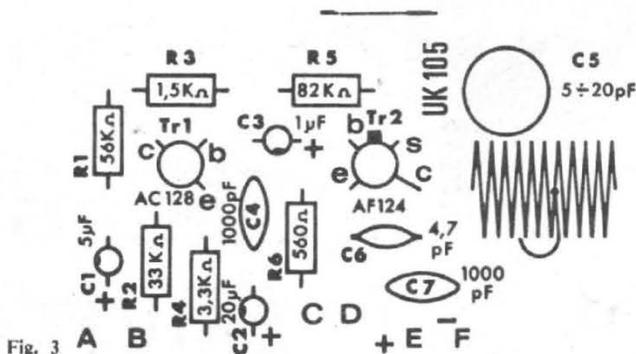


Fig. 3

doivent être pliées, coupées à environ 3 mm du trou de sortie, et soudées contre la couche conductrice.

Les bornes du trimmer C_5 , de la bobine L_1 doivent être mises et soudées dans leurs trous respectifs. Les bornes des condensateurs C_1 , C_2 , C_3 doivent être mises dans la position indiquée, c'est-à-dire que le point de repère sur les condensateurs doit correspondre comme l'indique la figure 3.

Les transistors doivent être soudés à environ 6 mm du circuit imprimé. La disposition des bornes s , c , e , b , masse, collecteur, émetteur, base, du transistor TR_2 est indiquée à la figure 2. Procéder ensuite à l'assemblage des liaisons externes : aux points A et B doivent être soudés les fils provenant du microphone ou d'une autre source, aux points C et D les fils pour l'interrupteur, en E le fil rouge positif et en F le fil noir négatif de la prise de la pile.

En dernier réunir les fils provenant des points C et D aux fils de l'interrupteur, fixer l'antenne sur le circuit imprimé et mettre le tout dans le boîtier, comme l'indique la figure 4. L'antenne doit être assemblée en dernier en la passant dans le trou prévu pour elle sur le boîtier.

MISE AU POINT

● Régler un récepteur recevant la FM sur une fréquence quelconque sans émission.

● Visser le trimmer C_5 avec un petit tourne-vis isolé jusqu'à ce que vous notiez la disparition du bruit de fond ; si de temps en temps vous entendez dans le haut-parleur un sifflement dû à un accrochage entre le microphone et le haut-parleur, alors éloignez-vous du récepteur et parlez au microphone.

● Eventuellement perfectionner l'accord en retouchant le fonctionnement de la radio.

LISTE DES COMPOSANTS

R_1	Résistance 56 k Ω .
R_2	Résistance 33 k Ω .
R_3	Résistance 1,5 k Ω .
R_4	Résistance 3,3 k Ω .
R_5	Résistance 82 k Ω .
R_6	Résistance 560 Ω .
C_1	Condensateur 5 μ F.
C_2	Condensateur 20 μ F.
C_3	Condensateur 1 μ F.
C_4 , C_7	Condensateurs 1 000 pF.
C_6	Condensateur 4,7 pF.
C_5	Condensateur variable 3,3 + 18,5 pF
L_1	Bobine
T_1	Transistor AC128.
T_2	Transistor AF124.

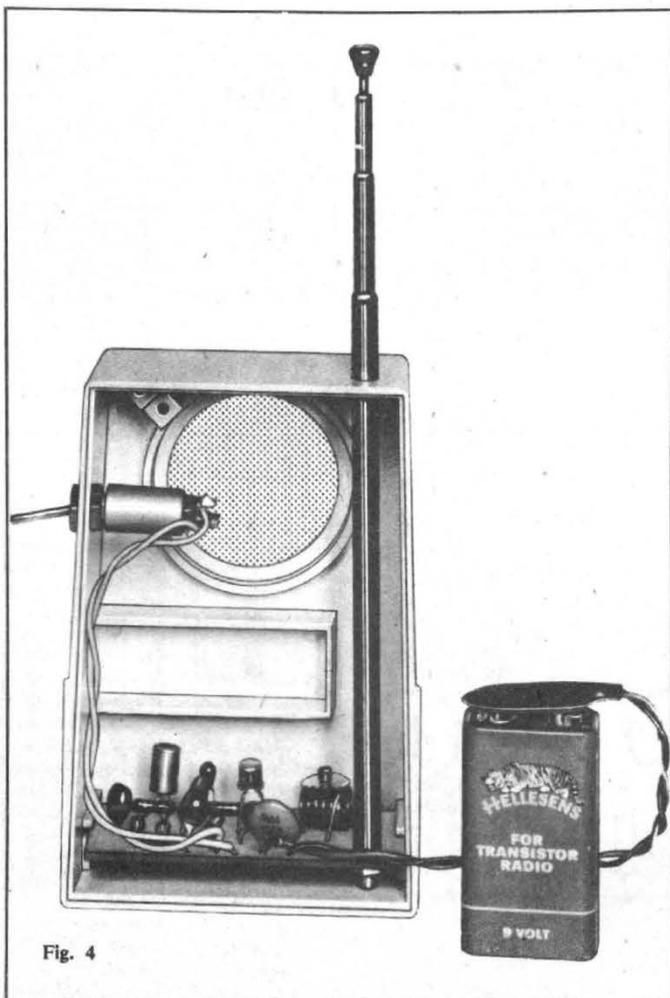


Fig. 4

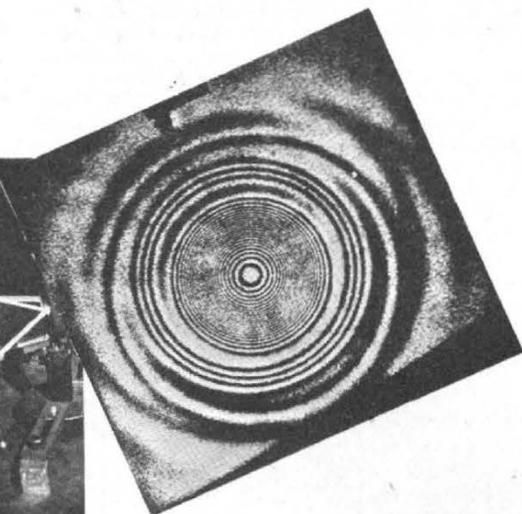
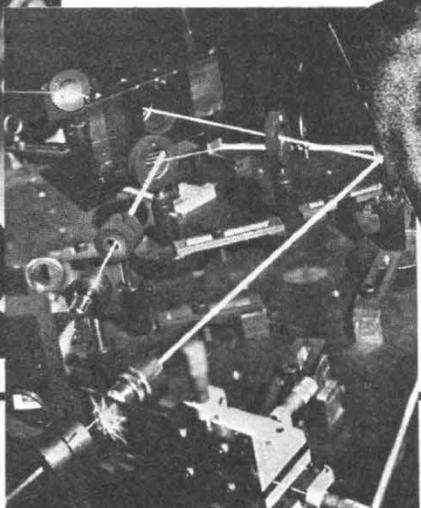
KIT SHOP

Le KIT est une affaire de spécialiste !

Le seul spécialiste en France aussi bien organisé pour vous servir, vous renseigner et suivre vos travaux.

Chez KIT-SHOP, un KIT acoustique ne s'achète pas simplement dans un carton. Tous nos modèles sont comparables instantanément par dispatching.

Kit Shop Bastille :
47, Bd St-Denis
75003
- PARIS - tél. 277.68.93
Kit Shop Alésia :
55, rue de Gergovie -
75014 - PARIS - tél. 734.42.83



LES

LASERS

XASERS ET MASERS

D'UNE manière générale, on provoque une émission de rayons X en bombardant une anticathode métallique avec des électrons fortement accélérés. Les raies obtenues correspondent à des transitions entre les couches profondes des atomes du métal de l'anticathode; elles mettent en jeu des énergies de l'ordre de 1000 eV, c'est-à-dire mille fois plus importantes que celles du spectre optique. La réalisation d'un laser à rayons X (un « xaser ») va donc requérir, elle aussi, des énergies très élevées.

LE XASER DE KEPROS : UNE ERREUR ?

J.G. Kepros, E.M. Eyring et F.W. Cagle Jr., de l'université de l'Utah ont, à la fin 1972, observé l'émission de rayons X durs, émission annoncée comme étant la première émission laser aux grandes longueurs d'ondes. Comme dans le domaine optique, ils auraient au préalable réalisé une inversion de population; le pompage optique a été effectué au moyen d'un laser à néodyme fournissant des impulsions lumi-

neuses durant 20 ns, de 30 J, à une longueur d'onde égale à 1,06 μ . Ce faisceau laser, localisé à l'aide d'une lentille cylindrique, bombarde une toute petite surface d'une gélatine mélangée avec une solution de sulfate de cuivre. Il se formerait un plasma d'électrons, responsable de l'émission de rayons X.

La puissance de pompage utilisé par le groupe d'Utah (1,5 GW) est un million de fois plus faible que la puissance théorique nécessaire à l'obtention d'une émission laser. Selon B. Lax et H. Guenther, seuls des lasers à néodyme délivrant 1000 GW, dans des impulsions d'une durée de la picoseconde sont susceptibles d'exciter des fonctionnements laser dans le domaine des rayons X mous. Pour obtenir des rayons X durs, comme ceux qui auraient été observés par Kepros et ses collaborateurs, les puissances requises seraient supérieures au million de gigawatts, et la durée des impulsions serait de l'ordre du millième de picoseconde : c'est bien au-delà des conditions expérimentales caractérisant l'expérience de Kepros.

Toutes ces prévisions théoriques paraissent donc quelque peu pessimistes quant à la véra-

cité des résultats de Kepros. Pour le moment, la réserve est de rigueur, d'autant plus que l'expérience a été répétée au Naval Research Laboratory et le taux de réussite paraît faible.

Le dernier en date des commentaires sur ces expériences est celui de Thomas A. Boster, du Lawrence Livermore Laboratory. Pour T.A. Boster, Kepros et ses collègues ont simplement observé des décharges électrostatiques entre les diverses sections du film utilisé pour détecter les rayons X : la bobine de film se serait ainsi comportée en condensateur à plaques parallèles.

L'expérience de Kepros a été réalisée au moyen d'un film médical, protégé de la lumière et des rayons X mous. Il est par contre sensible à l'effet des rayons X durs.

Contestés, les travaux de Kepros conduisent à des observations qui ne s'expliquent pas aisément : pourquoi le chercheur a-t-il effectivement observé une tache sur le film lorsque celui-ci était placé à 30 cm du gel ? Pourquoi, en refaisant l'expérience, avec un film placé à 110 cm du gel, Kepros a-t-il observé, de nouveau une tache sur le film, de diamètre identique à celle de la première

expérience ? Comment se fait-il que les dimensions des taches, sur les deux films, soient les mêmes ? Kepros pense qu'il est en présence de rayonnement cohérent (ce qui expliquerait les dimensions identiques des taches) de rayons X durs.

Le problème du xaser de Kepros reste donc entier !

LE MASER, A L'AUTRE EXTRÉMITÉ DU SPECTRE

Dans le domaine des hyperfréquences, le maser (acronyme de Microwave Amplifier by Stimulated Emission of Radiation) fonctionne depuis vingt ans déjà. En 1952, Joseph Weber proposa l'application de l'émission stimulée dans la bande des hyperfréquences, à peu près simultanément avec les physiciens soviétiques A.M. Prokhorov et N.G. Basov du Lebedev Institute, à Moscou.

Les fréquences de ces appareils se situent dans la bande 30 000 à 300 000 MHz, alors que les lasers

ultraviolets et à rayons X sont caractérisés par des fréquences bien supérieures au million de gigahertz.

Le premier maser fut réalisé en 1954 par Charles H. Townes, de l'université du Columbia. En fait, cet appareil fonctionnait en oscillateur ; il fallut attendre deux ans pour qu'un amplificateur fonctionnant suivant ce procédé ; ce fut chose faite après que Bloembergen eût montré, en 1956, la possibilité de faire fonctionner un maser solide grâce à l'utilisation de trois niveaux quantiques. Par la suite, ce domaine a fait l'objet de très nombreux travaux.

Dans un tel maser à trois niveaux :

- le pompage injecte dans la cavité du maser un photon qui permet à un système quantique de monter, du niveau I sur le niveau III,

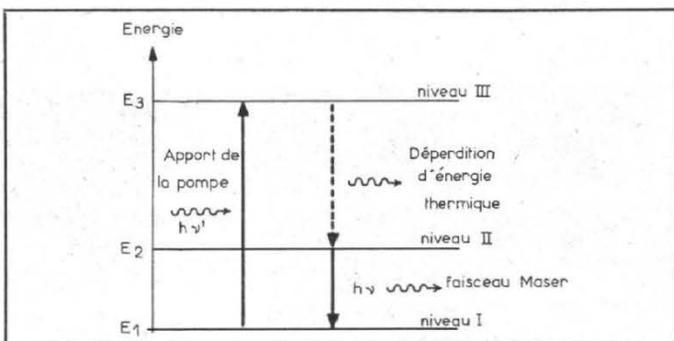
- simultanément un système descend du niveau II au niveau I en émettant un photon « utile »,

- enfin, pour assurer l'équilibre statistique, un système quantique descend du niveau III sur le

niveau II par une transition non radiative. Cette énergie est perdue en chaleur. Le maser plonge dans un cryostat où l'énergie thermique est évacuée.

Les applications du maser appartiennent à deux catégories, amplification et oscillation. Le maser amplificateur est destiné à équiper les récepteurs de radio-

un maser dans l'hélium liquide, le bruit de fond devient 10 à 100 fois plus faible que celui d'un amplificateur paramétrique (le plus sensible des amplificateurs électroniques). A Pleumeur-Bodou, on a installé un maser à ondes progressives, dont le gain est de 20 dB, et dont la largeur de bande atteint 25 MHz : on utilise, non



astronomie et les installations de communications par satellites. Cet amplificateur ne contient aucun faisceau d'électrons, seules les parties « dissipatives » vont créer des bruits de fond : en plongeant

plus une cavité, mais un guide d'onde ; les photons entrent par une extrémité, sortent par l'autre, amplifiés grâce à l'interaction avec la substance active que contient le guide.

Dans un maser oscillateur, contrairement au maser amplificateur, la puissance délivrée importe peu, on pourra toujours l'amplifier. Par contre, la stabilité de fréquence doit être excellente, et la largeur de bande aussi faible que possible. Au lieu d'utiliser des ions de chrome inclus dans un solide (cas du maser amplificateur), on prendra les molécules du gaz ammoniac ou les atomes du gaz « hydrogène atomique », à des pressions aussi faibles que possible pour réaliser un maser oscillateur. Actuellement, les meilleurs masers oscillateurs sont ceux qui utilisent l'hydrogène atomique : ils constituent des horloges et étalons de fréquence. Ils pourraient servir en métrologie, pour mesurer la fréquence d'une oscillation par exemple. On peut encore asservir la fréquence à un champ magnétique appliqué sur le maser : en mesurant la fréquence, on obtiendra un magnétomètre ; des magnétomètres à maser permettent des mesures de champs à 10^{-6} G près.

M. FERETTI

l'auditorium

4 rue A. Chenier 78 VERSAILLES Tél. 950.31.82

Point de vente pilote AKAI

GAMME COMPLETE * DU CHOIX DES PRIX

MAGNETOPHONES STEREO	PLATINES STEREO CASSETTES	CR 80 T : 2 230 F
X 2 00 SD : 4 150 F	GX C 40 D : 1 620 F	ENCEINTES
X 1.800 SD : 3 680 F	CS 50 D : 1 890 F	SW 170 A : 1 460 F
GX 365 : 5 790 F	CR 80 D : (à cartouche) 1 820 F	SW 125 : 900 F
1.720 W : 1 700 F		SW 121 A : 590 F
X 1.810 : 4 030 F	MAGNETOPHONES STEREO A CASSETTE	SW 131 A : 730 F
X 5 : 2 520 F	CS 55 : 2 170 F	SW 180 A : 2 040 F
X 330 : 4 290 F	GX C 40 : 1 830 F	SW 120 : 500 F
PLATINES STEREO	CS 50 : 2 170 F	SW 155 : 1 020 F
GX 365 D : 4 830 F	CR 80 : (à cartouche) 2 170 F	SW 35 (la paire) : 680 F
GX 280 D : 4 640 F	AMPLIS	SW 30 (la paire) : 395 F
M 11 D : 2 720 F	AA 5.200 : 1 490 F	NDS 70 (la paire) : 800 F
GX 220 D : 3 670 F	AA 5.500 : 1 930 F	CASQUES
4.000 D : 1 510 F	AA 5.800 : 2 570 F	AS E 20 : 139 F
X 1.810 D : 3 650 F	AA 6.100 (quadri) : 1 300 F	AS E 22 : 164 F
X 200 D : 3 360 F	AMPLIS TUNERS	AS E 9 S : 116 F
X 165 D : 2 500 F	AA 8.500 : 3 600 F	MICROS
X 330 D : 3 850 F	AA 6.600 : 2 480 F	DM 13 : 133 F
MAGNETOPHONE QUADRIPHONIE	AA 6.300 : 2 140 F	UM 101 : 217 F
1.730 SS : 3 270 F	AA 6.200 : 1 780 F	MAGNETOSCOPES
PLATINES QUADRI	AS 8.100 S (qua) : 3 300 F	VTS 110 compl. : 10 810 F
1.800 D SS : 3 990 F	AA 8.080 : 2 700 F	VTS 110 DX * : 11 360 F
280 D SS : 5 280 F	AA 8.030 : 2 400 F	VT700 : 7 580 F
1.730 D SS : 2 860 F		VC 115 Caméra à viscour électro. : 3 740 F

KIT SHOP

Kit Shop Bastille : 47- Bd Beaumarchais - 75003
- PARIS - tél. 277.68.93
Kit Shop Aléa : 95 - rue de Gergovie - 75014 - PARIS - tél. 734.42.63

- Reprise aux meilleures conditions de votre ancien matériel contre l'achat d'un ensemble en KIT.
- De très nombreux ensembles HI-FI de reprise vendus entre 40 % et 60 % de leur valeur.
- KIT SHOP pour vous servir : Des heures d'ouverture pratiquées du lundi au samedi

9h à 13h30 et 14h30 à 19h.

2

Pour votre collection, procurez-vous

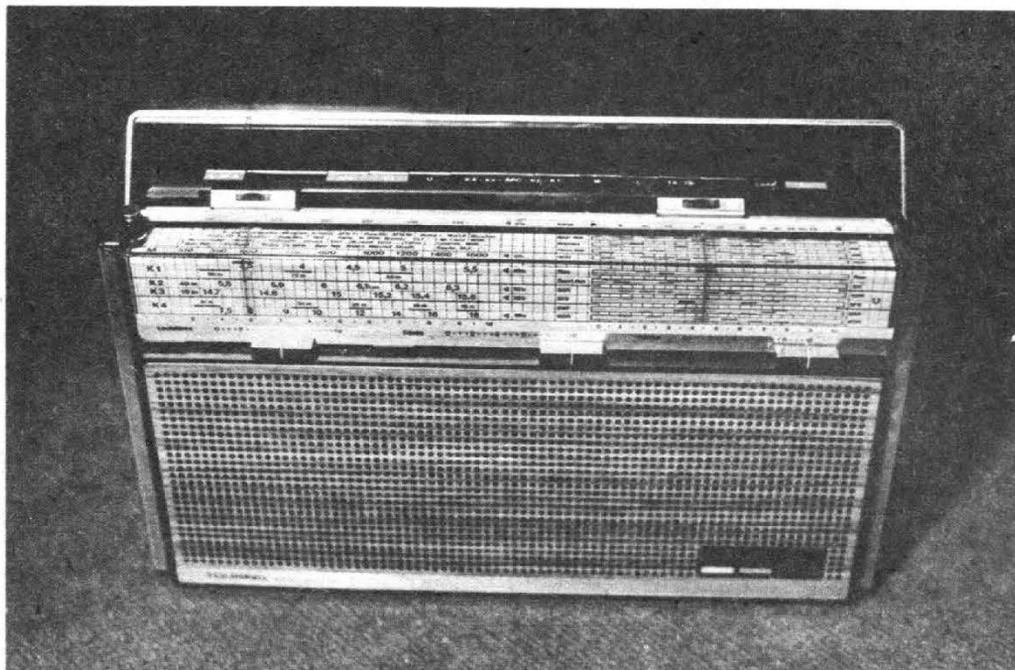
- LA RELIURE « HAUT-PARLEUR » (Marron)
- LA RELIURE « HI-FI STÉRÉO » (Bleu)
- LA RELIURE « ÉLECTRONIQUE PROFESSIONNELLE » (Rouge)

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

Adressez commande à :

LE HAUT-PARLEUR
2 A 12, RUE DE BELLEVUE - PARIS (19^e)
TÉL. : 202-58-30 C.C.P. 424-19 PARIS

LE RÉCEPTEUR ITT SCHAUB-LORENZ TOURING INTERNATIONAL 104



CARACTERISTIQUES

Ce récepteur permet de recevoir les gammes d'onde suivantes :

- FM : 87,5 à 104 MHz.
 - OC1 : 3,1 à 5,5 MHz.
 - OC2 : 5,75 à 6,3 MHz (bande des 49 m).
 - OC3 : 14,75 à 15,75 MHz (bande des 19 m).
 - OC4 : 6,9 à 12,2 MHz.
 - PO : 510 à 1 605 kHz.
 - GO : 146 à 275 kHz.
- 3 stations pré-réglées : 1 en AM, 2 en FM.

Il est équipé de 2 haut-parleurs de 13 x 18 cm et de 5,7 cm de diamètre.

L'alimentation se fait par 8 piles de 1,5 V. A l'aide d'un cordon spécial l'appareil peut être alimenté directement sur le secteur 110 ou 220 V et en voiture sur batterie 12 V, un cordon spécial est prévu pour une alimentation à partir de l'allume-cigare de la voiture.

Ce récepteur peut être utilisé en amplificateur de tourne-dis-

ques ou à partir d'un lecteur de bande magnétique.

Equipement : 4 circuits intégrés, 14 transistors, 4 diodes.

Circuits : 7 circuits AM dont 2 variables par condensateur, 12 circuits FM dont 2 variables par diodes à capacité variable.

— MATÉRIEL NOTAMMENT VENDU CHEZ : —

TERAL : 26 ter, rue Traversière, 75012 PARIS
Tél. : 344-67-00 - 307-47-11 (GARE DE LYON)
MAGASIN OUVERT DE 9 H A 20 H DU LUNDI AU SAMEDI

LE PLUS PETIT RÉCEPTEUR FM TRIUMPH - Pocket radio modèle 138

10 transistors - FM et grandes ondes (GO) - Alimentation piles 9 V - Antenne télescopique incorporée - Dragonne - Dimensions 117 x 73 x 37 mm - Livré avec écouteur individuel coupant le HP et piles 103 F

POSTES RADIO ITT/Schaub-Lorenz

WEEK-END 102.....	610 F	TINY 33.....	218 F
GOLF 103.....	505 F	TOURING INTERNATIONAL.....	728 F
TEDDY 103.....	329 F	TOURING EUROPA.....	590 F

CHAÎNES STÉRÉOPHONIQUES

CHAÎNE 1150 - Stéréo, avec 2 enceintes.....	798 F
CHAÎNE 2000 - Stéréo, avec 2 enceintes.....	1 885 F
CHAÎNE E631 - Stéréo, avec 2 enceintes.....	710 F
CHAÎNE KP820 - Stéréo, avec 2 enceintes.....	585 F

ET TOUTE LA PRODUCTION ITT/SCHAUB-LORENZ

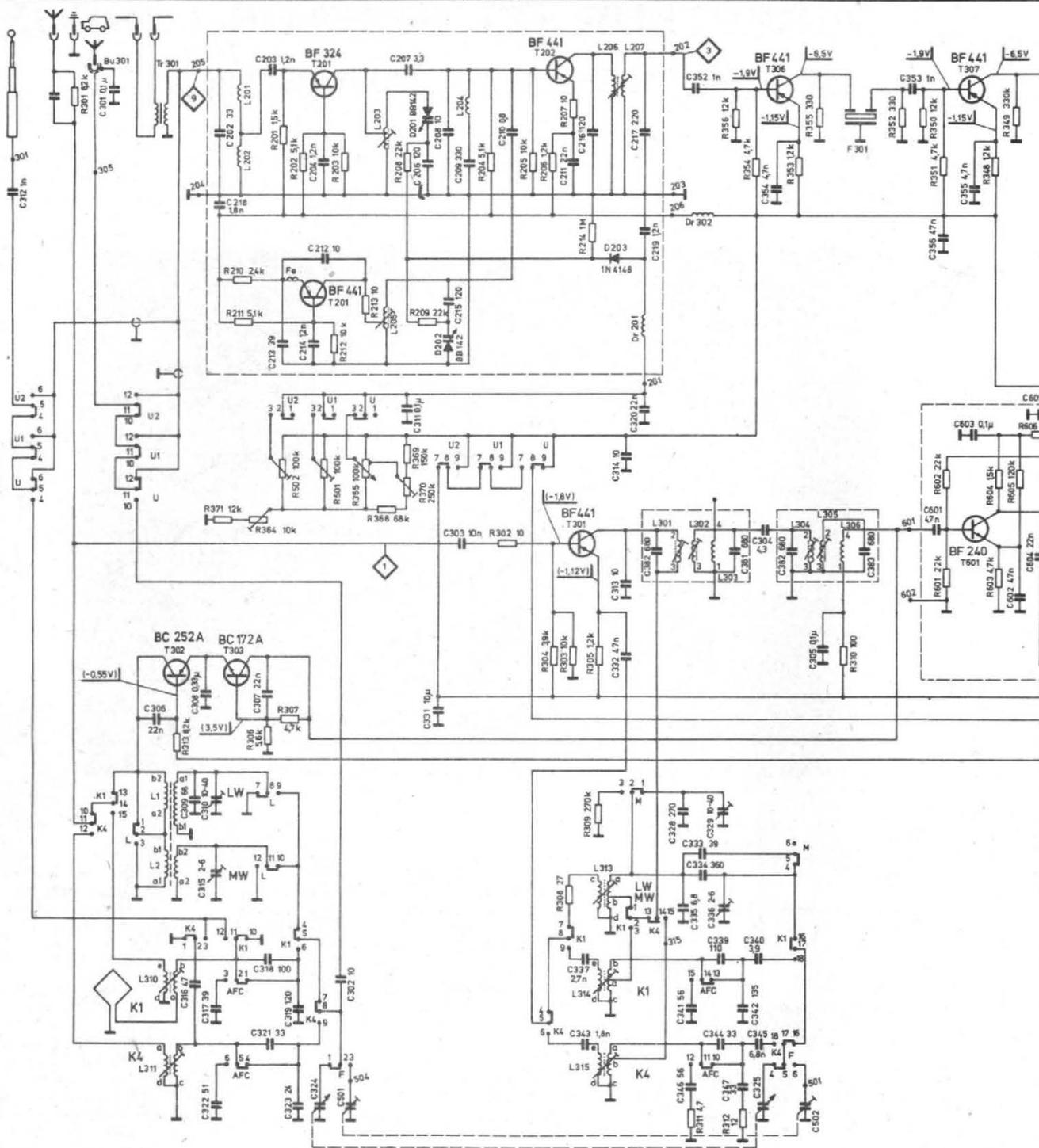
Fréquences intermédiaires :
AM 460 kHz, FM 10,7 MHz.
Puissance de sortie : 4 W.
Dimensions : largeur 38 cm,
hauteur : 21,5 cm, profondeur :
8,7 cm.

PRESENTATION

L'appareil est présenté dans un coffret en bois et matière synthétique. Sur le dessus se trouve un clavier à 12 touches pour la sélection des différentes gammes et des stations pré-réglées la touche AFC, la touche d'illumination du cadran et l'interrupteur marche/arrêt.

La recherche des stations se fait à l'aide de curseurs et l'accord précis à l'aide d'une molette, les commandes de puissance et de tonalité se font également à l'aide de trois curseurs situés sur la face avant.

Au dos de l'appareil se trouvent les prises pour raccordement au secteur et alimentation sur batterie automobile, la prise casque et haut-parleur supplémentaire, la prise pour le branchement d'un



tourne-disque ou d'un magnéto-
phone, les prises pour antenne
extérieure et prise de terre,
l'accord des stations préréglées.

LE SCHEMA

Ce récepteur est de concep-
tion très moderne il utilise 4 cir-
cuits intégrés et deux diodes à
capacité variable.

Partie FM : La tête HF utilise
trois transistors deux BF441 et

un transistor BF524 et deux diodes
à capacité variable.

La fréquence intermédiaire est
de 10,7 MHz l'amplification FI
est assurée par 2 transistors
BF441, le discriminateur est un
circuit intégré TBA480.

Partie AM : Le transistor oscil-
lateur est un BF441, la fréquence
intermédiaire est de 460 kHz
l'amplification FI est assurée par
le transistor T601, BF240 et le
circuit intégré TAA91D. La dé-

tection est assurée par la diode
D601-1N60.

Partie BF : Les signaux recuei-
lis après détection AM ou FM
sont préamplifiés par un transis-
tor BC172B puis envoyés aux
circuits correcteurs de tonalité, puis
l'amplification de BF est assurée
par le circuit intégré TB810.

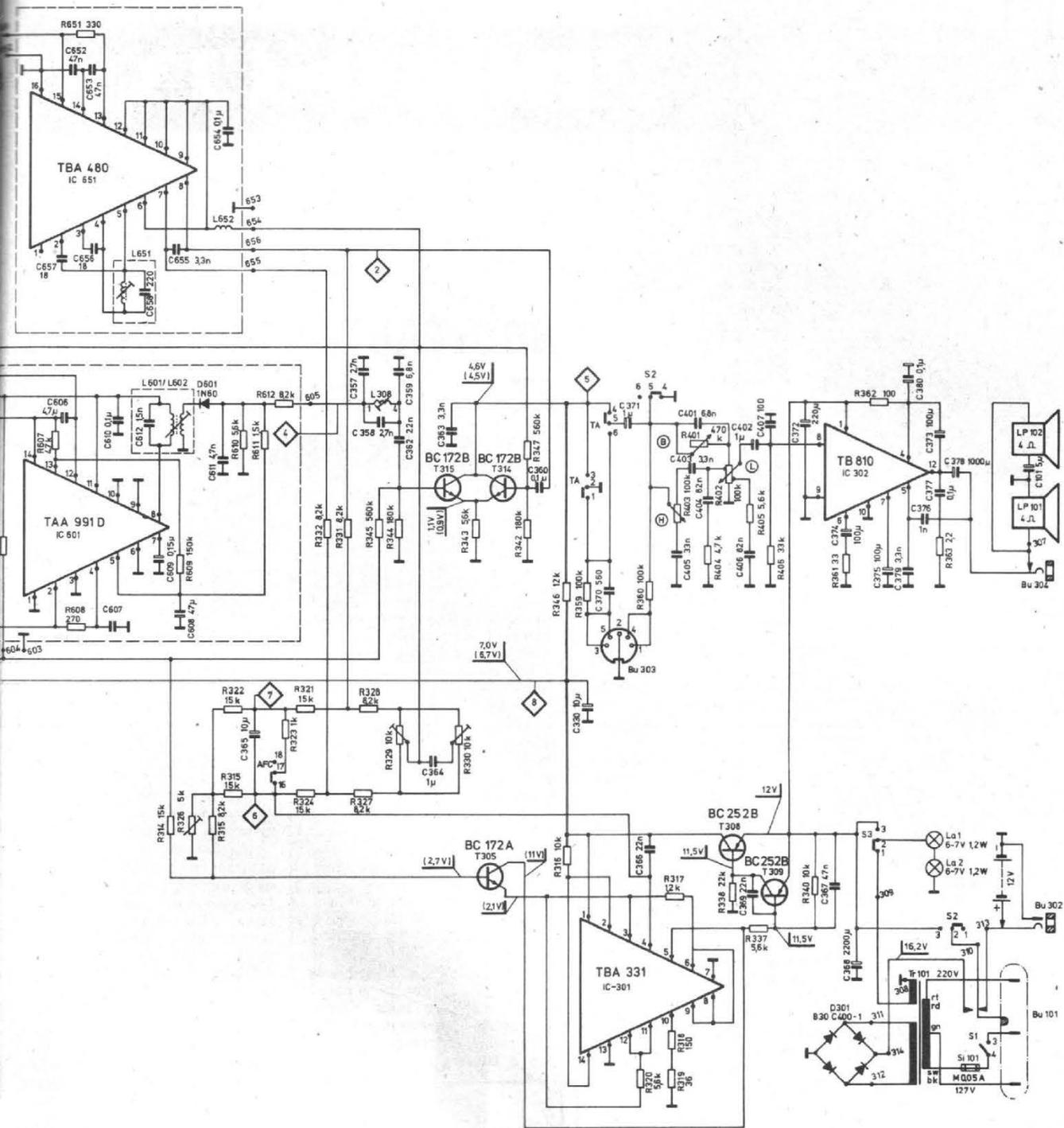
Conclusions : Ce récepteur est
tout particulièrement destiné aux
amateurs d'ondes courtes. Le
constructeur n'a rien négligé pour

faciliter son utilisation (3 alimen-
tations possibles). Sa conception
est très moderne. La sensibilité est
bonne tant en AM qu'en FM et
la musicalité très convenable pour
un appareil portatif.



LE RECEPTION TRIUMPH POCKET 138

Récepteur pocket présenté en
boîtier plastique. 2 gammes d'on-
des FM de 88 à 108 MHz, GO



155 à 275 kHz. Puissance de sortie : 300 mW. Fréquences intermédiaires : FM : 10,7 MHz, AM : 455 kHz.

Antenne FM télescopique. Antenne ferrite incorporée pour les GO.

Haut-parleur de 7 cm de diamètre.

Ecouteur magnétique (8 Ω).

Alimentation par pile 9 V.

Dimensions : 11,5 × 7,5 × 3,5 cm.



Lorsque vous vous adressez à nos annonceurs

recommandez-vous de notre revue,

vous n'en serez que mieux servis.

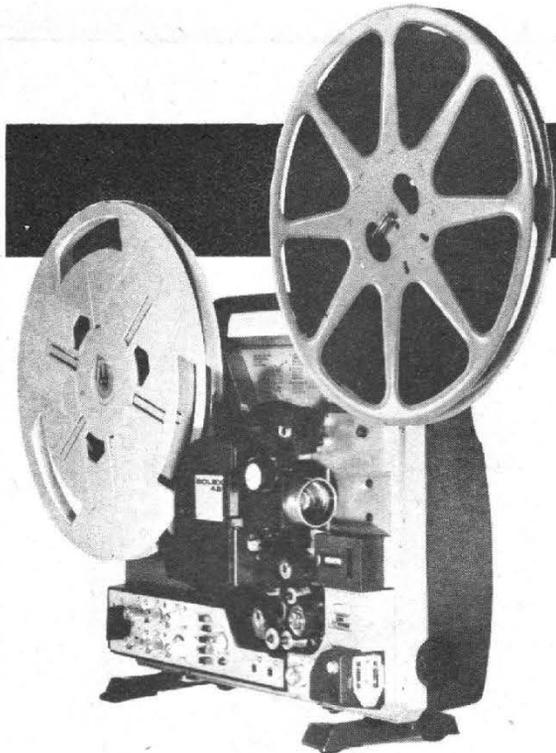


PHOTO-CINE

NOUVEAUTÉS TECHNIQUES ET CONSEILS PRATIQUES

LA PRISE DE VUES A DEUX IMAGES PAR SECONDE

La prise de vues en séquences à vitesse lente permet des applications spéciales très intéressantes, en particulier, pour le reportage et la documentation, les études techniques et scientifiques.

Un nouvel appareil japonais Canon permet ainsi de photographier à la vitesse minimale de deux images à la seconde. Le défilement du film et l'armement sont commandés automatiquement par un moteur mécanique à ressort, qui se remonte en tournant simplement la poignée de l'appareil. On peut ainsi obtenir 20 vues en un seul remontage.

Cet appareil demi-format soit la moitié du format normal 24×36 , c'est-à-dire 18×24 , utilise cependant des films 35 mm standard. Il est muni d'un dispositif de prise de vues simplifié, à la fois, pour l'évaluation des distances et le choix du temps de pose.

L'aiguille des distances peut être disposée sur un cadran en face d'un symbole bleu correspondant à la distance moyenne hyperfocale de l'objectif. L'aiguille du posemètre actionnée par la cellule photoélectrique et que l'on aperçoit dans le viseur doit alors se trouver également dans une zone bleue située à la partie inférieure droite de ce viseur.

LES OBJECTIFS TRAITÉS PAR BOMBARDEMENT ELECTRONIQUE

Nous avons déjà signalé les progrès des objectifs traités, dont les lentilles reçoivent une ou deux couches de produits minéraux sublimés, ce qui permet de réduire les risques de réflexion entre les surfaces de séparation, d'éviter les pertes de lumière et de netteté.

Pour obtenir une exposition correcte, il faut modifier la quantité de lumière qui passe à travers l'objectif, en réglant l'ouverture du diaphragme et la vitesse d'obturation; on utilise généralement des objectifs de grande ouverture, mais ils posent des problèmes d'obturation. Pour les atténuer, on augmente le nombre des éléments optiques mais, en même temps, la perte de lumière due à la réflexion sur les surfaces libres risque de devenir considérable.

Les objectifs zooms, c'est-à-dire à focale variable très puissants pour les caméras couleurs peuvent compter jusqu'à 50 ou 60 éléments et la lumière ne peut être transmise d'une manière convenable si les lentilles antireflets comportent une seule couche, de là, l'intérêt des traitements *multi-couches*.

Le matériau utilisé pour le dépôt d'une couche très mince est constitué par du chlorure de magnésium, dont l'efficacité est cependant très faible, et les réflexions ne peuvent être supprimées complètement pour les

verres à faible réfraction. Il en résulte la formation d'images fantômes et de lumières diffuses réduisant le contraste et affaiblissant le rendu des couleurs.

Un traitement multi-couches assure une meilleure protection: il permet de réduire dans une proportion très importante la réflexion sur un verre à faible indice de réfraction, qui ne peut être amélioré par un traitement à couche unique et assure des images nettes et brillantes, même lorsque les conditions d'éclairage sont peu favorables et le rendu des couleurs est amélioré. (Tableau 1).

Il existe cependant deux méthodes pratiques de traitement — Dans la première on utilise l'action de la chaleur, dans un procédé identique à celui adopté pour le traitement à couche unique; l'autre méthode, nous l'avons déjà noté, a recours à un bombardement électronique par canon à électrons, ce qui permet

de favoriser des matériaux à très haut point de fusion, on peut ainsi effectuer des traitements à 2, 3, 4 ou même 5 couches, mais il faut conserver leur transparence, leur solidité, et l'uniformité d'épaisseur.

Dans la méthode E.B.C. adoptée par Fuji un canon à électrons projette ainsi un faisceau électronique, qui réalise un dépôt d'oxyde de zirconium de quatre à cinq couches successives; deux matériaux peuvent être appliqués alternativement, et permettre ainsi un revêtement de onze couches assurant une protection maximale de n'importe quel verre optique. Le système par résistance chauffante est, sans doute, moins coûteux, mais il ne permet qu'un choix limité de matériaux; l'alternance des couches, le contrôle de l'épaisseur et de la transparence sont beaucoup plus difficiles à obtenir.

Ce traitement peut assurer une transmission de lumière à

TABLEAU 1

Nombre de surfaces (k)	TRANSMISSION (%)			
	Non traité T = (0.95) k	Une couche T = (0.98) k	Trois couches T = (0.995) k	EBC T = (0.998) k
2	90	96	99	99.6
4	81	92	98	99.2
6	73	88	97	98.8
10	59	81	95	98.0
20	35	66	90	96.0
30	21	55	86	94.1
40	13	45	81	92.3
50	8	36	78	90.4
60	5	30	74	88.6

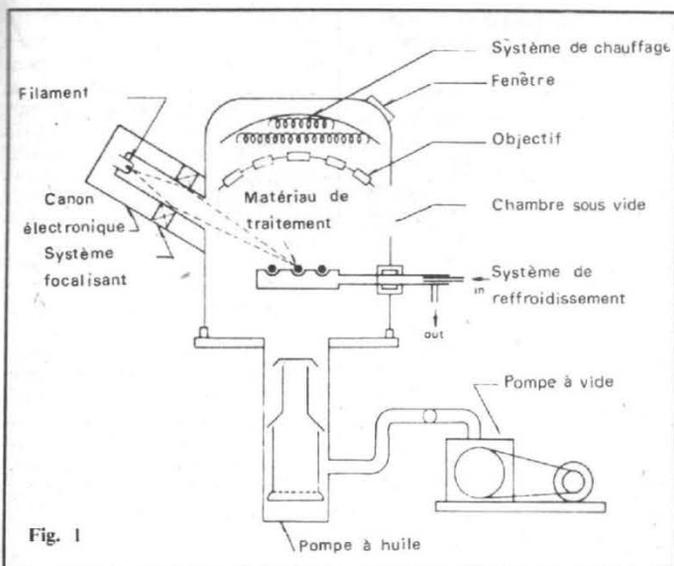


Fig. 2

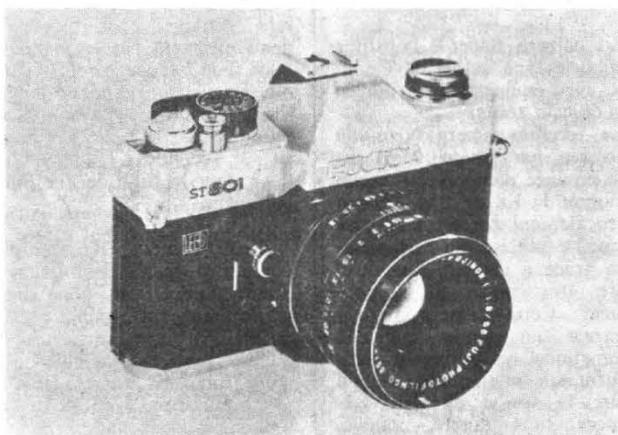


Fig. 3

99,8 % avec une réflexion de surface ainsi réduite à 0,2 %. Les objectifs ainsi traités sont également étudiés spécialement en ce qui concerne l'équilibre du rendu des couleurs et l'action des radiations ultra-violettes. Tous les objectifs peuvent sans doute être améliorés par un traitement de ce genre. Ceux qui sont le plus spécialement perfectionnés par ce procédé sont aussi ceux qui comportent le plus d'éléments; modèles à grande ouverture, à grand angle, et zooms, car la transmission de la lumière décroît pour chaque élément supplémentaire. Ainsi, pour un objectif traité avec une seule couche, et dont l'indice de réflexion est de 1 %, la lumière transmise par le premier élément est de 98,01 % elle est de 96,06 % pour le deuxième, 94,15 % pour le troisième, 92,27 % pour le quatrième, 90,44 % pour le cinquième, 88,65 % pour le sixième.

constante après 100 000 prises de vues.

On voit ainsi, sur la figure 4, un agrandissement du viseur avec les sept diodes émettrices de lumière. Nous avons déjà noté ce système indicateur; lorsque seule la diode du centre s'allume, l'exposition est correcte; lorsque cette diode s'allume, et que celle du dessus s'allume à moitié, cela signifie une surexposition d'un quart de diaphragme (b).

Lorsque l'opérateur voit s'allumer ensemble les deux diodes comme en c, cela indique une surexposition d'un demi-diaphragme.

Lorsque la diode centrale s'allume à moitié, et que celle du dessus s'allume totalement, la surexposition atteint 3/4 de diaphragme, comme on le voit en d. Enfin, lorsque la diode au-dessus de la diode centrale

Des objectifs ainsi traités sont montés sur un nouveau modèle réflex mono-objectif Reflex 24 x 36 Fujica ST 801 qui comporte également, comme nous l'avons déjà signalé, un contrôle d'exposition original effectué au moyen de sept diodes émettrices de lumière sans aucune aiguille indicatrice. Le posemètre comporte, d'autre part, non pas des cellules au sulfure de cadmium, mais au silicium qui présentent des particularités originales (Fig. 2, 3, 4).

Le viseur constitue ainsi un véritable centre de contrôle permettant à lui seul le contrôle de plusieurs réglages avec trois systèmes différents de mise au point rapide, stygmomètre, micro-prisme et anneau dépoli. L'opérateur obtient une vitesse de 1/2 000^e de seconde, qui reste

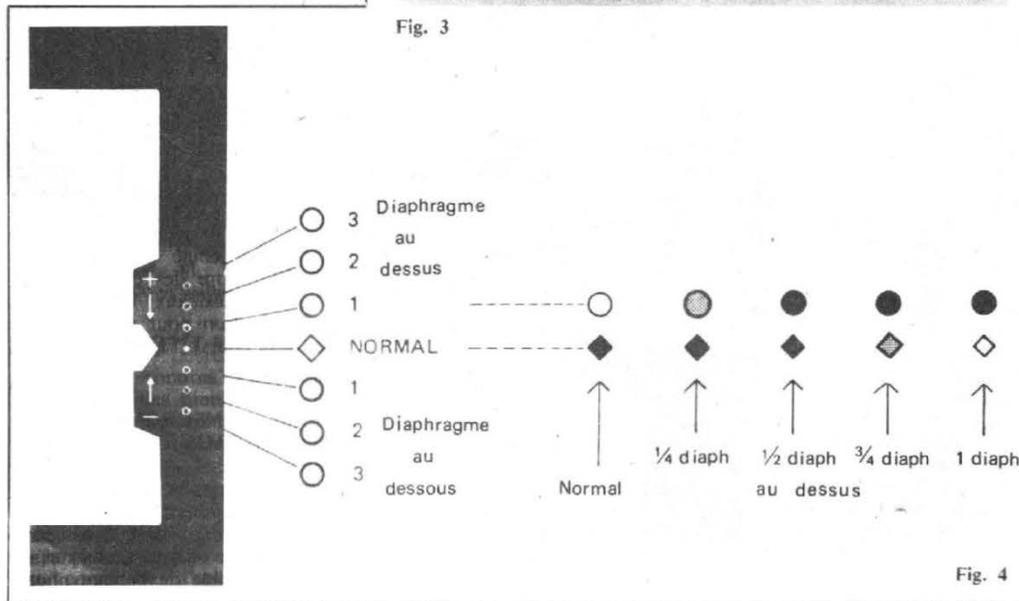


Fig. 4

s'allume seule, la surexposition atteint un diaphragme, comme on le voit en e.

Pour les autres diodes, le principe est le même; l'opérateur peut ainsi connaître avec précision le résultat qu'il va obtenir.

La lecture est effectuée à pleine ouverture jusqu'à ce que l'obturateur soit déclenché. La cellule au silicium est sensible à la plus grande partie du spectre lumineux et son temps de réponse est deux fois plus rapide que celui des cellules au sulfure de cadmium conventionnelle. Un système à transistor à effet de champ amplifie le signal transmis par la cellule au silicium, et le transmet à un circuit intégré L.S.I à plus de 400 éléments, qui coordonne ainsi l'effet de la lumière réfléchi par le sujet, la sensibilité du film, l'ouverture du diaphragme et la vitesse d'obturation et transmet les indications aux diodes lumineuses.

NOUVELLE CAMERA SUPER 8

La caméra Super-8 constitue le modèle type actuel de l'amateur, avec équipement au moyen d'un objectif zoom.

La récente caméra **Nizo-480** distribuée par **Photo 3 M** est ainsi équipée d'un objectif zoom Variogon F 1,8 de 8 à 48 mm de focale, qui permet une mise au point précise au millimètre près, grâce à l'emploi d'un télé-mètre très précis à sectionnement. Cette caméra permet d'obtenir un fondu enchaîné automatique en appuyant simplement sur une touche, ce qui assure la fusion de deux séquences sans dureté optique. Trois vitesses sont prévues : 18, 24 et 54 images/seconde

avec automatisme de prise de vue image par image, à des cadences variables de 6 images/seconde à 2 images/minute. (Fig. 5).

La mesure de la lumière incidente est réalisée automatiquement à travers l'objectif, avec possibilité de réglage manuel mais, lorsque les conditions de lumière sont insuffisantes, le temps d'exposition peut être augmenté, ce qui permet les effets spéciaux et les prises de vues la nuit. Enfin, l'appareil peut être relié à une source d'énergie extérieure, telle que la batterie d'accumulateurs d'une voiture.

Dans la même série, une caméra **Nizo type 800** est munie d'un objectif zoom F : 1,8 de 7 à 80 mm, c'est-à-dire d'un rapport de 11,4, utilisable manuellement ou avec moteur débrayable. Le micro-moteur électrique pour prise de vues et réglage du zoom, est alimenté par six piles sèches contenues dans un chargeur placé dans la poignée.

L'obturateur est du type rotatif variable, avec blocage à demi-ouverture par levier, possibilité de blocage en pleine ouverture pour pose longue, fondu enchaîné automatique, retour en arrière de 65 images en 3 secondes 1/2, synchro-flash pour la prise de vue image par image.

Cette caméra très complète comporte spécialement un générateur d'impulsions pour bande magnétique, qui produit une impulsion par image ou toutes les quatre images, facilitant ainsi d'une manière remarquable la synchronisation avec un magnétophone séparé, par exemple, à cassettes et à tête magnétique supplémentaire.

LA SYNCHRONISATION ET LA SONORISATION DES FILMS A PISTE OPTIQUE

Les projecteurs sonores à films à piste sonore offrent une solution pratique remarquable de la sonorisation des films réduits en particulier, Super-8. Ils assurent la correspondance exacte des images et des sons : ils peuvent servir pour la post-sonorisation et peuvent également être combinés avec des systèmes de prises simultanées d'images et de sons, en employant des caméras et des magnétophones à cassettes récents étudiés à cet effet.

Un grand nombre de nos lecteurs semblent, d'ailleurs, s'intéresser particulièrement aux problèmes de la construction et de l'emploi de ces projecteurs à films à piste sonore et, dans les articles prochains, nous espérons pouvoir étudier les progrès récents des projecteurs à films à piste magnétique et leur emploi.

Il y a, cependant, un autre procédé de principe, également ancien, mais qui attire à l'heure actuelle de nouveau l'attention pour les applications audiovisuelles. C'est la sonorisation des images de formats réduits, non plus au moyen d'une piste magnétique, mais **par une piste photographique**, également placée en bordure des images.

C'est là, le procédé toujours utilisé pour les films professionnels de grandes salles. Les films sonores, quels que soient leurs formats, comportent une piste sonore photographique contiguë aux images, et sur laquelle les sons sont, en quelque sorte, photographiés, au lieu d'être inscrits magnétiquement.

L'enregistrement de cette piste sonore et celui des images peuvent être exécutés sur des films sensibles distincts ou sur le même film, et la bande positive porte, à la fois, les images et la piste sonore.

La reproduction des sons enregistrés est obtenue au moyen d'un faisceau lumineux très fin qui traverse la piste sonore, défilant à une vitesse rigoureusement uniforme et égale à celle de l'enregistrement et vient frapper une cellule photo-électrique qui engendre des courants électriques musicaux utilisés après amplification pour actionner des haut-parleurs (Fig. 6).

L'INSCRIPTION PHOTOGRAPHIQUE

L'opération d'enregistrement optique ou photographique proprement dite comporte ainsi l'impression sur une surface photo-sensible de l'image photographique latente correspondant

aux sons enregistrés. Cette image est ensuite développée et fixée au laboratoire et l'on obtient aussi une bande sonore négative; puis on effectue, à l'aide de cette bande sonore négative et par les moyens cinématographiques habituels, un tirage qui permet d'obtenir une bande positive. C'est une bande positive qui doit permettre la restitution des sons enregistrés par une lecture photo-électrique.

En ce qui concerne l'enregistrement proprement dit, on distingue toujours les inscriptions de densité photographique fixe et de largeur variable, simples oscillogrammes en dents de scie, dont un des côtés est noir et l'autre transparent, et les enregistrements à densité photographique variable dans le sens de défilement de la piste et à largeur constante, qui offrent l'aspect de petites bandes étroites ou barreaux empilés les uns au-dessus des autres et d'opacité photographique variable.

En principe, un dispositif d'enregistrement photographique des sons peut être représenté par le schéma des figures 7 et 9. Les ondes sonores enregistrées font vibrer la plaque d'un microphone relié à un amplificateur, actionnant, à son tour, un dispositif modulateur, contrôlant l'intensité ou la direction d'un faisceau lumineux qui vient frapper le film sensible. Ce dernier défile d'un mouvement uniforme derrière une fente étroite ménagée dans la paroi d'une chambre noire. Le dispositif modulateur peut, d'ailleurs, être constitué par la source lumineuse elle-même, dont on fait varier l'intensité sous l'action des courants microphoniques.

À la reproduction, nous vous l'avons indiqué, on fait agir sur le film photographique un pinceau lumineux très étroit provenant d'une source lumineuse ponctuelle. La piste sonore, animée d'un défilement uniforme, se comporte comme un obturateur à surface ou à opacité variable et l'on obtient un faisceau modulé suivant les variations de l'inscription acoustique. Ce faisceau lumineux est dirigé sur une cellule photo-électrique, et les courants à fréquence musicale obtenus sont transmis à un amplificateur actionnant des haut-parleurs.

LES PRINCIPES DES ORGANES TRADUCTEURS SON-LUMIERE

La transformation des modulations électriques en modulations lumineuses est extrêmement délicate, parce qu'il est indispensable de traduire instantanément des variations de courant par des

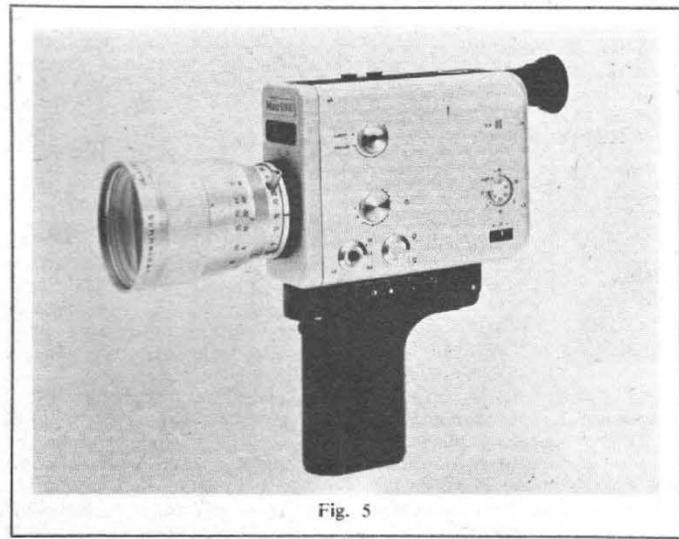


Fig. 5

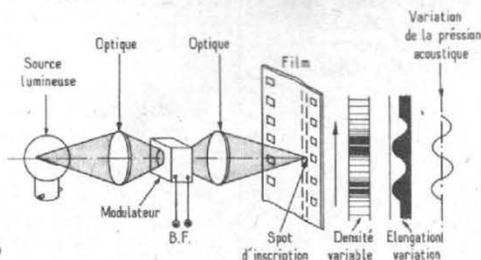


Fig. 6

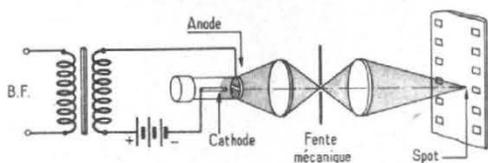


Fig. 7

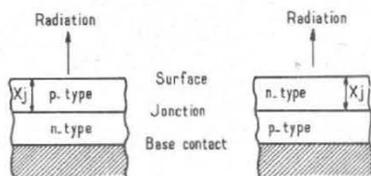


Fig. 8

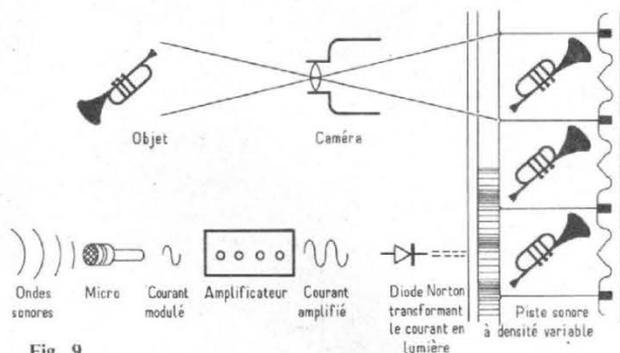


Fig. 9

variations de lumière, pour obtenir finalement un enregistrement de qualité.

Une lampe à incandescence ordinaire alimentée par un courant à tension variable change constamment d'éclat, mais ces variations ne correspondent pas aux variations de courant, par suite de l'inertie calorifique du filament à incandescence et la lampe ne pourrait donc convenir pour l'enregistrement des sons.

Les dispositifs de traduction de la modulation électrique en modulation lumineuse sont établis d'après les principes des quelques appareils primitifs employés dès le début pratique de l'inscription photographique : le galvanomètre à miroir modifié ou oscillographe de Blondel, le galvanomètre à cordes, les lampes à atmosphère gazeuse ou la cellule de Kerr. Les lampes modulatrices à gaz sont ainsi basées

sur un principe simple ; les premiers dispositifs étaient formés par des sortes de tubes de Geissler luminescents à deux électrodes, avec atmosphère d'hélium à basse pression. L'intensité de la lumière produite par le tube relié à un amplificateur à basse fréquence variait suivant les variations mêmes du courant microphonique et impressionnait la surface sensible.

L'ÉCLAIREMENT VARIABLE

Les pistes sonores assurant la sonorisation des films suivant la méthode photographique appartiennent ainsi finalement à deux catégories : la piste à elongation variable, qui offre un dessin sous forme de dents plus ou moins irrégulières de la modulation, et la piste à densité variable qui est composée d'une suite de bandes ou stries contiguës et

parallèles plus ou moins opaques.

Mais tous ces systèmes d'enregistrement comprennent :

a) Une source lumineuse assurant l'impression de la surface sensible ;

b) Un modulateur de lumière qui transforme les variations de tension électrique alternative de la modulation microphonique en variations de lumière ; mais la source lumineuse elle-même peut aussi être modulée directement, ce qui combine les deux effets ;

c) Un système optique forme, enfin, sur la surface sensible du film animé d'une vitesse constante une image lumineuse très fine perpendiculaire au sens de défilement du film. Pour obtenir une piste sonore, on peut ainsi, tout d'abord, modifier l'éclairage et faire varier la brillance de la source, ou agir sur la transmission de la lumière.

Les types de dispositifs les plus simples utilisés pour obtenir ce résultat sont les tubes à lueurs, dont la brillance varie suivant le rythme de la modulation enregistrée.

Comme nous l'avons noté plus haut, ce système a été l'un des premiers adoptés pour l'enregistrement sonore photographique, mais les premières ampoules employées ne produisaient pas des effets constants au fur et à mesure du vieillissement, en raison, en particulier, des modifications de fonctionnement suivant la température.

Ces dispositifs sont cependant particulièrement simples, puisque la source lumineuse d'impression et le modulateur sont combinés ; la lueur produite par le passage du pinceau électronique émis par la cathode suit les variations de la tension modulée, et il suffit de former sur le film, au moyen d'un dispositif optique, un « spot » lumineux dont les variations d'éclairage produisent sur le film une impression photographique variable.

Les premiers tubes devaient être polarisés par une tension continue et le choix du point de fonctionnement était assez critique ; les surcharges de modulation déterminaient des distorsions importantes.

On a modifié le système par la suite, en utilisant un dispositif intermédiaire entre le tube et le film, constitué par un bloc de quartz portant une fente mécanique d'exposition formée par un trait gravé sur une surface argentée.

Mais les difficultés pratiques étaient encore assez grandes ; la fente mécanique était facilement obturée par les dépôts et les poussières, et l'intensité de la lumière produite était assez faible, ce qui exigeait des traitements particuliers et ne permettait pas d'obtenir une qualité sonore satisfaisante.

Le procédé était sans doute remarquable par sa simplicité, et théoriquement il pouvait déjà produire de bons résultats jusqu'à des fréquences de 6 000 à 8 000 Hz ; il demeurait cependant constamment un bruit de fond assez gênant, et le fonctionnement du tube était assez irrégulier, malgré ses perfectionnements, en raison de la production de phénomènes ioniques (Fig. 7).

LE SEMI-CONDUCTEUR PRODUCTEUR DE LUMIÈRE

L'utilisation des semi-conducteurs dans un grand nombre de techniques a permis leur transformation ; on connaît le développement des transistors, ces merveilleux petits éléments amplificateurs et redresseurs qui ne comportent pas de filaments de chauffage ; ils sont alimentés à basse tension et permettent de remplacer des tubes électroniques à vide dans un nombre d'applications de plus en plus grand.

Les semi-conducteurs vont-ils être appliqués désormais également à l'enregistrement photographique des sons et verrons-nous apparaître des dispositifs modulateurs de lumière, qui remplaceront, en quelque sorte, les tubes à lueurs, à filaments ou cathodes chauffés indiqués précédemment, et permettront-ils d'utiliser des procédés d'éclairage variable en bénéficiant de leurs avantages, sans en présenter les inconvénients ?

Ce résultat sera peut-être possible, grâce à l'avènement d'une nouvelle technique qu'on appelle désormais « l'opto-électronique ».

Suivant la théorie de Maxwell, il y a une analogie essentielle entre la lumière et l'électricité. On connaît ainsi déjà des méthodes de transmission des sons et des images par les faisceaux lumineux de lumière naturelle ou cohérente du « laser », mais on peut concevoir des applications beaucoup plus nombreuses et plus fréquentes, dans lesquelles on utilise la transformation de la lumière en électricité et de l'électricité en lumière. La collaboration de l'optique avec l'électronique, peut ainsi se poser fréquemment dans de nombreux domaines.

En fait, beaucoup de praticiens, de même que M. Jourdain faisait de la prose sans le savoir, utilisaient déjà des procédés opto-électroniques depuis longtemps. Dans les dispositifs à cellule photo-électrique, il faut bien utiliser des combinaisons de l'optique avec l'électronique, et encore davantage dans les appareils à amplification de brillance !

Dans la cellule photo-électrique bien connue, l'action de la

lumière sur le système électronique peut déterminer la production de signaux électriques correspondants, mais il s'agit souvent désormais d'obtenir dans des conditions de plus en plus difficiles la transformation inverse du courant électrique en lumière, et c'est là le but recherché évidemment pour réaliser des systèmes modulateurs de lumière, capables d'effectuer l'inscription photographique sur les films sensibles.

LE SEMI-CONDUCTEUR EMETTEUR DE LUMIERE

Les éléments semi-conducteurs constituant des diodes de redressement ou de détection, et dont la plupart sont réalisés au moyen de germanium et de silicium, constituent, on le sait, des sortes de valves ou de soupapes électriques, dans lesquelles le courant ne peut passer que dans un seul sens.

Le passage du courant constitué par les électrons s'effectue, en fait, par un double mouvement à travers ce que l'on appelle la jonction de la diode, ou surface de séparation entre deux zones, dans lesquelles se trouvent des électrons en excès ou au contraire ce qu'on appelle des « trous » ou « lacunes », c'est-à-dire des déficiences d'électrons.

Mais jusqu'ici, ces éléments n'étaient pas utilisés pour obtenir des effets optiques. Les diodes électro-luminescentes, sur lesquelles il faut attirer l'attention, ici en raison de leurs applications possibles au cinéma, sont des diodes particulières, dans lesquelles le courant électrique détermine directement la production de lumière.

Au voisinage de la jonction d'une diode, il se produit des phénomènes de recombinaison; certains électrons viennent combler les « trous », de sorte que les charges négatives et positives s'annulent. Ce phénomène a un effet parasite nuisible dans les éléments ordinaires, parce qu'ainsi une partie du courant fourni par la diode est perdue; mais, au contraire, dans ces nouvelles diodes électro-luminescentes, ce phénomène, qui semblait négligeable et nuisible, assure la production de lumière qui doit jouer le rôle utile.

En effet, à l'énergie libérée par les électrons qui se recombinaient avec des trous, correspond la création d'un photon, ou grain de lumière et, par suite, la production de la lumière avec un excellent rendement (Fig. 8).

Le phénomène ne se produit pas d'une manière sensible et utilisable avec tous les matériaux utilisés jusqu'ici comme semi-conducteurs: on l'a d'abord

constaté essentiellement en employant l'arséniure de gallium; on le réalise avec le carbure de silicium, le phosphore de gallium, le sulfure et le tellure de cadmium. Mais ces phénomènes de recombinaison et d'émission des photons lumineux se produisent uniquement dans une zone minuscule au voisinage de la jonction, et il faut pouvoir assurer la sortie de ces « grains de lumière » pour obtenir une émission lumineuse.

Dans ce but, on supprime presque tout le cristal sur l'un des côtés de la jonction, et on réduit la zone positive de la diode à une couche extrêmement mince, qui peut être traversée par la lumière sous une épaisseur de quelques microns.

Sous l'action du courant, on obtient alors directement de la lumière, dont la modulation correspond exactement au message électrique et dont la couleur dépend du matériau employé.

Avec l'arséniure de gallium, on obtient ainsi de l'infrarouge invisible d'une longueur d'onde de $0,9 \mu$; avec un composé gallium/arsenic/phosphore, la longueur d'onde est de $0,6$ à $0,9 \mu$. La couleur est de l'ordre de l'infrarouge avec une grande proportion d'arsenic; elle est verte avec une plus grande proportion de phosphore (Fig. 4).

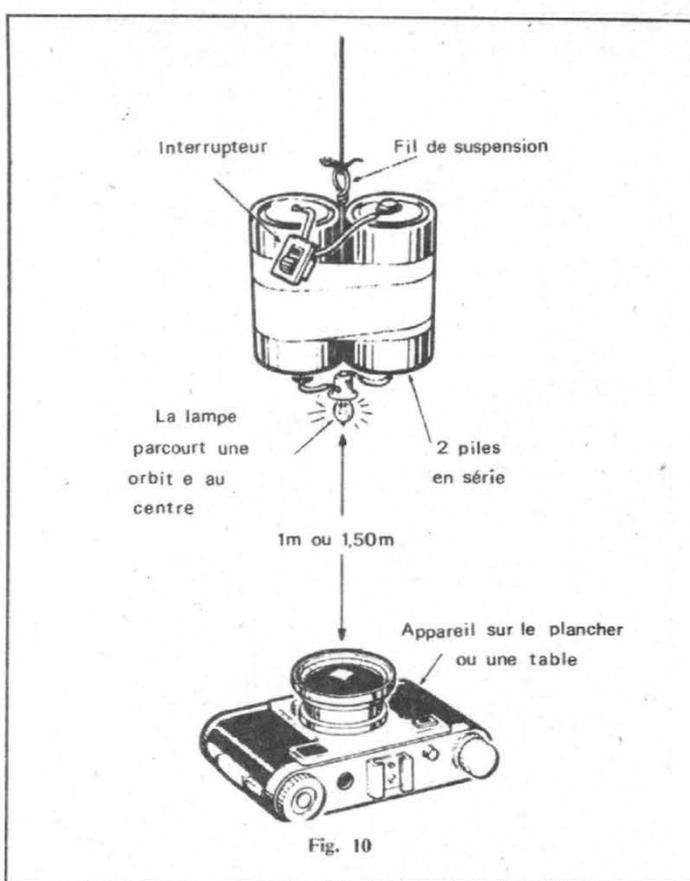
Avec le phosphore de gallium, les rayons sont verts, et le carbure de silicium assure une émission bleu-vert ou jaune dans la gamme visible.

L'ENREGISTREMENT DES SONS PAR DIODES LUMINESCENTES

Ce sont ces diodes à carbure de silicium qui doivent permettre l'enregistrement photographique des signaux sonores par la voie optique, sous une forme nouvelle. En principe, l'élément est simplement alimenté directement par le courant microphonique amplifié; il produit directement une lumière modulée qui impressionne au passage un des bords du film.

La lumière produite est de teinte jaune; l'élément est minuscule, il mesure seulement $0,762 \times 0,762 \times 0,381$ mm; il est donc plus réduit qu'une tête d'allumette! Il est alimenté simplement par de petites piles, comme un transistor, ce qui rend très facile l'utilisation sur des appareils autonomes.

En raison de la réduction de la surface émettant la lumière sous la forme d'un faisceau extrêmement fin, il n'y a plus besoin de lentilles, ni d'aucun



dispositif spécial de concentration, et il suffit de relier la diode à un petit amplificateur à transistors (Fig. 9).

La réalisation de cette diode a, d'ailleurs, été très délicate en raison de la nécessité d'obtenir un carbure de silicium très pur traité à très haute température; il s'agit, d'autre part, d'un corps extrêmement dur, comparable au diamant et, par suite, très difficile à façonner et à polir, mais, par contre, extrêmement durable.

Des résultats pratiques ont déjà été obtenus: les enregistrements réalisés permettent une audition sur une bande de fréquences s'étendant jusqu'au-delà de 6.000 Hz, ce qui est satisfaisant pour les films d'amateur et, dès à présent, la méthode est applicable rapidement sur les caméras sonores habituelles.

On peut espérer une production industrielle rapide, et ainsi la possibilité d'utilisation de ce procédé d'enregistrement remarquable, qui constituerait, en fait, un renouveau des méthodes anciennes d'inscription à éclair variable; car, bien souvent, là encore, des principes abandonnés sont de nouveau mis en honneur, grâce à l'emploi de nouveaux procédés techniques!

LA PHOTO PAR AMPOULE OSCILLANTE

Les effets photographiques que l'on peut obtenir facilement avec un appareil de petit format sont très nombreux et presque illimités; il ne s'agit pas seulement de prise de vues d'objets ou de sujets réels, mais d'effets artistiques et graphiques très variés.

C'est ainsi que l'on peut obtenir sur un film en noir et blanc ou en couleur des dessins géométriques complexes et mystérieux simplement en plaçant l'appareil photographique horizontalement sur une table ou même sur le plancher, l'objectif dirigé vers le haut, et en disposant au-dessus, à une distance de 1 m ou 1,50 m, une petite ampoule lumineuse de lampe de poche suspendue au bout d'un câble et à laquelle on fait décrire une certaine orbite plus ou moins circulaire ou elliptique.

On peut sans doute utiliser pour cette opération un petit bloc de lampe de poche, mais il suffit d'attacher ensemble deux éléments de piles torches comme on le voit sur la figure 10. Bien entendu, la prise de vue doit être effectuée dans l'obscurité, et l'obturateur de l'appareil photographique est ouvert.

L'ampoule à incandescence oscille et trace sur le film des

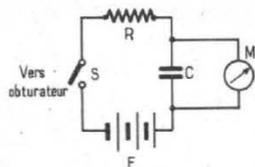


Fig. 11

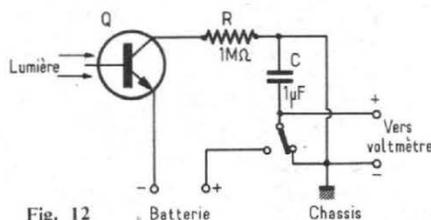


Fig. 12

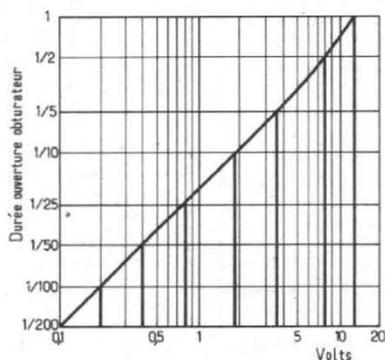


Fig. 12 b

traits lumineux; on obtient finalement des mouvements combinés et des dessins très curieux. Au lieu de traits apparaissant en blanc sur noir, on peut obtenir des traits colorés avec des films couleur au moyen de filtres orange, jaune, vert ou rouge, qui sont disposés sur l'objectif.

Il suffit d'un film assez peu sensible de l'ordre de 50 à 64 Asa, et un diaphragme d'ouverture réduite de F:16 ou F:22. Si l'on veut, bien entendu, un dessin complexe, le temps de pose doit être assez long, de l'ordre de quelques minutes. La mise au point de l'objectif doit être précise et correspondre à la distance entre l'ampoule lumineuse et l'objectif.

COMMENT CONTROLER UN OBTURATEUR AVEC UN VOLTMETRE

Le contrôle de la vitesse d'obturation peut être effectué de façons très diverses et nous en avons déjà signalé quelques-unes; on peut même utiliser à cet effet un téléviseur.

Mais il y a un moyen simple et assez peu connu pour vérifier avec une précision suffisante la vitesse d'obturation, sans employer de technique stroboscopique, et même sans placer de film dans la caméra.

En principe, un transistor au silicium qui, normalement, présente une fuite extrêmement faible, est utilisé comme un contacteur sensible à la lumière, pour charger un condensateur pendant la durée d'ouverture de l'obturateur.

Un voltmètre électronique mesure la tension aux bornes du condensateur; puisque cette tension dépend avec précision de la durée de charge de condensateur, il est possible de lire directement la durée d'ouverture de l'obturateur sur un graphique. Il est ainsi possible de contrôler les vitesses d'obturation tout au moins d'une seconde à 1/200^e de seconde, et même des vitesses beaucoup plus élevées, si le voltmètre électronique est suffisamment sensible.

Tout le problème consiste à évaluer la relation entre la charge et la durée pour un circuit résistance-capacité. Considérons ainsi le circuit de la figure 11: l'obturateur de la caméra actionne le contacteur S qui ferme le circuit du condensateur C monté en série avec une résistance R. Le voltage aux bornes de C est mesuré par l'appareil de contrôle M, et indique la durée pendant laquelle le circuit a été mis en action.

Il est cependant nécessaire, en pratique, de modifier ce montage de principe. D'abord, dès

que l'appareil de mesure M a été relié aux bornes du condensateur C, celui-ci commence à se décharger; il est bon ainsi d'employer un condensateur de capacité suffisante, et un appareil de mesure à haute résistance, pour permettre d'obtenir une lecture assez précise avant que la charge ait disparu.

On peut noter que R et M constituent un diviseur de tension aux bornes de la batterie E, et que la tension maximale aux bornes de C est la même que celle qui est indiquée aux bornes de M.

Au moment où l'obturateur est ouvert, le condensateur C agit comme un court-circuit, et il n'apparaît pas de tension aux bornes de M jusqu'au moment où C a reçu une charge. Pour des vitesses d'obturation élevées, le condensateur C reçoit une charge très faible et M ne permet de lire qu'une tension très faible.

Pour cette raison, la valeur de R doit être faible comparée à la résistance de M, et E doit être assez élevée pour assurer une tension maximale aux bornes de C, et des lectures efficaces pour des vitesses élevées d'obturation.

La dernière et sans doute la plus nécessaire modification du circuit de principe consiste à trouver un contacteur permettant de synchroniser le fonctionnement dans les meilleures conditions avec l'obturateur de la caméra. Une cellule photo-électrique actionnée par la lumière passant à travers l'obturateur constitue sans doute l'obturateur le meilleur et, d'ailleurs, très employé. Nous pouvons ainsi utiliser la cellule pour actionner un relais, mais les relais ordinaires sont trop lents pour cette application particulière.

Un contacteur idéal présente une résistance infinie en circuit ouvert, et une résistance nulle en circuit fermé; les contacteurs pratiques ont une résistance finie, même élevée, en circuit ouvert, et une résistance très faible et mesurable en circuit fermé. Comment, dans ces conditions, choisir notre contacteur?

La valeur de la résistance R détermine la durée de charge de C et la précision de l'appareil; la résistance en circuit fermé du contacteur ne doit pas dépasser une petite fraction de la résistance R. La résistance en circuit ouvert du contacteur détermine la perte du courant du circuit, et la tension qui apparaît aux bornes du condensateur C et avec le condensateur S ouvert.

Si la vitesse de l'obturateur que nous voulons mesurer est de l'ordre de 1/200 seconde, il faut donc calculer la tension qui apparaît aux bornes du condensateur C. Un rapide calcul en utilisant la loi d'Ohm

nous montre que la résistance en circuit ouvert de S ne doit pas être inférieure à plusieurs milliers de mégohms; il faut ainsi trouver un système photo-électrique qui réponde à ces conditions.

On voit sur la figure 12 un montage schématique avec un voltmètre électronique disposé dans le circuit, et une résistance inférieure très élevée; la capacité du condensateur C combinée avec la connexion du voltmètre électronique évite les problèmes de perte.

La résistance de charge de 1 MΩ est petite en comparaison de la résistance du voltmètre, et la plus grande partie de la tension de la batterie est appliquée sur le voltmètre.

Le contacteur S est remplacé par un transistor au silicium photo-sensible. On peut utiliser une cellule photo-électrique au sulfure de cadmium, mais sa constante de temps est cependant trop longue pour certaines vitesses d'obturation, tandis que la constante de temps des phototransistors au silicium est inférieure à 20 μs. La résistance dans l'obscurité de l'élément transistor est de plusieurs milliers de mégohms; la résistance en lumière modérée s'abaisse à quelques centaines d'ohms.

Le contacteur S est un élément simple, à une seule direction, qui met en circuit ou déconnecte la batterie, et décharge le condensateur dans une position. Le montage est très facile en plaçant le phototransistor dans un cylindre en matière plastique de protection avec une pièce collée.

Pour contrôler la vitesse d'obturation, on connecte le voltmètre et le dispositif sur la gamme envisagée, en utilisant un graphique du genre de celui indiqué sur la figure 12 bis. On ouvre l'arrière de la caméra, on ouvre complètement le diaphragme; on arme l'obturateur et on place la caméra la face vers le bas sur la cellule photo-électrique. Comme source lumineuse, on utilise une ampoule de 100 W placée à une trentaine de centimètres à l'arrière de la caméra.

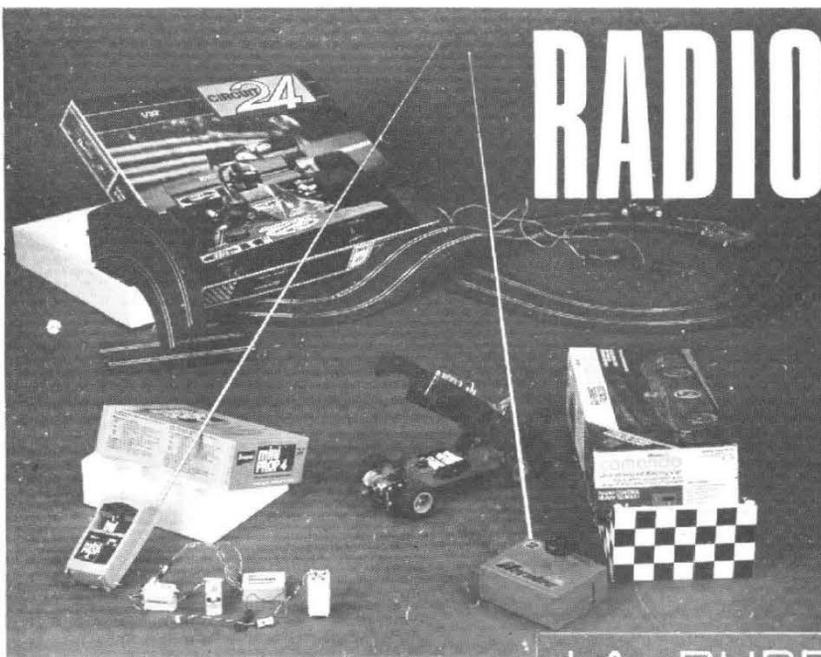
On actionne l'obturateur; on note la pointe de la tension indiquée par la déviation de l'aiguille sur le cadran du voltmètre et on utilise le graphique pour déterminer la vitesse d'obturation.

Si nous avons un voltmètre qui permet des lectures suffisamment précises de tensions inférieures à 0,1 V, nous pouvons contrôler des vitesses d'obturation plus rapides. Il suffit d'ajouter une autre section au graphique, et d'étendre ainsi la ligne vers la gauche. On a, par exemple, une tension de 0,04 V pour 1/500 seconde, et de 0,02 V pour 1/1000 seconde.

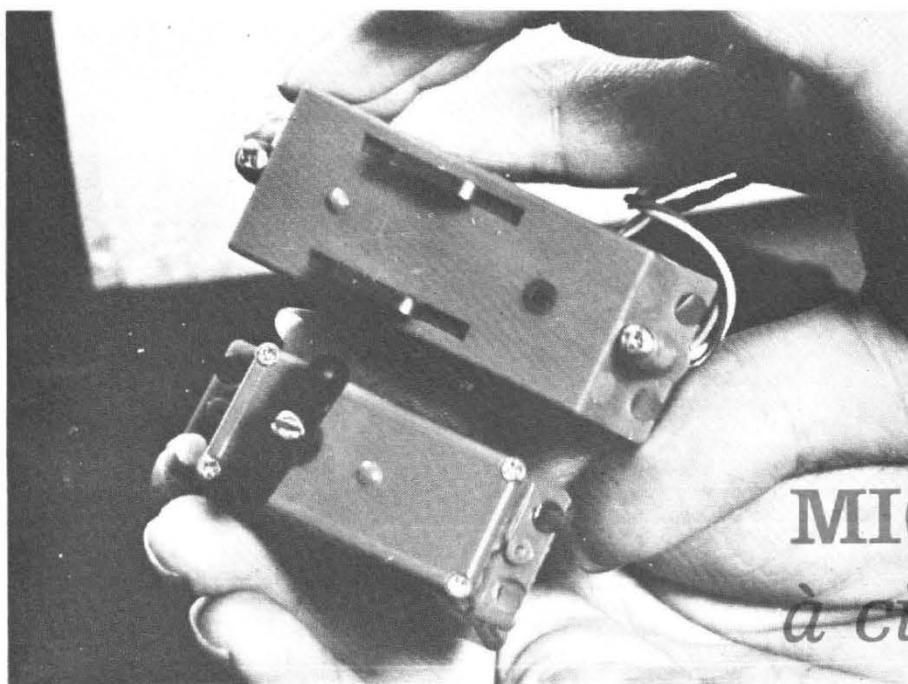
RADIO

COMMANDE

DES MODÈLES RÉDUITS



LA RUBRIQUE DES F1000



MICRO-SERVO

à circuit intégré

De très faible encombrement, puisqu'il ne mesure que $35 \times 35 \times 18$ mm pour un poids de 35 g (qui y aurait pensé il y a 5 ans...) ce micro-servo conserve une grande puissance de traction, identique à celle du Mini-Red bien connu, à telle enseigne qu'il est suffisant pour manœuvrer un train rentrant bien équilibré. En outre, sa consommation au repos est nulle et les neutres sont extrêmement précis.

Le secret de cette réussite réside dans l'utilisation d'un ampli incorporé à circuit intégré de très petite taille qui remplace un circuit dis-

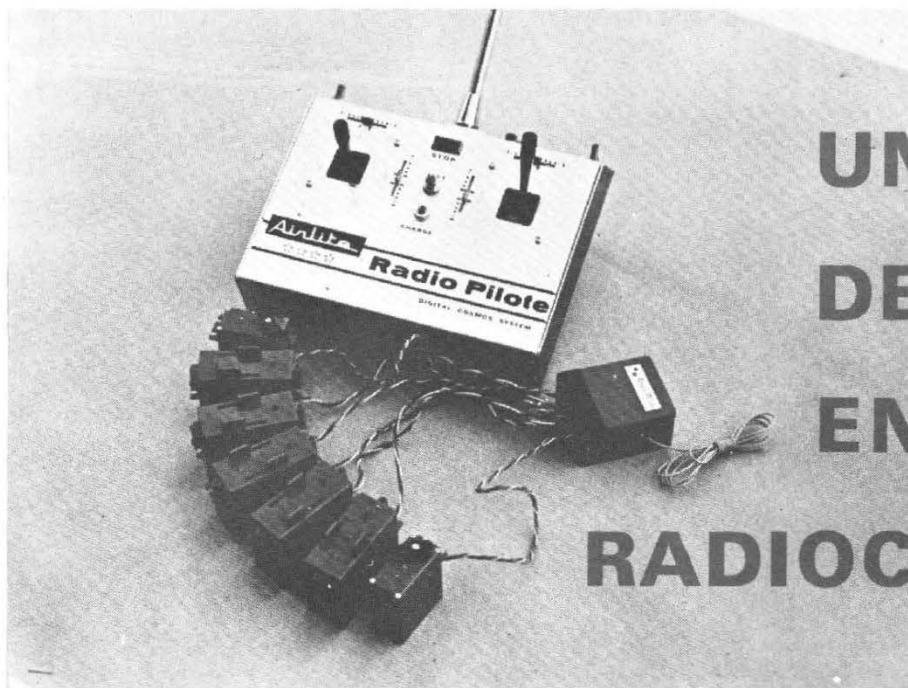
cret équivalent de quelque 17 transistors et diodes, d'où la qualité de l'électronique. On peut même dire que bien qu'en réduisant considérablement les dimensions de l'ampli, on a gagné en qualité. En outre, l'utilisation d'un seul circuit intégré augmente considérablement la fiabilité de l'ampli.

Grâce à ce micro-servo, les petits modèles vont avoir une nouvelle jeunesse, les maquetistes pourront mieux les dissimuler dans l'habitacle, les amateurs de planeurs et de VDP en particulier profiteront d'une consommation

diminuée, sans parler des facilités d'installation dans l'avion ; car, avec ce servo, le système de fixation rapide que nous préconisons reste d'actualité, même bien plus. Je reste pour ma part persuadé qu'il vaut bien mieux pouvoir changer très facilement l'ensemble récepteur servos sans avoir à manipuler trop souvent les prises, plutôt que d'avoir un jeu de servos par avion. Car si les servos sans électronique sont moins chers à l'achat, dès que vous avez

(Suite page 233)

N° 1405 - Page 229



UN PAS DE PLUS EN RADIOCOMMANDE

NOUS étions habitués à voir Radio Pilote présenter un matériel de radio commande aussi élaboré que les ensembles étrangers, mais cette fois-ci, nous rencontrons dans le nouvel ensemble Airlite série Cosmos une technique réellement révolutionnaire et un ensemble R/C d'une rare perfection. Ce nouvel ensemble tant par ses performances que par ses fonctions doit pouvoir satisfaire toutes les catégories de modélisme, du petit planeur à la maquette plus complexe, de même que pour des bateaux ou des autos.

Présentation :

Le nouvel émetteur se présente sous la forme d'un très élégant boîtier en métal oxydé avec réserves poli brillant sur fond brossé léger, avec impressions en noir. La forme générale est celle de l'Airlite dont l'exceptionnelle tenue en main avait séduit les meilleurs modélistes. La disposition des commandes reste inchangée sinon légèrement améliorée pour le confort des mains, et l'accessibilité simultanée de toutes les commandes. Une septième voie optionnelle peut se présenter sous la forme d'un switch pour l'utilisation d'un train rentrant, avec blocage en position « train ouvert ». Toutes les commandes de base sont trimmables autour du neutre, avec une très grande précision, et une lecture facilitée par des repères imprimés sur le boîtier. La grande nouveauté apparente sur le boîtier se compose d'un système de sécurité qui remplace le classique galvanomètre que personne ne regardait, et dont la fiabilité était douteuse. Ce nouveau système se compose d'un voyant lumineux et d'un bouton test. Lorsque les piles ou les accus se déchargent et tombent en-dessous du seuil de régulation, la lampe du voyant lumineux s'allume et prévient ainsi le pilote de la nécessité de se poser rapidement. Pour

plus de sécurité, le système détrimme sur le récepteur une voie au choix du pilote, généralement la direction, ou commande le ralenti, ou la sortie de volets, ou d'un train d'atterrissage. Ceci dans le cas où le pilote n'aurait pas vu le voyant s'éclairer.

Le bouton test placé dessous sert à vérifier la tension de la batterie avant ou pendant le vol. Lorsqu'on appuie dessus la lampe s'allume, lorsque la tension reste au-dessus du seuil de régulation. Dès qu'on lâche le poussoir elle doit s'éteindre. Par contre si après avoir appuyé, la lampe s'allume et ne s'éteint pas ou tarde à s'éteindre, c'est que vous vous trouvez à la limite du seuil et qu'il vaut mieux penser à recharger vos batteries ou changer les piles. Ce système permet en effet l'utilisation de piles puisque l'on peut constamment vérifier leur tension d'utilisation. Le client aura donc le choix à l'achat entre des piles, des accus classiques Deac ou Voltbloc, ou encore des accus à recharge rapide plus chers mais d'une facilité d'emploi remarquable.

Pour terminer avec la présentation de l'émetteur, il faut signaler une idée originale, celle d'un cadre disposé au bas du boîtier, avec l'indication de la fréquence d'émission, le numéro de l'ensemble, et un espace réservé pour que chacun puisse marquer son nom et celui de son club, son numéro de licence PTT, etc. Dans le raffinement de tous ces détails, ce qui frappe, c'est la motivation profonde de tous les organes et le rationnel de la disposition. Il est visible que le créateur est à la fois un utilisateur de l'ensemble. C'est grâce à la compétition et à son expérience que P. Marrot a pu mettre au point un tel boîtier.

Le récepteur également a changé. Il est constitué de deux étages enfermés dans un boîtier en kralastic sur lequel sont fixées les

huit prises femelles, dont une sert à l'alimentation et les sept autres aux sept servos. Pour éviter toute erreur dans le branchement, le détrompeur de la prise d'alimentation est inversé par rapport aux sept autres. Le quartz maintenant interchangeable est enfoncé sur un support de quartz en broches or et support téflon dont le contact est presque aussi bon qu'une soudure et donne plus de liberté pour le choix de la fréquence. Les prises une fois enfoncées sont verrouillées par un capuchon également en kralastic qui fait du boîtier récepteur un ensemble parfaitement homogène, de très petite taille, et pour un poids très réduit. Ce système permet en outre de limiter le faisceau de fils autrefois si encombrant, et chacun pourra ainsi adapter à ses besoins la longueur des fils de chaque servo. La prise d'alimentation également indépendante avec son interrupteur pourra varier en longueur suivant les besoins. L'alimentation de 4,8 V seulement permet d'emporter une charge d'accus beaucoup plus faible que par le passé, ou de passer plus facilement de 500 mA à 1 Ah ce qui intéressera sûrement tous les amateurs de VDP. Deux fils seulement sont nécessaires sur l'accu.

Avec cet ensemble trois sortes de servos sont disponibles, tout d'abord le Minired avec crémaillères, mais maintenant équipé d'un ampli à circuit intégré sans point milieu, comme pour le micro servo, également disponible, et toujours à circuit intégré, mais de taille beaucoup plus réduite et déplacement circulaire par bras ou disque. Enfin un servo pour actionner des volets ou un train rentrant, plus puissant et dont la rotation atteint 180°. Le micro servo est le moins connu encore.

Enfin le choix des servos sera possible à la commande par le client, et aucun servo ne sera plus imposé.

L'électronique :

La grande nouveauté du système réside dans le codeur et le décodeur en circuits intégrés utilisés. La technique M.S.I.* C. MOS COS/MOS dont la grande particularité est la très faible consommation soit 0,001 μ A ce qui n'est presque pas mesurable, en outre avec un seul circuit intégré on possède sept voies pour le prix d'une seule. On peut donc envisager l'achat d'un sept voies en utilisant seulement trois voies comme sur l'ancien Microlite et faire compléter ensuite l'émetteur avec les manches et potentiomètres et racheter les servos complémentaires au récepteur. L'électronique 7 voies étant offerte à l'achat d'un 2 voies.

Technique logique M.O.S. :

Depuis déjà plus de deux ans la technologie M.O.S. (Métal Oxyde Semi-conducteur) a conquis ses lettres de noblesse en offrant à l'industrie électronique un produit de qualité supporté par une production de masse et une disponibilité exemplaire. Le succès de cette technologie et la demande ont incité les firmes de semi-conducteurs à élargir le champ de leurs recherches d'où naissance d'une nouvelle famille de dispositifs étonnants : les M.O.S. complémentaires. Cette technologie confère aux circuits qui en sont issus de nombreuses qualités qui seront appréciées en radio commande :

- Dissipation inférieure au nanowatt (1 milliardième de watt).

- Fonctionnement dans une très large fourchette de tension d'alimentation (de 3 à 15 V pour les circuits standard, 1,3 V pour les

circuits diviseurs qui sont développés pour l'industrie horlogère).

- Plage de température inhabituelle pour les circuits « standards » M.O.S.

- 40° à + 85 °C. Appelés « Civils » en technique DTL ou TTL, plage de fonctionnement garantie par l'ensemble des constructeurs de ces circuits 0 °C à + 70 °C d'où l'intérêt du M.O.S. pour la radio commande.

- Le prix de fabrication des circuits à la demande deviendra très vite inférieur au prix des circuits TTL remplissant les mêmes fonctions, le nombre des opérations de masquage et diffusion étant de 6 pour la technique « M.O.S. complémentaires » et de 8 pour la technique TTL.

- L'utilisation des M.O.S. en paires complémentaires (association d'un M.O.S. canal P avec un M.O.S. canal N dont les portes « isolées » sont commandées simultanément) assure à cette toute nouvelle logique un courant de repos si faible qu'il n'est mesurable que par des professionnels avertis, dans l'échelle des nanoampères. Toutes les fois qu'un dispositif est conducteur, au moins un dispositif complémentaire est tenu « ouvert » et ainsi le courant de repos du circuit suivant est déterminé par le courant de fuite des dispositifs « ouverts ».

- La différence essentielle entre la logique M.O.S. et les logiques TTL, DTL et RTL vient du fait que la consommation des M.O.S. rejoint celle des autres logiques aux très hautes fréquences, l'intérêt principal des

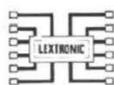
M.O.S. réside dans l'utilisation en basse fréquence et très faible consommation, et c'est le cas de la logique utilisée en radio commande.

Pour revenir à l'électronique de l'émetteur Airlite série Cosmos, nous pouvons dire que la puissance d'émission a été encore augmentée par rapport à l'Airlite classique. La platine « Emission » se trouve placée au centre de l'émetteur, et comporte en plus le système de sécurité et le voyant lumineux (Platine HF soit 72-27-32 MHz).

Quant au circuit du codeur, il a diminué de près de deux fois en surface grâce à l'utilisation du circuit L.S.I. Cosmos, ce qui a permis en outre de le simplifier et de le clarifier. Le gain de place dans le boîtier permet en outre de loger une batterie plus grande ou même des piles pour les petits budgets. La mécanique des manches est encore améliorée et plus douce. Les potentiomètres de commande dont la fiabilité était excellente sont conservés, seule la commande des trims est améliorée.

En ce qui concerne les accus, je dois souligner l'importance des nouveaux accus VR à recharge rapide (3 minutes), d'excellente qualité, bien supérieurs aux Deac qui sont fort recommandés pour les utilisateurs intensifs, ou faisant de la compétition. Seul défaut le prix encore élevé.

L'électronique du récepteur est restée conventionnelle pour l'étage « réception » avec des améliorations sensibles sur la bande passante. Le choix de composants miniatures comme les MF 7 x 7 permet de clarifier le câblage tout en conservant une taille très



LEXTRONIC-TÉLÉCOMMANDE

25, rue du Docteur-Calmette - 93370 MONTFERMEIL - Téléphone 936-10-01 - C.C.P. LA SOURCE 30.576-22

Magasin ouvert tous les jours de 9 heures à 20 heures. Fermé dimanche et lundi

vous propose :

- sa fabrication d'**ENSEMBLES DE TELECOMMANDE DIGITALE**, modèles classiques et de compétition. Livrés sous forme de kits ou montés.
- le plus grand choix de **MAQUETTES DE MODÈLES RÉDUITS, MOTEURS, ACCESSOIRES**, etc.
- son rayon de **PIÈCES DÉTACHÉES ÉLECTRONIQUES**.

Quelques prix :

- Boîtiers pupitres super-luxe, entièrement percés, en plastique moulé, avec embase d'antenne. Prix **65 F et 68 F**
- Stick 2 voies, monté avec ses 2 potentiomètres **50 F**

demandez NOS CATALOGUES

- catalogue « Vert » 73 (4,50 F en T.P.).
- catalogue « Maquettes » (7 F en T.P.).

NOM et PRENOM :

RUE : N°

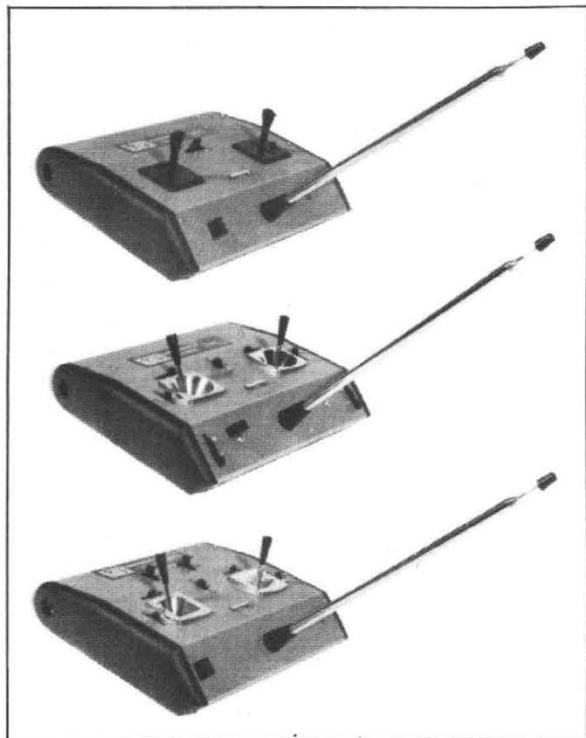
VILLE :

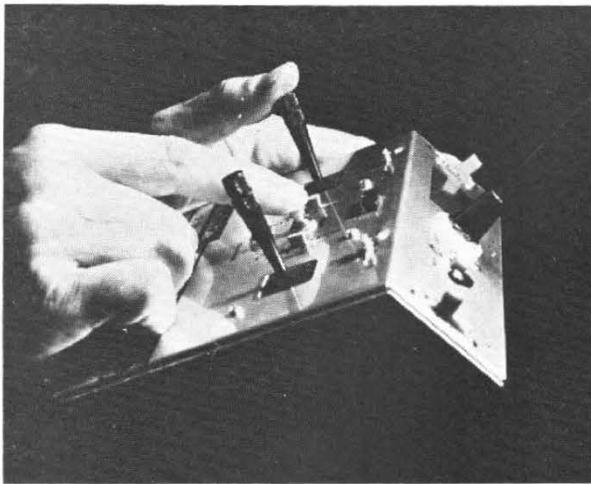
N° CODE POSTAL :

QUALITÉ

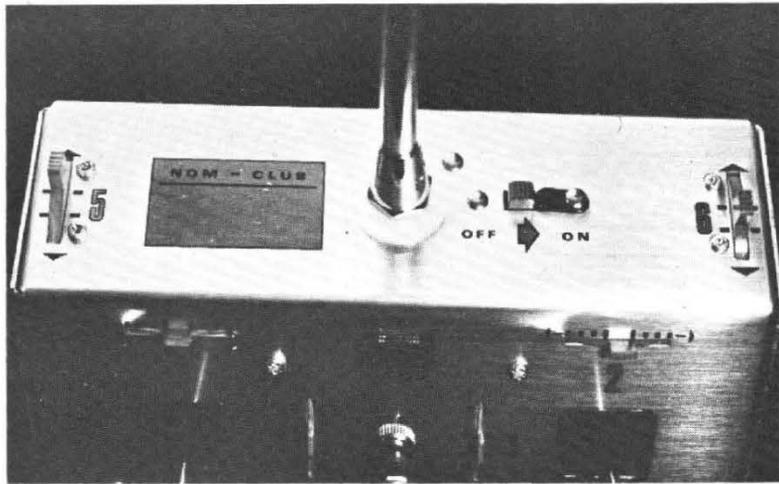
Documentation
« Nouveautés 73 »
contre
2 F en timbres

PRIX

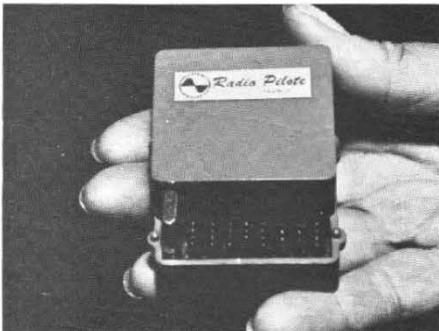




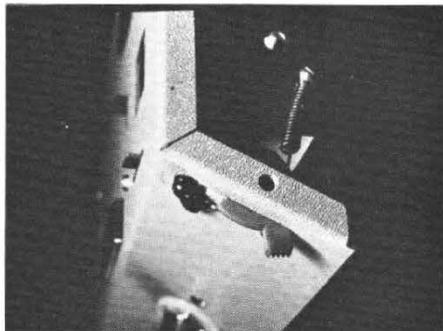
2



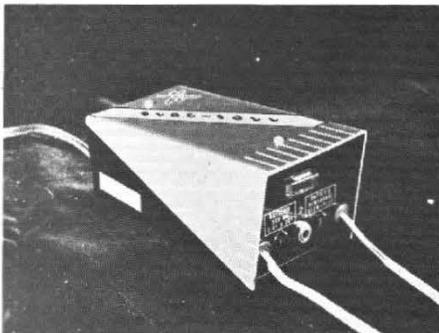
3



4



5



6



7

2 et 3. — Présentation de l'appareil.

4. — New Recept Cosmos 2 à 7 voies poids 45 g.

5. — Détail de commande basculante crémaillère (sortie de train).

6. — Chargeur 3 fonctions.

7. — Batterie émission 8,2 V à recharge rapide.

réduite du circuit, ce qui facilite les dépannages et évite tout risque de courts-circuits. Le circuit décodeur par contre se trouve réduit par le circuit M.S.I. Cosmos et son câblage est à la portée d'un enfant de sept ans tellement il est clair et simple. Ne croyez pas pour autant que le circuit réel soit diminué car le circuit M.O.S. représente un décodage complexe de sept voies et remplace des dizaines de transistors, diodes et résistances et permet même pour un encombrement bien moindre, de disposer d'un circuit bien plus élaboré et fiable, ayant en outre une consommation négligeable comme nous l'avons vu précédemment.

Etant donné la simplicité générale du câblage, on pourrait envisager facilement sa construction en kit. En effet pour clarifier la partie radio-récepteur, et grâce à l'emploi du circuit décodeur M.O.S. on a reporté toute la partie amplification basse fréquence ainsi que le quartz et les prises sur le circuit décodeur ce qui permet de mieux équilibrer le tout.

Les connecteurs sur le récepteur sont d'un nouveau type, avec les fils sortant à 90°, ce qui évite d'avoir à tirer dessus et permet de prévoir sur le récepteur un capot de verrouillage pour les prises et le quartz. On évite ainsi de « scotcher » les prises et le faisceau de fils devient beaucoup plus propre et facile à loger dans le modèle.

L'interrupteur est toujours un modèle à glissière qui a fait ses preuves. Par contre, comme il n'y a plus que deux fils d'alimentation, un positif et un négatif on conserve un interrupteur bipolaire, et on double tous les contacts, d'où une sécurité accrue par une plus grande fiabilité dans le temps.

Ce nouvel ensemble Airlite se complète d'un nouveau chargeur également révolutionnaire, puisqu'il permet à la fois de charger deux ensembles R/C complets ou un accu de démarrage de 4 à 12 Ah. Par ailleurs on peut charger à partir d'une batterie de voiture 12 V ce qui est très intéressant pour ceux qui

campent en vacances ou pour ceux qui volent beaucoup le week-end.

Ce chargeur est régulé électroniquement en courant constant comme le modèle précédent que ce soit sur secteur ou sur batteries de voitures.

Il est présenté en pupitre, sous un volume beaucoup plus petit pour en faciliter le transport.

En conclusion ce nouvel ensemble présente les avantages suivants :

- Extraordinaire tenue en main ; efficacité totale des axes de commande.

- Consommation réduite de l'émetteur et du récepteur.

- Puissance HF accrue, 800 mW.

- Système de sécurité monté d'origine à l'émission.

- Surveillance de tension.

- Super batteries sur option ou alimentation au choix de l'utilisateur.

- Proportionnel Digital en technique M.O.S. d'une avance technique remarquable

le premier constructeur mondial à offrir cette nouvelle technologie avancée.

- Servos entièrement interchangeables ; ampli à circuits intégrés, moteur 4,8 V, 3 fils.
- Quartz interchangeables.
- Neutres très précis, grâce à la stabilisation de tension à l'émetteur.
- Pupitre de commande plus clair et fonctionnel.
- Plus de harnais de fils, mais des prises séparées connectées directement sur le récepteur.
- Poids général beaucoup plus bas.
- Grand choix de servos - 4 types.
- Une technique française dont le service

après-vente reste éprouvé.

- Fréquences 27 ou 72 ou 32 MHz.
- Nouveau type de chargeur plus performant.

En un mot Radio Pilote, avec ce nouvel ensemble possède un an d'avance sur tous ses concurrents étrangers par la qualité de sa technique et le fonctionnel de sa réalisation. Le prix n'étant pas plus élevé que par le passé je suis persuadé que nous avons enfin en France le meilleur ensemble Proportionnel Digital de radio commande quoi que puissent en dire les amateurs de matériel étranger. Ceux qui pensent que le matériel étranger « c'est

meilleur... » même si ce dernier est fabriqué à Hong Kong ou en Corée comme c'est si souvent le cas actuellement.

KRISS

Bibliographie. — Cet article a été réalisé grâce à la collaboration des services techniques de Radio-Pilote.

(Communiqué)

* Medium scale integration.

MICRO-SERVO A CIRCUIT INTÉGRÉ

(Suite de la page 229)

deux avions équipés, vous payez plus cher que si vous aviez un jeu de servos avec électronique. Pour ma part, je change d'un avion à un autre tout l'ensemble récepteur-accuservos pendant que vous changez votre récepteur seul. Bien sûr, vous pouvez aussi avoir deux récepteurs...

Grâce à l'emploi du circuit intégré, il suffit maintenant de trois fils pour relier le servo au récepteur, ce qui diminue encore la taille des prises et enlève au moins un risque de pannes par fil dessoudé.

Le train d'engrenages de ce servo paraît robuste et bien dimensionné, et le compartiment particulièrement étanche, ce qui évite au sable du Pilat de rentrer (par exemple... sans viser personne). L'abandon du système

des crémaillères au profit d'un disque ou d'un bras de commande a deux avantages : 1° la perte des frottements dus aux crémaillères ; 2° la possibilité d'utiliser des tringleries à 90° par rapport au servo.

Rendez-vous compte qu'avec ce servo vous pouvez mettre deux servos de front dans un planeur de 4 cm de largeur au maître couple, ou 3 cm de large si vous les montez en tandem. De même, vous gagnerez 120 g en équipant un mini-multi comme le Djinn ou le Joker et, à cette échelle, ça compte.

Le seul reproche que l'on puisse faire à ce servo reste la faible amplitude du débattement des commandes, mais c'est facile à corriger ; il faut aussi utiliser des guignols miniatures et un petit bras de levier sur le ralenti moteur.

POUR LES MODÉLISTES

PERCEUSE MINIATURE DE
PRÉCISION
(nouveau modèle)



indispensable pour tous travaux délicats sur BOIS, MÉTAUX, PLASTIQUES

Fonctionne avec 2 piles de 4,5 V ou transformateur 9/12 V. Livrée en coffret avec jeu de 11 outils permettant d'effectuer tous les travaux usuels de précision : percer, poncer, fraiser, affûter, polir, scier, etc., et 1 coupleur pour 2 piles de 4,5 V (franco 80,00) **77,00**

Autre modèle, plus puissant avec 1 jeu de 30 outils **121,00**
Prix (franco 124,00)

Facultatif pour ces deux modèles :
Support permettant l'utilisation en perceuse sensitive (position verticale) et touret miniature (position horizontale) **35,00**
Supplément

Notice contre enveloppe timbrée

LES CAHIERS de RADIOMODÉLISME
Construction par l'image de A à Z (36 pages) :

D'un avion radiocommandé **10 F**
D'un bateau radiocommandé **10 F**

INITIATION A LA RADIOCOMMANDE **10 F**

Unique en France et à des prix compétitifs : toutes pièces détachées **MECCANO** et **MECCANO-ELEC** en stock.

(Liste avec prix contre enveloppe timbrée.)

TOUT POUR LE MODÈLE RÉDUIT
(Train - Avion - Bateau - Auto - R/C)

Toutes les fournitures : bois, tubes colles, enduits, peintures, vis, écrous, rondelles, etc.

Catalogue contre 3 F en timbres

RENDEZ-NOUS VISITE
CONSULTEZ-NOUS

Le meilleur accueil vous sera réservé !

CENTRAL-TRAIN

81, rue Réaumur - 75002 PARIS
C.C.P. LA SOURCE 31.666.95

En plein centre de Paris, face à « France-Soir »
M^e Sentier et Réaumur-Sébastopol
Tél. : 236-70-37 et 231-31-03

EXCEPTIONNEL



**BATTERIES
SOLDEES**
pour
défauts
d'aspect
**VENDES
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, 75020 PARIS
Tél. : 797.40.92

et en PROVINCE :

Angoulême : tél. (45) 95.64.41
Aix-en-Provence : tél. (91) 26.51.34
Bordeaux : tél. (56) 91.30.63
Bourg-lès-Valence (Valence) :
tél. (75) 43.15.64
Chalon-sur-Saône : tél. (85) 48.30.39
Dijon : tél. (80) 30.91.61
Fourchambault (Nevers) :
tél. (83) 68.02.32
Gravigny (Evreux), 38 ter, av. A.,
Briand

Grenoble : tél. (76) 96.53.33
Lyon : tél. (78) 23.16.33
Mandelieu (Cannes) : tél. (93) 38.82.11
Mantes : tél. 477.53.08 - 477.57.09
McIntergis : tél. (38) 85.25.48
Nancy : tél. (28) 52.00.11
Nice : tél. (93) 88.16.28
Pau : tél. (59) 33.15.50

**UNE OCCASION UNIQUE
DE VOUS EQUIPER A BON MARCHÉ...**

Pour tous vos besoins concernant la radiocommande des modèles réduits, consultez-nous.

Nous pouvons vous fournir :

- émetteurs et récepteurs tout ou rien 1 à 8 canaux en état de marche ou en kits à monter.
- ensembles émetteurs-récepteurs pour commandes digitales proportionnelles 3 et 6 servos en kits ou en état de marche.
- servos avec ou sans électronique.
- batterie Deac Varta au cadmium nickel.
- moteurs électriques.
- relais.
- composants subminiatures.
- transistors et circuits intégrés.
- etc.

**Nouveau catalogue 73 contre 5 F
Schémathèque contre 5 F**

R. D. ÉLECTRONIQUE

4, rue A-Fourtanier - 31000 TOULOUSE

Allô ! 21-04-92

GÉNÉRATEUR POUR ORGUE ÉLECTRONIQUE

LES générateurs de signaux constituent l'élément central de tout orgue électronique et les problèmes posés par ces éléments sont de plusieurs sortes. La stabilité en fréquence doit être excellente, ce qui nécessite un maître-oscillateur de bonne qualité.

La méthode adoptée actuellement dans beaucoup d'orgues électroniques est celle qui consiste à obtenir, à partir d'un maître-oscillateur calé sur une fréquence haute de la gamme,

toutes les notes des octaves inférieures.

L'avantage de cette méthode est bien entendu, de ne pas avoir de dérive en fréquence entre les diverses octaves, une seule fréquence étant générée par note de la gamme.

Dans le montage proposé ici, ce procédé a été employé et la miniaturisation due à l'emploi d'une cascade de diviseurs intégrés permet l'insertion des 12 modules nécessaires pour constituer un orgue complet dans une minimum de place.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

Il est proposé à la figure 1.

On peut voir tout d'abord que l'oscillateur est un dérivé du montage blocking et qu'il fournit des signaux en dents de scie. Le transistor utilisé est un PNP du type BC204B dont le collecteur alimente à travers 10 kΩ la base d'un NPN (BC238B) qui a pour rôle de mettre en forme le signal de l'oscillateur en le transformant en signal rectangulaire, et même pratiquement carré.

Le collecteur de ce dernier

transistor fournit, à travers un condensateur de 47 nF, la première sortie qui correspond à la note la plus haute obtenue (S₁).

Sur ce même collecteur est reprise l'information qui va solliciter le premier diviseur du circuit intégré SAJ 110.

Ce dernier comporte sept diviseurs. Nous retrouverons donc à la sortie de ce premier diviseur par deux (S₂), un signal carré de fréquence égale à la moitié de celle fournie par l'oscillateur pilote.

(Suite page 236)

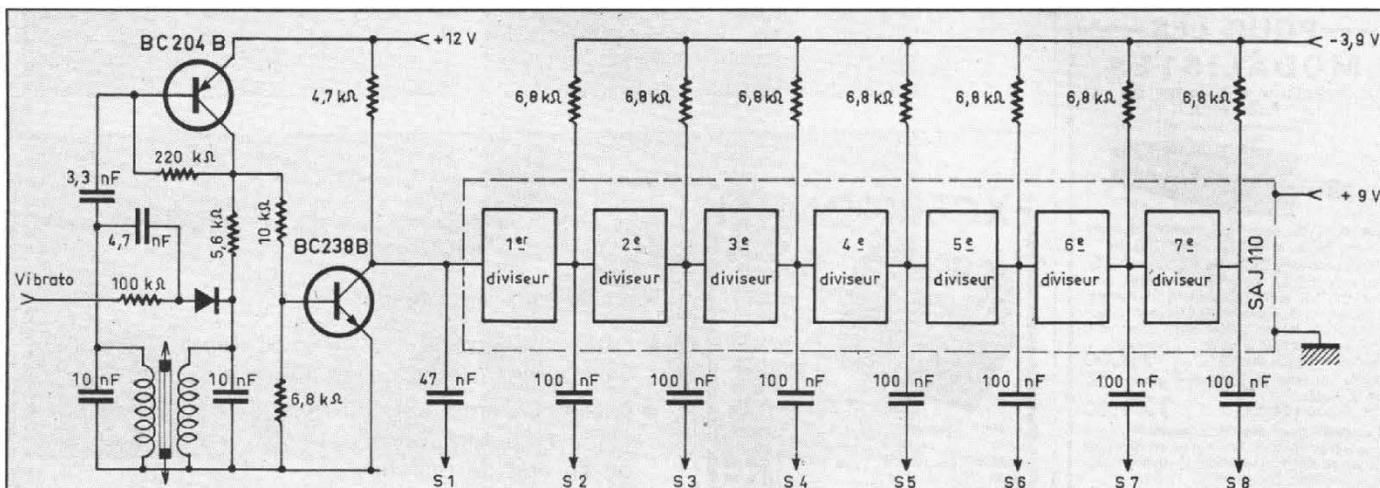


Fig. 1

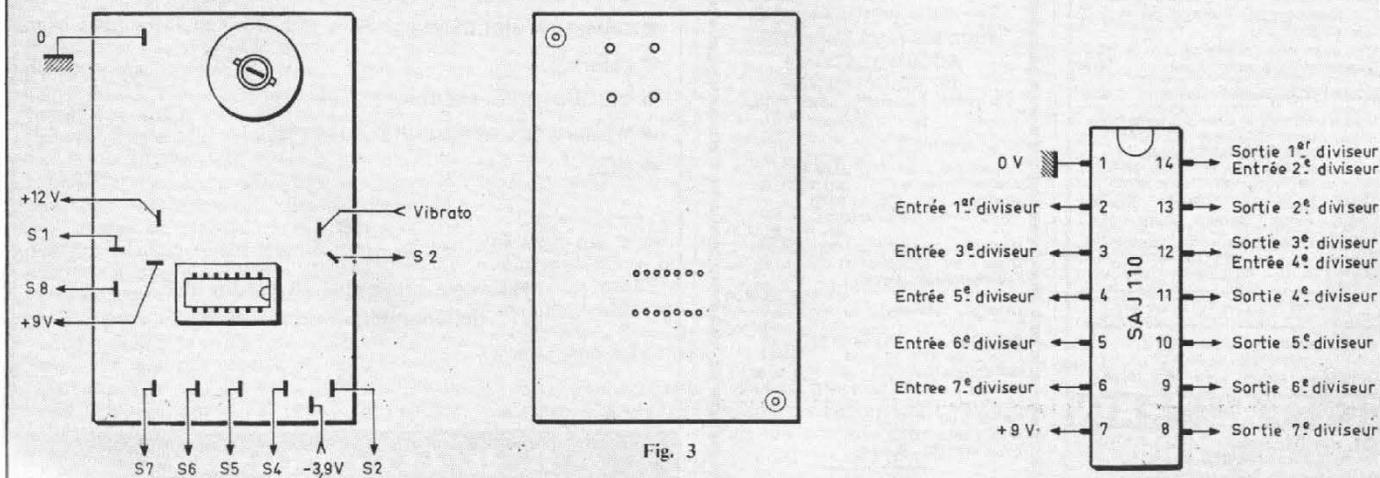


Fig. 2

Fig. 3

LE TUNER-AMPLIFICATEUR « SONIC AT70 »

LA firme Sonic, qui se tient dans le peloton de tête des fabricants de matériel haute fidélité, présente nouveautés sur nouveauté. La pièce présentée ici est un tuner-amplificateur de très bonne qualité, répondant aux normes les plus sévères. C'est sans aucun doute l'élément principal de très belles chaînes stéréophoniques que constituera le « AT 70 », dont la présentation s'inscrit dans le style des plus belles réalisations allemandes ou extrême-orientales. Nous allons, comme il se doit, examiner cette réalisation, tant sur le plan technique que sur celui de la conception pratique.

CONCEPTION TECHNIQUE

On peut dire avant tout que le tuner-amplificateur Sonic AT 70 est conçu d'une manière

dulcées en amplitude sur la gamme nommée « petites ondes ». Le premier de ces deux circuits capte les signaux par l'intermédiaire d'une antenne (240 Ω) avec transformation d'entrée. Le second utilise, comme cela est courant, une antenne incorporée dans l'appareil, sur cadre en ferrite. L'étage H.F. comporte, pour la modulation de fréquence, le classique dispositif de contrôle automatique de fréquence, par action des propriétés des diodes varicap (à capacité variable) réaccordant automatiquement le circuit d'oscillation, en cas de léger glissement. Ce circuit est bien entendu commutable.

Les étages moyennes fréquences, détection et décodeur multiplex sont, eux aussi, dans la ligne de ce qui se fait couramment, avec, pour le décodeur, un circuit d'indication par voyant

sance réellement efficace de 35 watts. Nous avons reproduit le schéma de principe de l'un des deux canaux de cet amplificateur stéréophonique. Il pourra d'ailleurs servir à ceux des amateurs qui désirent s'inspirer d'une belle réalisation commerciale, pour tenter des constructions plus personnelles, avec du matériel facile à se procurer.

Comme la partie amplificatrice du Sonic AT 70 peut recevoir, en plus du tuner inclus dans l'appareil, un ensemble de sources extérieures, comme un pick-up à cellule magnétique ou piezo, un magnétophone, etc..., des circuits préamplificateurs d'égalisation ont été installés, avec des réseaux de contre-réaction, destinés à permettre l'obtention des meilleurs courbes possibles.

L'ensemble du circuit est

équipé de silicium, ce qui assure de meilleurs temps de montées, et autrement dit, une suppression quasi totale de coloration. Le push-pull final de cet ensemble en classe B est équipé de deux « 2N 3055 ».

Cette sommaire mais suffisante description technique nous permet de conclure que toutes les conditions sont bien réunies pour assurer la fiabilité et les performances dont nous parlions plus haut.

Il faut néanmoins dire encore un mot de la réalisation technique sur le plan pratique, car on sait très bien que le meilleur schéma ne peut rien donner de bon si la qualité des composants, le choix d'une judicieuse implantation, une structure évitant les éventuels traumatismes d'une longue utilisation, et encore bien d'autres précautions man-

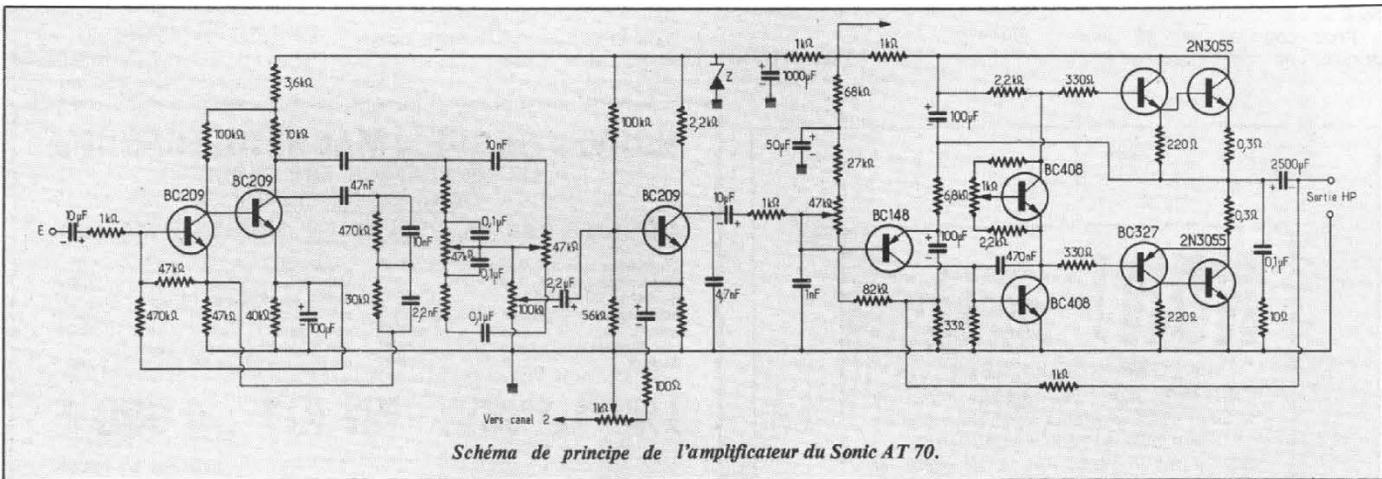


Schéma de principe de l'amplificateur du Sonic AT 70.

« complète » et sans sacrifice aucun. Il est basé sur des principes relativement conventionnels, ce qui est après tout la meilleure solution, pour s'assurer fiabilité et performances.

Il n'est guère commode de reproduire l'ensemble du schéma de principe d'un tel appareil, compte tenu de son importance. De plus, et comme nous venons de le préciser, l'emploi de solutions techniques relativement classiques nous amène à penser que la présentation intégrale du schéma n'apporterait pas grand-chose au lecteur.

La partie « tuner » de l'appareil se compose de deux circuits H.F., l'un pour les émissions modulées en fréquences, sur la bande des 85 - 108 MHz, l'autre pour les émissions mo-

de passage en réception stéréophonique.

Tous les accords pour les recherches de stations sont effectués, au niveau des circuits H.F., par manœuvre de condensateurs variables. Cette commande est, sur le plan pratique, rendue fort aisée grâce à l'adjonction d'un volant de grande inertie, avec une démultiplication de bonne ampleur. Notons aussi qu'un vu-mètre, qui apparaît à côté du cadran de recherche, est monté en indicateur d'accord, permettant au possesseur de l'appareil de détecter très facilement l'endroit où la porteur d'émission est la mieux captée.

Sur le plan « basse fréquence », cet appareil est également fort bien pourvu, puisque chaque voie permet d'obtenir une puis-

CE MATÉRIEL EST NOTAMMENT EN VENTE :

Sonic ampli-préampli-tuner « SONIC AT70 »

Gamme de fréquence 87,5-108 MHz - Antenne 240 Ω - Sensibilité 2 μV - Séparation 42 dB à 1 000 Hz - Tension de sortie 1 V - Contrôle automatique des fréquences - Dispositif d'accord par vu-mètres - Ampli : puissance 2 x 35 W - Bande passante : 20 Hz à 30 kHz à la puissance nominale **1 290 F**

CHAÎNE Sonic AUDIOCLUB

Comprenant :
● 1 ampli **SONIC AT70** ● 1 platine **GARRARD SP25 MKIII** socle et couvercle -
Cellule **EXCELSOUND ES705** ● 2 enceintes **AUDIO IV** (2 HP 21 cm + tweeter ou
filtre) dim. : 48 x 25 x 20 cm.

1 920 F (à crédit 580 F et 77,70 F par mois)

AUDIOCLUB

7, rue Taylor, PARIS-X^e - Tél. 208.63.00
607-05-09 - 607-83-90

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

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

quent dans la réalisation finale. Les circuits du Sonic AT 70 sont de très beaux circuits imprimés sur lesquels se côtoient résistances et condensateurs de premier choix, transistors au silicium, et autres pièces dans lesquelles la meilleure confiance peut être placée.

PRESENTATION UTILISATION

Logé dans son très beau coffret de bois moderne, le Sonic AT 70 possède une façade de commande en verre sérigraphié en plusieurs couleurs. Toutes les commandes sont groupées sur la face avant, avec visualisation précise des fonctions de chaque organe. Seule ombre au tableau : pourquoi donc mettre des inscriptions en trois langues (français, allemand, anglais) ? Mais saluons un éclaircissement enfin suffisant de ce tableau de bord, qui est trop souvent pauvrement illuminé par de petites lampes, sur les appareils de ce genre. Les commandes étant d'une façon très classique, en trois langues, les liaisons sont bien entendues à l'arrière, sur prises DIN normalisées, comme il se doit.

Pour conclure sur ce paragraphe, on peut dire qu'extérieurement

comme intérieurement, le Sonic AT 70 est bien réussi.

PERFORMANCES ET CARACTERISTIQUES

Il reste à résumer les caractéristiques principales de cet appareil, et à en donner les principales performances.

- Gamme de fréquence F.M. : 87,5 - 108 MHz.
 - Sensibilité : 2 μ V.
 - C.A.F. commutable.
 - Vu-mètre de contrôle.
 - Amplificateur de 2 x 35 W eff.
 - Bande passante : 20 Hz à 30 kHz.
 - Distorsion harmonique à 1000 Hz : 0,3 %.
 - Egalisation selon courbe RIAA + 0,5 dB.
 - Entrées pour toutes sources.
 - Correction physiologique couplée sur volume.
 - Sortie sur 4 Ω .
 - Commutateur mono-stéréo.
 - Dimensions : 425 x 300 x 105 mm.
 - Poids : 5,930 kg.
 - Alimenté en 110 ou 220 V.
- Le Sonic AT 70 nous a fait une très bonne impression, et nous pouvons dire sans aucun doute qu'il s'agit d'un excellent appareil.

Yves DUPRE

GÉNÉRATEUR POUR ORGUE ÉLECTRONIQUE

(Suite de la page 234)

Si l'on appelle F la fréquence de ce dernier, nous aurons donc sur la sortie S₂ une fréquence F/2, sur la sortie S₃, une fréquence F/4 et ainsi de suite jusqu'à la sortie S₈ sur laquelle nous retrouverons une fréquence F/128. Notons que l'oscillateur-pilote peut-être modulé à basse fréquence de façon à provoquer un effet de vibrato, comme on peut le voir également sur la figure 1.

REALISATION

Tous les composants sont implantés sur un circuit imprimé comme le montre la figure 2.

La gravure du cuivre du circuit est représentée à la figure 3.

Le circuit intégré SAJ110 (ITT) est monté sur un support DIL 14 broches de façon à éviter un échauffement des pattes du circuit lors du câblage et à rendre cet élément interchangeable rapidement. En effet, dessouder sur un circuit un boîtier DIL 14 broches n'est pas chose facile, même lorsque l'on dispose d'une pompe à dessouder. Voici à la figure 4, le brochage du SAJ110 avec indication des branchements et des polarisations.

MISE AU POINT UTILISATION

Etant donné la saine simplicité de ce montage, la mise au point se réduit au réglage du noyau en ferrite du transformateur de l'oscillateur-pilote.

La plage de réglage est importante et le câblage sur la fréquence appropriée ne prend que peu de temps.

On peut, si on le désire n'utiliser qu'une partie des diviseurs en reliant les sorties non utilisées à la masse.

Par exemple, pour un orgue 2 claviers 4 octaves on utilisera la totalité des diviseurs.

Pour un orgue 7 octaves on disposera du dernier diviseur (sortie S₈) pour un pédalier.

Pour un orgue 5 octaves, on pourra utiliser le cinquième diviseur (sortie S₅) pour un pédalier et relier les sorties S₁ et S₈ à la masse.

Les 12 modules générateurs nécessaires à l'obtention des 12 notes de la gamme chromatique peuvent être logés dans un encombrement très réduit, ce qui facilite la réalisation, la mise au point et le dépannage.

J.C. ROUSSEZ

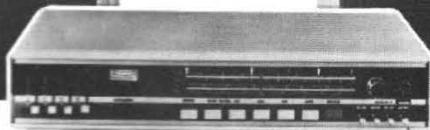
NON!

LA HAUTE
MUSICALITE
N'EST PLUS

UN LUXE INACCESSIBLE...

KORTING, l'un des grands noms de la Hi-Fi vous le prouve avec ses nouvelles CHAINES STEREO-STEREOPHONIQUES

avec TUNER AM / FM à décodeur et AMPLI BF à commutation automatique MONO-STEREO avec indicateur lumineux



Les caractéristiques complètes de ces chaînes et leur prix, vous seront communiqués sur simple demande.

KORTING RADIO (R.F.A.)
B.P. 448 75 122 PARIS Cedex 03

NOUVEL ORGUE « MAGNETIC-FRANCE »

LE GÉNÉRATEUR EST DÉCRIT
DANS CE NUMÉRO

MODULES CABLÉS, RÉGLÉS, EN ORDRE DE MARCHÉ

Oscillateur avec bobine d'accord...	60 F	Percussion	91 F
Générateur complet, 7 diviseurs, 8 octaves, 98 F les 12	1 176 F	Vibrato	70 F
Alimentation régulée stabilisée avec transfo.	180 F	Boîte de timbres complète avec 37 clés	390 F
Le « Sustain » complet	376 F	sans clés	132 F
Repeat	70 F	Les 2 claviers 4 octaves avec 7 contacts par touche EN KIT	1 200 F

L'ORGUE COMPLET EN KIT : 4 000 F
AVEC SA VALISE

MAGNÉTIQUE-FRANCE « KIT »

175, rue du temple
75003 PARIS
272-10-74

KIT SHOP

Kit Shop Bastille :
47, Bd Beaumarchais
75003
PARIS - tél. 277.68.93
Kit Shop Alézie :
95, rue de Gergovie
75014 - PARIS - tél. 734.42.63

Un spécialiste dont le travail n'est pas terminé avec la vente, qui suivra vos réalisations jusqu'à la réussite en vous assurant de toute l'assistance technique dont vous auriez besoin.

Vous pouvez nous faire confiance et nous recommander à vos amis ! KIT-SHOP est un véritable club

du KIT qui compte aujourd'hui des milliers de passionnés.

MODERNISATION D'UN OSCILLOSCOPE : L'AMPLIFICATEUR VERTICAL

(Suite voir n° 1396)

D'UNE façon générale, les formes d'onde que l'on a le plus souvent à examiner à l'oscilloscope ne sont pas de très grande amplitude. Il en est même dont l'amplitude n'excède pas 0,1 V. Evidemment, il existe également des signaux d'amplitudes notablement plus élevées (plusieurs centaines de volts). L'oscilloscope, devant être un outil universel, doit être capable de travailler aussi bien avec de faibles signaux qu'avec des signaux plus importants. La solution consiste à avoir une entrée à grande sensibilité et, le cas échéant, à atténuer le signal dans un rapport connu lorsque celui-ci est de grande amplitude.

La sensibilité des tubes cathodiques est généralement exprimée en volt par centimètre (V/cm), c'est-à-dire en tension nécessaire pour dévier le spot d'un centimètre sur l'écran. Il faut d'ailleurs remarquer que la sensibilité des deux paires de plaques de déviation d'un même tube cathodique n'est pas identique ; habituellement, on choisit les plaques qui présentent la plus grande sensibilité pour réaliser la déviation verticale. L'autre paire de plaques est réservée à la déflexion horizontale, c'est-à-dire à la base de temps. Avec les tubes cathodiques actuels, les sensibilités peuvent varier d'environ 30 V/cm à 3 V/cm. Cela va de soi qu'on trouve tout avantage à employer un tube sensible (3 V/cm par exemple) mais il faut aussi avoir présent à l'esprit le fait que plus le tube est sensible, plus son prix risque d'être élevé. Il est également d'autres facteurs qui interviennent dans le choix d'un tube cathodique, ce sont en particulier :

- Les capacités parasites présentées par les plaques de déviation.

- La luminosité et le diamètre du spot qu'il est possible d'obtenir.

- La distorsion géométrique pouvant affecter l'image.

Tous ces paramètres seront à prendre en considération lors de l'étude de l'étage de sortie de l'amplificateur vertical (parfois appelé amplificateur Y, par

opposition à l'amplificateur X qui est l'amplificateur de déviation horizontale).

Le schéma synoptique d'un système de déflexion verticale pour oscilloscope peut donc être conçu comme suit : le signal à examiner entre sur un atténuateur, suivi d'un préamplificateur ; ce dernier attaque un amplificateur de sortie qui, lui-même, fournit aux plaques de déviation verticale la tension nécessaire pour mouvoir le spot (voir Fig. 1).

Toute cette chaîne d'amplification doit être parfaitement linéaire, autrement dit, le déplacement du spot sur l'écran doit être rigoureusement proportionnel à l'amplitude de la tension examinée et à sa polarité. Il est généralement admis qu'une tension positive dévie le spot vers le haut de l'écran, tandis qu'une tension négative le fait se mouvoir vers le bas.

L'entrée du préamplificateur ne doit pas perturber le circuit à mesurer ; il faut donc que celle-ci présente une impédance d'entrée élevée et un minimum de capacités parasites.

Il est aussi souhaitable que tous les signaux soient amplifiés également, quelle que soit leur fréquence ; la chaîne d'amplification doit pouvoir amplifier des signaux dont les fréquences peuvent varier de zéro (tension continue) à plusieurs dizaines, voire plusieurs centaines de MHz. Cependant, l'extension de la bande passante vers les fréquences élevées nécessite des techniques relativement compliquées (amplificateurs distribués par exemple) et des tubes cathodiques spéciaux (plaques fractionnées) qui contribuent à augmenter d'une façon sensible le prix de l'oscilloscope. On est donc conduit à un compromis bande passante/prix qui amène à limiter celle-ci à 10 MHz environ du côté haut. Malgré cela, l'appareil offre encore pas mal de possibilités, bien que ces dernières restent loin de celles des appareils professionnels, dans lesquels on trouve des bandes passantes atteignant 100 ou 300 MHz.

Le gain du préamplificateur doit être prévu de telle sorte que, partant d'un faible niveau

d'entrée, il délivre à la sortie une tension de quelques volts, suffisante pour commander l'étage amplificateur de sortie.

En résumé, le préamplificateur doit :

- Présenter une impédance d'entrée élevée.
- Posséder une bonne bande passante (du continu à 10 MHz).
- Avoir un gain suffisant.
- Faire preuve d'une grande linéarité.

ETAGE D'ENTREE DU PREAMPLIFICATEUR

Du fait des impératifs fixés plus haut, nous avons été conduit à utiliser, dans l'étage d'entrée du préamplificateur un transistor à effet de champ (appelé aussi

F.E.T., abréviation de Field Effect Transistor). Ce type de dispositif présente l'avantage d'offrir une très grande impédance d'entrée et de pouvoir fonctionner à des fréquences élevées.

Le schéma de principe de l'étage d'entrée est représenté sur la figure 2. Il s'agit d'un amplificateur différentiel constitué par deux transistors à effet de champ T_1 et T_2 dont la résistance de source est commune. Ce genre d'étage constitue un excellent moyen de passer d'une entrée dissymétrique à un signal de sortie symétrique. En effet, la tension d'entrée peut être appliquée uniquement sur une grille, l'autre étant réunie à un potentiel fixe. Dans ce cas, la tension de sortie

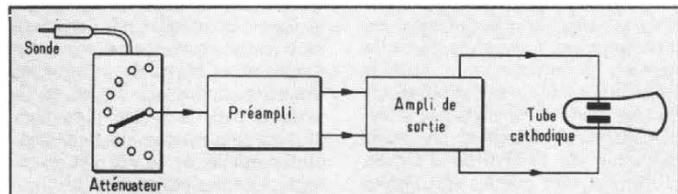


Figure 1. — Schéma synoptique d'un système de déflexion verticale pour oscilloscope.

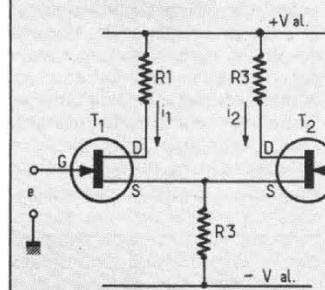


Figure 2. — Schéma de principe d'un étage d'entrée du type différentiel, réalisé à l'aide d'un transistor à effet de champ double, ce qui permet de passer facilement d'une entrée dissymétrique à une sortie symétrique.

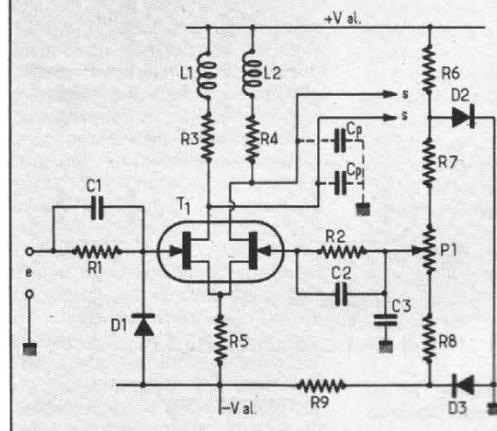


Figure 3. — Schéma de détail d'un étage d'entrée différentiel équipé d'un transistor à effet de champ double ESM 25.

différentielle, c'est-à-dire la tension de sortie entre les drains, sera exactement la même que si la tension d'entrée était appliquée en symétrique sur les grilles de T_1 et de T_2 . Dans le montage de la figure 2 le premier dispositif (T_1) travaille pratiquement en configuration drain commun, tandis que le second est en grille commune, attaqué par la source. Les sources (qui sont réunies) subissent des excursions de tension qui sont provoquées par celles de la grille qui est commandée. Cela étant, ils fournissent une tension d'entrée à la source du F.E.T. dont la grille est à un potentiel fixe, simulant ainsi une entrée symétrique. Le courant i_1 circulant dans T_1 , et qui est dû au signal d'entrée, produit une tension aux bornes de R_3 , ce qui en retour produit un courant en opposition de phase dans T_2 . L'amplitude du courant i_1 sera toujours supérieure à celle du courant i_2 et de ce fait, pour un équilibre parfait de la tension de sortie, il faudrait que la valeur de R_2 soit plus élevée que celle de R_1 . Cependant, si la résistance commune de source R_3 est grande comparée aux résistances de charge R_1 et R_2 , cette dissymétrie restera négligeable et l'on pourra faire $R_1 = R_2$. La tension différentielle de sortie, c'est-à-dire la tension existant entre les deux drains, est pratiquement indépendante de la tension d'alimentation; dans le cas où l'attaque est symétrique, la tension de sortie n'est pas affectée par les variations en mode commun de la tension d'entrée, du moins tant que les résistances de charge et les pentes des dispositifs sont égales. En revanche, le signal différentiel de sortie sera altéré par le niveau d'entrée si les caractéristiques des deux transistors à effet de champ ne sont pas identiques.

Une autre raison qui milite en

faveur de l'identité des caractéristiques de T_1 et de T_2 est le problème de la dérive thermique. Pour minimiser celle-ci, il faut que les dispositifs soient aussi identiques que possible et qu'ils soient portés à une même température simultanément. Ce qui peut gêner dans un montage tel que celui de la figure 2, où T_1 et T_2 sont distincts, c'est la température que peuvent prendre les deux dispositifs, quand ils travaillent avec des tensions d'entrée non nulles; les dissipations sont alors différentes ce qui tend à déséquilibrer le montage. C'est pourquoi l'emploi de dispositifs spécialement prévus pour pallier cet inconvénient, s'impose. Il s'agit de transistors à effet de champ montés par deux dans un boîtier unique. La résistance thermique entre les deux dispositifs est très faible, bien qu'ils soient isolés électriquement l'un de l'autre.

Toutes ces raisons nous ont fait choisir, pour T_1 et T_2 , un F.E.T. double de Sescosem du type ESM25. Ce dispositif, présenté dans un boîtier à six sorties, est spécifié en plage des rapports de paramètres (0,8 à 1 en ce qui concerne la pente et le courant de drain I_{DSS}); il permet de réduire, dans de grandes proportions, la dérive de la tension de sortie provoquée par des écarts de température entre les deux transistors. De plus, comme les caractéristiques de T_1 et de T_2 sont à peu de chose près identiques, la symétrie de la tension différentielle de sortie est excellente. Enfin, et ceci est dû aux propriétés afférentes au montage à sources couplées, la linéarité de celle-ci est conservée pour une plus grande exploration des caractéristiques, et l'on tire de l'ensemble une bande passante plus élevée que celle que l'on obtiendrait avec un étage unique

monté en configuration source commune.

Le montage donné sur la figure 3 est tiré de celui représenté sur la figure 2. On y trouve un transistor à effet de champ double T_1 dont les résistances de charge sont constituées par R_3 , L_1 et R_4 , L_2 , la résistance commune aux sources étant R_5 . Bien que cela n'apparaisse peut-être pas clairement au premier abord, le transistor à effet de champ de droite a sa grille portée à un potentiel fixe, ajustable par P_1 et fortement découplé par C_3 . Le signal différentiel de sortie est prélevé sur les deux drains. Le signal d'entrée est appliqué sur la grille du F.E.T. de gauche, à travers R_1 C_1 . Du fait que cette tension d'entrée peut être soit positive soit négative, il est nécessaire de retourner la résistance R_2 , non pas à la masse mais à une tension négative $-V_{al}$. La grille qui n'est pas attaquée par le signal est portée à un potentiel assez voisin de celui de la masse mais qui, cependant, peut varier légèrement autour de celui-ci, en plus ou en moins. C'est le but du réseau R_6 , R_7 , R_8 , R_9 , D_2 , D_3 , P_1 . Ce dernier potentiomètre permet de régler exactement la tension différentielle de sortie à zéro volt quand l'entrée est réunie à la masse.

La résistance R_1 (1 M Ω) a été ajoutée en série dans la grille de commande comme protection. En effet, si par mégarde, et en l'absence de cette résistance, on portait la grille du F.E.T. à un potentiel fortement positif, la diode constituée par la jonction grille-source deviendrait passante; il y circulerait alors un courant prohibitif qui risquerait de détruire T_1 . La présence de R_1 limite ce courant à une très faible valeur non susceptible d'endommager le dispositif. En fonctionnement normal, la présence

de R_1 ne perturbe absolument pas puisque l'impédance d'entrée sur la grille de T_1 est de l'ordre de plusieurs milliers de fois la valeur de la résistance R_1 . Toutefois, pour que les signaux à fronts raides soient correctement transmis à la grille, on a ajouté, en parallèle sur R_1 , une capacité de petite valeur C_1 .

La résistance R_1 protège donc l'entrée de T_1 contre des tensions accidentelles fortement positives. Dans le cas où la polarité de celles-ci serait négative, la grille ne conduirait pas, du moins tant que la tension de claquage grille-source V_{GS} ne serait pas atteinte (30 V), mais une fois ce claquage obtenu et malgré la présence de la résistance R_1 , le transistor à effet de champ risquerait d'être définitivement endommagé. La diode de protection D_1 ne permettra pas à la grille de devenir plus négative que $-V_{al}$ puisque dès que cette tension sera excédée D_1 entrera en conduction. Il va sans dire que la diode D_1 doit présenter de très faibles fuites tant qu'elle n'a pas à conduire. Pour cet emploi, nous avons retenu le type 1N3595 de Sescosem.

Le réseau R_2 , C_2 , situé dans la grille non attaquée du F.E.T. est souhaitable pour parfaire la symétrie du montage.

On remarquera, sur le schéma de la figure 3, que l'on a figuré sur les deux sorties, deux capacités C_p . Elles symbolisent les capacités parasites résultant de la somme des capacités de sortie de T_1 , des capacités d'entrée de l'étage suivant et des capacités de câblage. L'influence de ces capacités parasites sur la bande passante est néfaste; elles contribuent à limiter celle-ci vers les fréquences élevées. Malheureusement il est très malaisé de réduire ces capacités parasites. On est donc conduit, pour obtenir une bande passante fixée, à diminuer

Figure 4. — Ce montage de principe permet l'observation simultanée de deux phénomènes. Le commutateur K alimente tantôt T_1 , tantôt T_2 .

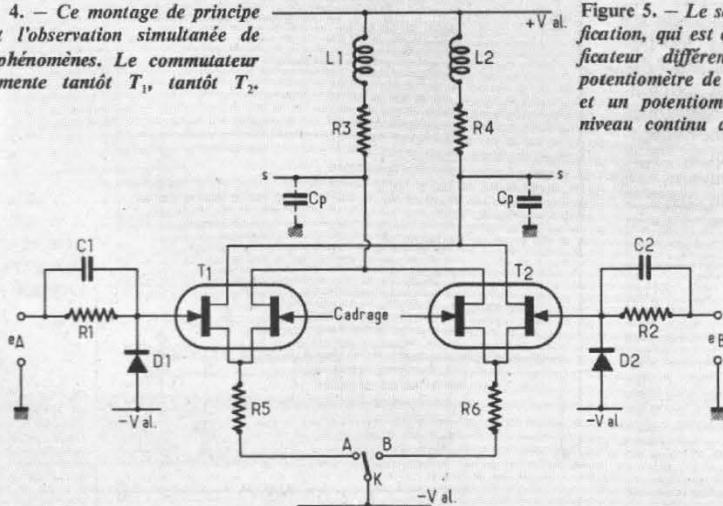
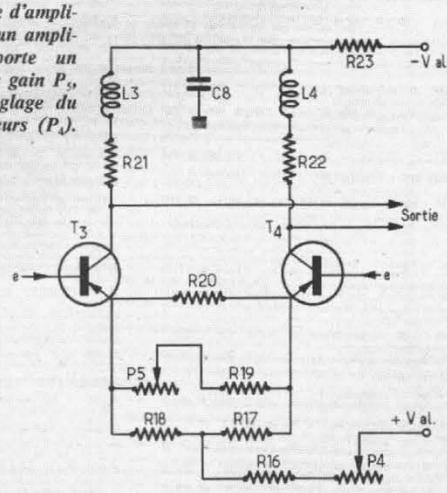


Figure 5. — Le second étage d'amplification, qui est également un amplificateur différentiel, comporte un potentiomètre de réglage de gain P_1 , et un potentiomètre de réglage du niveau continu des collecteurs (P_2).



les résistances de charge R_3 et R_4 , puisque la bande passante à 3 dB est liée à la valeur de celles-ci par la relation :

$$B = 1/2 \pi R C_p$$

D'un autre côté, le fait de diminuer les résistances de charge augmente bien la bande passante mais au détriment du gain de l'étage ; il ne faut donc pas pousser trop loin dans cette voie. Il est un moyen d'augmenter quelque peu la bande passante pour une résistance de charge donnée, c'est d'effectuer une compensation inductive de la sortie. Celle-ci peut être réalisée de multiples façons ; une des plus simples est la compensation dite parallèle. Si l'on ajoute en série avec la résistance de charge une inductance L , on obtiendra un circuit résonnant de faible surtension pour des fréquences voisines de celles correspondant à la limite supérieure de la bande passante. De ce fait, et pour ces fréquences, l'impédance de charge sera augmentée et le gain de l'étage également. Autrement dit, la fréquence pour laquelle le gain est diminué de 3 dB sera augmentée dans une certaine proportion. C'est un mode de compensation qui a été largement utilisé dans le préamplificateur et c'est la raison pour laquelle on trouve L_1 en série avec R_3 et L_2 avec R_4 .

OBSERVATION SIMULTANÉE DE DEUX PHÉNOMÈNES

Bien souvent on éprouve le besoin d'examiner simultanément deux phénomènes sur un même écran pour savoir, par exemple, comment ils sont liés entre eux dans le temps. Ceci n'est évidemment pas possible si l'on ne dispose pas d'un tube cathodique à deux faisceaux. Dans ce cas, cette commodité trouve sa contrepartie dans l'augmentation de prix résultant du tube cathodique lui-même ainsi que de la complexité accrue des circuits. Cependant il existe une solution qui réside dans l'emploi de la technique dite de découpage et qui permet d'obtenir ce résultat en utilisant un tube à un seul canon. Le principe en est le suivant : on dispose de deux étages d'entrée (T_1 et T_2) dont les résistances de charge sont communes (voir Fig. 4). Les deux signaux à examiner sont appliqués, après atténuation convenable, aux grilles de commande des deux transistors à effet de champ. Les résistances communes aux sources de ces deux dispositifs ne sont pas reliées directement au $-V_{al}$ mais passent par un commutateur K qui les branche alternativement et très rapidement, tantôt l'une tantôt l'autre, au $-V_{al}$. Ce faisant, on recueille sur la sortie différentielle un signal découpé dont l'enveloppe supérieure et l'enveloppe inférieure re-

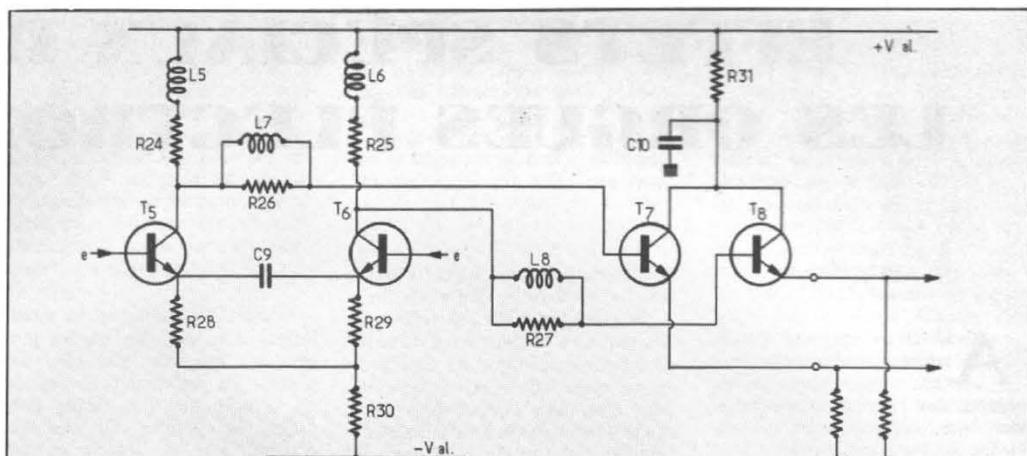


Figure 6. — Le troisième étage d'amplification est, lui aussi, un amplificateur différentiel. L'étage de sortie, constitué par T_7 et T_8 est monté en configuration collecteur-commun, de façon à obtenir une faible impédance de sortie.

présentent, après amplification, l'un et l'autre signal d'entrée. Si l'on s'arrange pour que le temps de passage d'une voie à l'autre soit très bref et si la fréquence de découpage est élevée, on aura sur l'écran du tube cathodique deux figures simultanées qui paraîtront continues, bien qu'en réalité elles soient constituées d'une suite de pointillés.

Si la vitesse de balayage doit être élevée, le pointillé deviendra apparent. Dans ce cas on procède d'une autre façon : on commut alternativement les voies d'une manière synchrone avec l'aller du balayage. Pendant un aller de celui-ci, c'est par exemple la voie A qui est lue ; pendant l'aller suivant c'est la voie B et ainsi de suite. Si la fréquence de répétition du balayage est élevée, l'œil a une impression de continuité et les deux figures apparaissent continues. Ce mode de fonctionnement est dit « fonctionnement alterné ». Pour finir, si l'on désire n'examiner qu'un signal d'entrée, il suffit de laisser le commutateur K soit en position A ou en position B selon la voie choisie.

SECOND ETAGE D'AMPLIFICATION

Il est conforme au schéma de la figure 5 et comprend deux transistors PNP repérés T_3 et T_4 , montés en amplificateurs différentiels. Les bases sont attaquées par le signal symétrique en provenance des drains de l'étage précédent. Les circuits collecteurs comprennent les résistances de charge R_{21} et R_{22} ainsi que les inductances de correction parallèle L_3 et L_4 qui sont retournées au $-V_{al}$ à travers R_{23} découpée par C_8 . Les émetteurs de T_3 et de T_4 sont réunis au $+V_{al}$ par l'intermédiaire d'un réseau de résistances relativement compliqué. Tout d'abord on remarquera que la tension d'alimentation positive

des transistors T_3 et T_4 est supérieure à celle qui est appliquée à l'étage précédent. Cela tient au fait qu'il est nécessaire d'avoir une différence de tension sensible entre les drains de T_1 et de T_2 et les bases de T_3 et de T_4 , afin qu'il y ait un courant suffisant dans les émetteurs de ces derniers transistors. La résistance commune aux émetteurs de T_3 et de T_4 est composée de la résistance R_{16} en série avec le potentiomètre P_4 . Celui-ci permet d'ajuster le courant circulant dans chaque transistor, donc de régler la chute de tension dans les résistances de charge et par là même le potentiel des collecteurs de T_3 et de T_4 . Pour qu'il circule un courant collecteur suffisant dans ces transistors, tout en conservant R_{16} , P_4 grands devant les résistances de charge, il faut que la chute de tension entre la tension d'alimentation positive et les drains soit d'environ 7 V.

Nous ne reviendrons pas sur le fonctionnement du montage différentiel. Celui-ci est commandé par une tension pratiquement en opposition de phase ; il parfait donc la symétrie du signal.

La mise en série, dans chaque émetteur, d'une petite résistance (R_{17} et R_{18}) diminue le gain de l'étage. Il serait possible de régler celui-ci en agissant sur ces résistances. Pour éviter l'emploi d'un potentiomètre double, on a ajouté la résistance R_{19} en série avec le potentiomètre P_5 . Lorsque ce dernier est au minimum de résistance, il a tendance à court-circuiter (à travers R_{19} toutefois) les deux émetteurs et à ramener l'ensemble R_{16} , R_{17} , R_{18} , R_{19} et R_{20} à une seule résistance commune d'émetteur. A ce moment, le gain de l'étage est maximum. Les résistances R_{19} et R_{20} sont, en quelque sorte, les butées électriques du potentiomètre P_5 , pour que celui-ci n'agisse que dans une certaine proportion sur le gain de

l'étage. Notons qu'il peut y avoir une légère interaction du réglage de P_5 sur l'équilibre de la tension différentielle de sortie. Habituellement, ce déséquilibre est peu prononcé et il ne présente pas d'inconvénient ; de toute façon, il est toujours possible de rééquilibrer la sortie du second étage à l'aide du potentiomètre de cadrage situé dans l'étage précédent.

TROISIEME ETAGE D'AMPLIFICATION ET ETAGE SUIVEUR

Le troisième étage d'amplification est représenté sur la figure 6. C'est encore un amplificateur différentiel mais réalisé, cette fois, avec des transistors NPN. Là également les bases sont commandées par une tension symétrique issue des collecteurs de T_3 et de T_4 . On trouve dans les collecteurs de T_5 et de T_6 l'habituelle compensation parallèle (L_5 et L_6) assortie cette fois d'une compensation série constituée par L_7 , R_{26} et L_8 , R_{27} . Comme dans le second étage d'amplification, la résistance commune d'émetteur est complétée par deux résistances mises en série dans chaque émetteur. Ceux-ci sont réunis par une capacité C_9 qui augmente le gain vers les fréquences élevées et contribue ainsi à élargir la bande passante.

L'étage suiveur, également représenté sur la figure 6, comporte deux transistors T_7 et T_8 montés en configuration collecteurs communs. Ce type de montage permet d'obtenir le signal symétrique de sortie à basse impédance sans modifier la bande passante. Les deux émetteurs sont à relier à la masse, chacun à travers une résistance de 470 Ω environ. La tension de sortie du préamplificateur est prélevée sur les émetteurs de T_7 et de T_8 . C'est à cet endroit qu'on pourra insérer, le cas échéant, une ligne à retard.

EFFETS SPÉCIAUX DANS LES ORGUES ÉLECTRONIQUES

INTRODUCTION

AU cours de nos précédents articles, nos lecteurs ont pu se rendre compte des possibilités d'expression des orgues électroniques. Grâce à leurs prix réduits par rapport aux prix des orgues à tuyaux, les orgues électroniques sont à la portée de tous et permettent à leurs possesseurs d'exprimer par la voie de la musique, tout ce qu'ils ressentent et d'interpréter les œuvres de leur choix.

Rappelons aussi, que contrairement aux vrais instruments, ceux réalisés par des procédés électroniques peuvent être **totallement silencieux** pour l'environnement car l'écoute en haut-parleur peut être remplacée par l'écoute au casque, par une, ou même plusieurs personnes.

Cette possibilité est d'une importance capitale pour tous ceux qui font des essais, des études, des arrangements et de la composition. Ils pourront travailler en

toute quiétude, sans avoir à craindre les foudres de leurs voisins.

De nombreux effets spéciaux peuvent être obtenus avec un instrument électronique de musique même monodique mais il est évident que c'est l'orgue polyphonique (donnant plusieurs notes à la fois) qui sera le plus apte à mettre en valeur ces effets.

REVUE DES EFFETS SPÉCIAUX

On a déjà traité de certains de ces effets comme les percussions, le sustain, le vibrato et le trémolo, etc. Grâce à l'obligeance de la Société du Dr Böhm, qui a bien voulu mettre à notre disposition quelques documents concernant ces effets, nous allons pouvoir communiquer à nos lecteurs quelques renseignements sur la manière dont ils peuvent être réalisés et combinés avec un orgue existant, de la même marque. Voici d'abord une revue de la plupart des effets spéciaux applicables aux orgues électroniques conçus par le Dr Böhm.

PERCUSSION

C'est l'imitation (ou la simulation) des sons des cordes pincées ou frappées. Cet effet est obtenu en enfonçant la touche de la note que l'on désire produire. Le volume du son est d'abord fort et décroît ensuite rapidement ou lentement. Lorsqu'on relâche la touche, le son est supprimé (voir aussi notre article de février 1973). La percussion permet l'imitation des instruments suivants : piano, clavecin, guitare et autres instruments à sons analogues. Si l'on ajoute des harmoniques au son fondamental, la percussion donne l'effet de cloche.

L'intérêt de la percussion ne se limite pas à l'imitation, mais réside tout autant dans ses possibilités de réalisation musicale très agréables et inconnues jusqu'alors. Il est particulièrement avantageux de pouvoir relier la percussion à volonté à n'importe quel harmonique ou à n'importe quelle combinaison d'harmoniques.

On l'a rendu possible, ce qui donne à l'effet de percussion des utilisations multiples.

De plus, la percussion ne nécessite pas de contacts de touches particuliers. Son montage ultérieur s'en trouve facilité tandis que les contacts de touches restent libres pour le branchement d'harmoniques nombreux.

CONTREPERCUSSION

C'est l'inversion de la percussion. Le son est faible à l'enfoncement de la touche et arrive plus ou moins lentement à son volume définitif. Le volume reste ensuite constant jusqu'au moment où la touche revient au repos.

L'effet imite un peu l'attaque d'un tuyau d'orgue ou l'attaque d'un harmonium suivant la rapidité qui se règle avec les mêmes interrupteurs que la percussion.

MANDOLINE OU REPEAT

Percussion à répétition : c'est une attaque dure à répétition qui

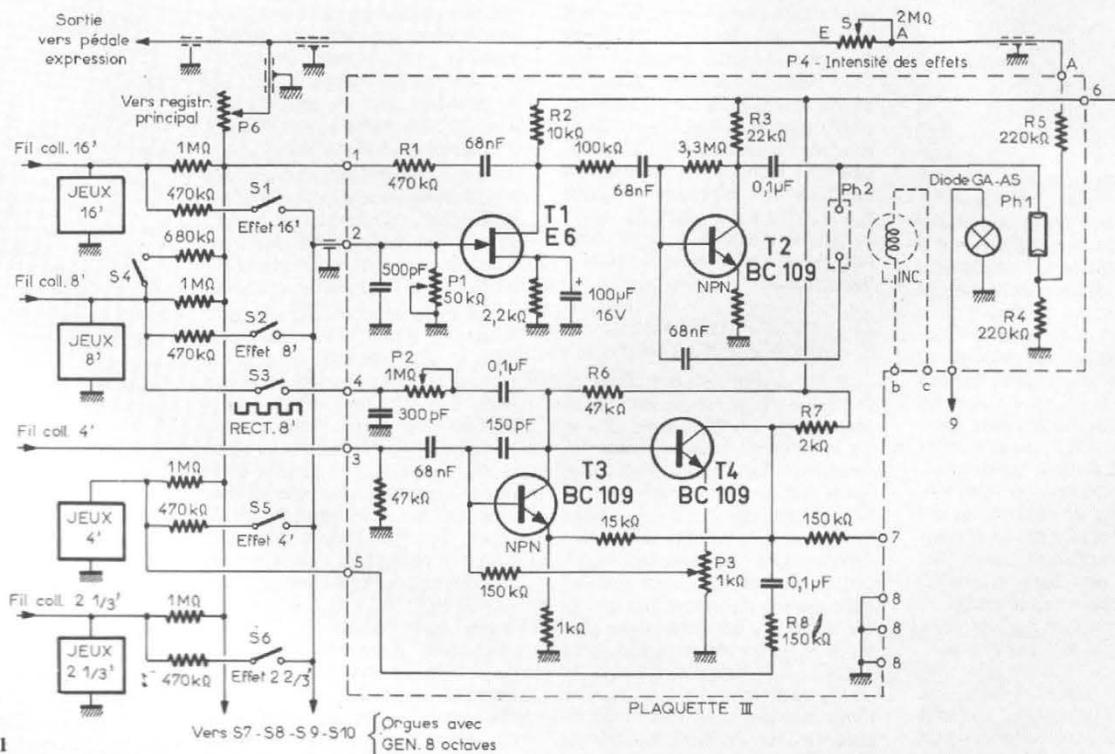


Fig. 1

continue tant que la touche reste enfoncée. Le volume, d'abord plein, diminue jusqu'à la prochaine attaque.

Cet effet appliqué aux jeux hautbois et trompette et à deux jeux de 4' avec du vibrato et suffisamment de réverbération, rend exactement le timbre de la mandoline. En ajoutant d'autres rangs, on obtient tout un orchestre de mandolines.

Cette nouvelle percussion à répétition est dotée d'un générateur à enclenchement si bien que l'attaque du son coïncide toujours avec l'enfoncement de la touche. Même à des fréquences de répétition très faibles, servant par exemple à l'accompagnement automatique en accords, on peut être sûr de ne jamais tomber sur une « lacune » dans laquelle le son serait faible.

CARILLON

L'effet de mandoline agissant sur des rangs supérieurs, tels que 2 2/3', 2', 1 1/3' ou 1', donne l'impression d'un tintement. Sur 1 3/5', 1' ou 16/27' etc. à très basse fréquence de répétition, l'effet de mandoline sert de « Zimbelstern », jeu bien connu des facteurs allemands.

CLOCHES

Percussion assez longue agissant davantage sur octaves et quintes, sans vibrato.

PIZZICATO

La percussion étant réglable en temps de décroissance du son et en volume d'attaque, on obtient le pizzicato, au choix, sur un ou plusieurs rangs, en choisissant une décroissance rapide combinée avec une forte attaque.

TREMOLO

Vibrato d'amplitude ou « second vibrato » agissant sur un clavier seulement. Le trémolo n'influence pas tout le générateur, comme le vibrato, mais agit au choix sur un ou plusieurs rangs du clavier muni des effets spéciaux. Dans un orgue classique, on place plusieurs rangées de tuyaux dans un coffrage dont la face est constituée par une multitude de volets qui s'ouvrent et se ferment périodiquement lorsque l'organiste enclenche le trémolo. Le trémolo des effets spéciaux électroniques réalise exactement le même effet sonore d'une manière purement électronique. Fréquence et amplitude du trémolo sont réglables.

VIBRATO DE CHŒUR

Vibrato de fréquence et vibrato d'amplitude ou trémolo utilisés ensemble produisent l'effet de

chœur. La superposition des deux vibratos engendre des interférences qui semblent irrégulières et font penser à des haut-parleurs tournants (Leslie). Suivant la rapidité, cet effet s'utilise pour le classique autant que pour les variétés. Bien que très valable, le vibrato de chœur ne peut tout de même pas concurrencer un véritable cabinet Leslie pour le rayonnement omnidirectionnel des ondes sonores.

8' FORTE ET SOLI DE TOUS LES RANGS

Le plus souvent, le solo d'une voix se joue sur les 8' contenant aussi le plus de timbres. La touche 8' forte augmente le volume de tous les jeux 8'. Le renforcement de tous les autres rangs peut être réalisé par l'enclenchement du trémolo et la plus longue durée de percussion. Les touches « effet » et « contrecussion » sont au repos. Le volume se règle par le potentiomètre P₄ « intensité des effets ».

TENSION RECTANGULAIRE

Avec cet effet, tous les registres 8' sont transformés en jeux bouchés ce qui double l'effet des timbres (ou formants) de ce registre. On obtient ainsi les jeux de flûte douce, de bourdon, de clarinette, d'accordéon et d'autres instruments à sons similaires.

Le signal rectangulaire supprime automatiquement les jeux qui sont issus du signal en dents de scie.

On utilise les jeux 8' en tension rectangulaire s'utilisant comme les jeux ordinaires. Ils peuvent être influencés par la percussion, par le 8' « solo », par le vibrato, par le trémolo, etc.

Combinés avec des quintes, tierces et octaves supérieures, les signaux rectangulaires permettent l'obtention de nouveaux timbres du plus haut intérêt musical et spectaculaire.

De nouveaux circuits sont actuellement utilisés dans les orgues du Dr Böhm. Les circuits sont des perfectionnements des anciens. La HT a été remplacée par de la BT à 20 V et la lampe à incandescence par une diode Ga-As.

LES SCHEMAS DES EFFETS SPECIAUX

Ces schémas sont donnés aux figures 1 et 2. Ils représentent les montages des plaquettes III et IV. Sur la plaquette III, on a monté deux préamplificateurs à deux étages chacun, une résistance photo-électrique et une diode au gallium-arsénique (Ga-As).

Cette plaquette est à fixer, de préférence, près de la plaquette de formation des timbres, afin que les connexions avec celle-ci soient courtes.

Pour la plaquette IV, figure 2, où se trouvent les autres éléments du circuit, il est bon également de ne pas l'éloigner de la plaquette III. On voit sur la figure 1, que la tension du secteur à 220 V, est abaissée à 18 V par un transformateur 220/18 et redressée par un pont redresseur à quatre diodes B30C400. Le + est mis à la masse et le - donne le + 28 V par rapport à la masse.

Le filtrage est du type électronique. Il utilise les transistors T₁₆ et T₁₅. La tension filtrée est de 20 V environ.

La plaquette IV est alimentée sous 28 V et 14 V. On sépare les sorties de la plaquette des timbres, des entrées du dispositif d'effets spéciaux, par des résistances de 1 M Ω ou de 470 k Ω . On remarquera les divers registres 16', 8', 4', 2 2/3', ainsi que ceux inférieurs, correspondant aux notes les plus aiguës des orgues à générateurs à 8 octaves.

Aux différents points de la formation des timbres, une partie du signal est prélevée à l'aide d'une résistance de 470 k Ω par harmonique et menée par la voie des commutateurs d'effet correspondant aux étages d'amplification équipés des transistors T₁ et T₂ (canal effets). Une partie du signal amplifié par T₁ parvient comme contre-réaction sur 470 k Ω et 68 nF au potentiomètre des registres principaux. Lorsqu'un ou plusieurs rangs sont commutés sur les effets spéciaux, le signal direct se trouve diminué suivant la position du potentiomètre P₁. Ainsi les effets ressortent mieux.

Le fil divisé souple en provenance du fil collecteur 4' (inverseur « g ») sera débranché des filtres 4' et commandera le transistor T₃ par son branchement sur l'entrée n° 3. Le signal 4' est redonné aux filtres 4' à partir de la sortie n° 5 du transistor T₄. Le trimmer permet de régler le gain de cet étage, pour que le volume des jeux 4' reste harmonisé avec le volume des autres jeux.

Le commutateur 8' rectangulaire étant fermé, un signal de 4' dont la phase est décalée de 180° et l'amplitude réduite de moitié part du collecteur du transistor T₃ et se superpose au 8'. Le trimmer P₂ ajuste le signal rectangulaire de façon optimale. Du collecteur du transistor T₄ part le signal qui commande les effets. Il est découplé au point 7 de la plaquette III par une résistance de 150 k Ω et amené à la plaquette IV (Fig. 2).

L'action du commutateur 8' forte branche une résistance en

parallèle sur la résistance de découplage du signal direct. Le volume de tous les jeux 8' est ainsi augmenté.

La sortie A du préamplificateur du canal « effets » mène du collecteur du transistor T₂ par le condensateur de liaison de 100 nF au diviseur de tension constitué par la résistance photo-électrique Ph₁ et la résistance R₄. La résistance photo-électrique Ph₁ varie en conductivité suivant la luminosité de la diode Ga-As. Le volume du signal « effets » est très faible quand la diode est éteinte et fort quand elle est allumée. Ce signal passe ensuite par le potentiomètre P₄ « Intensité des effets » pour parvenir à la pédale d'expression et à l'amplificateur de puissance.

Le signal qui commande percussion, contrecussion et mandoline va du point 7 de la plaquette III au point 7 de la plaquette IV et au transistor T₅. L'étage est fortement suralimenté et produit des signaux rectangulaires au niveau de la résistance R₉ du collecteur. En position de repos, T₆ est bloqué, le condensateur C₅ n'est pas sous tension. Les impulsions rectangulaires de T₅ chargent le condensateur C₅ par le transistor T₆ à + 10 V environ.

En position de repos, le collecteur de T₇ (R₁₀) est sur potentiel de + 12 V puisque l'absence de tension au condensateur C₅ le bloque. Lorsque ce condensateur est sous charge, le transistor T₇ devient conducteur et la tension au collecteur chute vers 0.

Ces sautes de tension commandent la percussion lorsque l'interrupteur « Effets » est fermé, la contrecussion quand l'interrupteur « contrecussion » est enclenché. Ces deux interrupteurs ne doivent pas être fermés en même temps, car ils se neutralisent mutuellement. Le plan de câblage correspondant à l'utilisation des nouveaux commutateurs poussoirs a toutefois pour effet de supprimer cette neutralisation : lorsque les deux commutateurs sont enfoncés simultanément, seule la percussion entre en action.

Lorsque le commutateur S₁₃ est ouvert, l'émetteur de T₈ se trouve sur une tension de + 1,2 V en provenance du diviseur de tension R₁₁-R₁₂. Le commutateur S₁₃ étant fermé et aucune touche du clavier enfoncée, T₈ devient conducteur. Son émetteur et les pôles positifs des condensateurs chimiques C₆, C₇ et C₈ sont alors sur + 12 V. Dès l'enfoncement d'une touche du clavier, T₈ ne conduit plus et la tension tombe à 1,2 V environ plus ou moins lentement suivant la capacité branchée par les commutateurs « durée moyenne » ou « durée longue ».

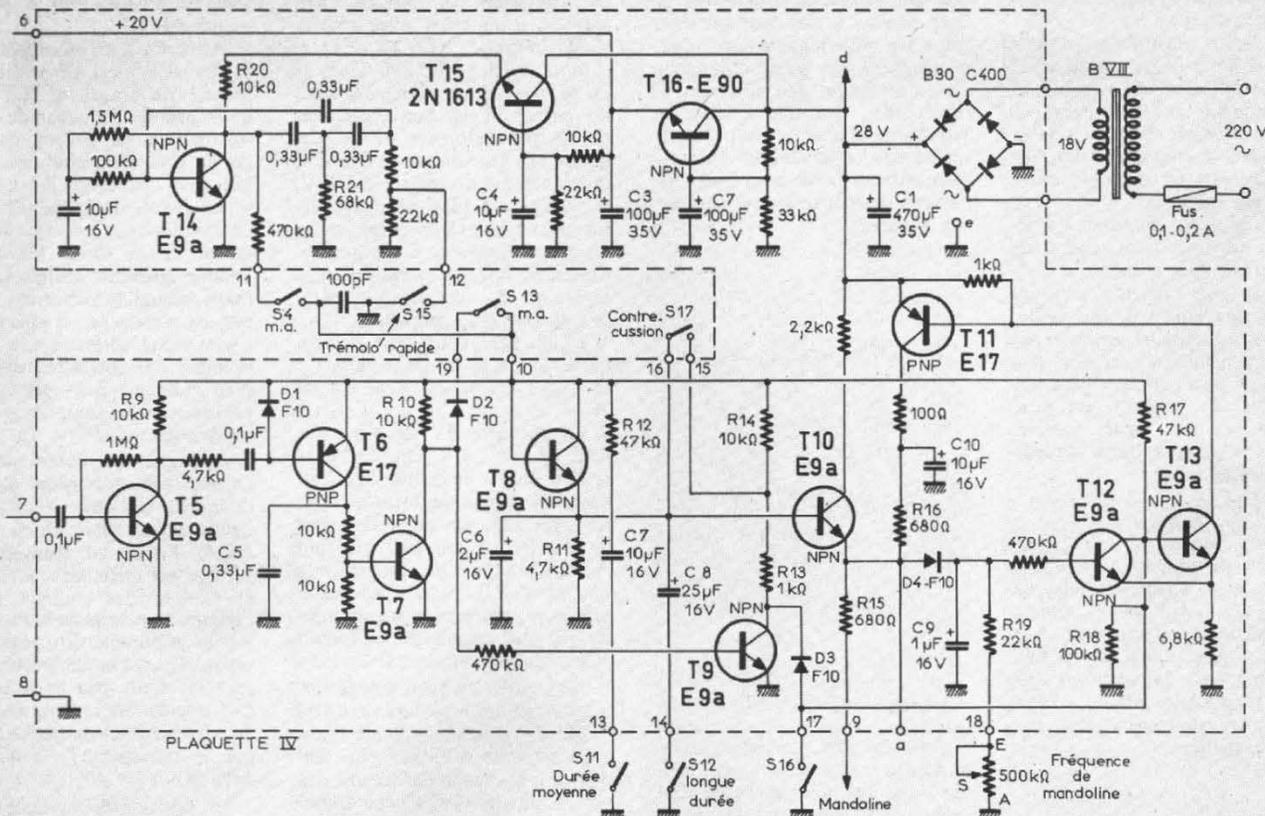


Fig. 2

Lorsque aucune touche n'est enfoncée, le transistor T_9 conduit et l'interrupteur fermé de la contreccussion soumet les condensateurs chimiques C_6 , C_7 et C_8 à une tension de 1,2 V par l'intermédiaire du diviseur de tension R_{13}/R_{14} . Dès l'enfoncement d'une touche, T_9 ne conduit plus et les condensateurs chimiques se chargent plus ou moins vite à 12 V par la résistance R_{14} .

Ces tensions de charge et de décharge pour percussion et contreccussion commandent la base de T_{10} . L'émetteur de T_{10} est à 0,8 V lorsque la percussion n'est pas enclenchée. Dès que la percussion est enclenchée (S_{13}), cette tension monte à 12 V et la diode Ga-As rayonne. A l'enfoncement d'une touche, la décharge des condensateurs chimiques C_6 , C_7 et C_8 rend le transistor non-conducteur et la diode électroluminescente s'éteint plus ou moins vite. Une fois la contreccussion enclenchée, l'émetteur de T_{10} reçoit une tension de 0,8 V environ et la diode Ga-As est éteinte. A l'enfoncement d'une touche du clavier T_{10} devient conducteur et la diode Ga-As s'allume plus ou moins vite.

La tension sinusoïdale de trémolo, produite dans le transistor T_{14} , est appliquée par l'interrupteur

S_{14} . Elle commande la diode Ga-As et la fait briller périodiquement. Le commutateur S_{15} augmente la fréquence du vibrato d'amplitude du trémolo et l'enclenchement de S_{11} et S_{12} permet de diminuer au besoin sa profondeur de modulation.

L'effet de mandoline est produit par un générateur d'enclenchement à ondes en dents de scie à partir des transistors T_{11} , T_{12} et T_{13} . Ce générateur commande la diode électroluminescente qui sert pour la percussion, la contreccussion et le trémolo. Le générateur d'ondes en dents de scie n'oscille que lorsque l'interrupteur « mandoline » est ouvert et qu'une touche du clavier est enfoncée. Ce procédé garantit en outre une attaque précise de la mandoline, la première « frappe » de mandoline étant synchronisée à l'enfoncement d'une touche du clavier.

La mise en marche du générateur de mandoline est commandée par le transistor T_9 et la diode D_3 , l'interrupteur S_{16} (mandoline) étant ouvert (!). En position de repos, le transistor 9 est conducteur. Il met alors le collecteur du transistor T_{12} à la masse et empêche le circuit d'osciller. Lorsqu'à l'enfoncement d'une touche du clavier, le tran-

sistor T_9 se bloque, le circuit oscillateur de la mandoline démarre. Au collecteur de T_{12} (R_{17}) se forment des impulsions rectangulaires de + 10 V environ. Ces impulsions sont amplifiées dans T_{13} et amenées sur T_{11} . T_{11} charge le condensateur C_{10} . Le transistor T_{11} ne conduisant plus, le condensateur se décharge à travers les deux résistances R_{15} et R_{16} dans la diode Ga-As. L'oscillation en dents de scie qui se transforme dans la diode en oscillations lumineuses, engendre alors le son de la mandoline.

Voici maintenant quelques précisions sur les montages des figures 1 et 2 des plaquettes III et IV, respectivement.

PLAQUETTE III

Sur la figure 1 une partie du schéma est dessinée dans un contour pointillé dont les points d'accus sont numérotés de 1 à 9. La plaquette III ne contient que ce qui est à l'intérieur de ce pointillé, donc les autres composants sont à monter séparément aux endroits indiqués dans les plans de câblage fournis par le constructeur aux amateurs dé-

sirant construire un orgue avec effets spéciaux.

Nous ne reproduisons pas ici ces plans qui sont de plusieurs sortes convenant à chacune des versions des orgues adoptées. Indiquons aussi que les semi-conducteurs dont le type n'est pas indiqué explicitement, sont des transistors, des diodes ou des transistors à effet de champ, spécialement sélectionnés par le constructeur et fournis selon une nomenclature spéciale comme par exemple E_6 , E_{9a} , E_{17} etc. Ceux désignés par leur type commercial, comme BC109 par exemple, sont également l'objet d'un choix soigné et sont également fournis par le fabricant, assurant ainsi, un fonctionnement certain dès que le montage est effectué par l'amateur et bien vérifié.

Remarquons, d'ailleurs, que les plaquettes III et IV sont fournies câblées et il ne restera à monter que les parties extérieures aux contours pointillés et à effectuer des liaisons entre les parties. Dans la plaquette III, T_1 et T_2 constituent un amplificateur à liaisons par résistances et capacités, alimenté, à partir du point 6, sur la ligne + 20 V comme on peut le voir en haut du schéma de la figure 2.

La lampe à incandescence L.I.N.C., est représentée en pointillés car elle est remplacée actuellement par la diode Ga-As. Celle-ci est branchée entre la masse et le point 9 que l'on retrouve sur le schéma de la figure 2 représentant la plaquette IV, sortie « mandoline ». L'élément photo-électrique Ph2 sera supprimé au même temps que la lampe.

BRANCHEMENTS

Les points de sortie ou d'entrée de la plaquette III se branchent comme suit : 1 à P₆ et à la ligne à laquelle sont reliées les résistances de 1 MΩ et 470 kΩ. Le point 2 va à la ligne commune des interrupteurs S₁, S₂, S₃, S₅, S₆ lorsque le générateur de l'orgue considéré est à six octaves.

Si l'orgue possède un générateur à 8 octaves, le nombre des jeux est augmenté. On y trouve alors, les jeux de 2' avec S₇, celui de 1 3/5' avec S₈, celui de 1 1/3' avec S₉ et celui de 1' avec S₁₀. On branchera les points 3, 4 et 5 aux interrupteurs. Le point 7 va, par l'intermédiaire du condensateur de 0,1 μF, à la base de T₅ (Fig. 2); le point 8 va à la masse. Un fil de ce point va au point 8 de la plaquette IV. Sur celle-ci on retrouve les points 6, 7, 8 et 9 ainsi que des points 10 à 19 à connecter à divers interrupteurs.

MISE AU POINT DES PLAQUETTES « EFFETS SPECIAUX »

Lorsque l'amateur a terminé son câblage, aidé continuellement par les notices et plans très détaillés fournis par le constructeur de l'orgue, il vérifie son travail et passe ensuite à la mise au point. Celle-ci est aisée car il n'y a que les potentiomètres ajustables P₁, P₂ et P₃ à régler. Ces trois potentiomètres se trouvent sur la plaquette III schéma figure 1 et à l'intérieur du pointillé.

Commençons avec P₁. On met en position arrêt tous les commutateurs S des effets spéciaux. On règle au maximum les potentiomètres P₄ (intensité des effets) et P₆ (volume registres principaux).

Choisir uniquement un jeu doux de 16' et un registre 4' et enfoncez une touche. Enclencher les interrupteurs S₁ (effet 16') et S₅ (effet 4'). Le volume des jeux baissera considérablement. Régler l'ajustable P₁ au volume minimum. De part et d'autre de ce minimum il y a, évidemment, augmentation de volume.

Si ce minimum ne peut être obtenu, mettre en P₁ une résis-

tance supérieure à 470 kΩ, par exemple 1 MΩ ou 1,5 MΩ.

P₃ se règle en enclenchant un jeu de 4'. On exécute un accord à notes aiguës et on règle P₃ de manière à ce que toute distorsion disparaisse.

Mettre ensuite un PRINCIPAL de 8' (voir les schémas des timbres dans nos précédents articles) et mettre en action le 8' rectangulaire (S₃).

Enfoncer ensuite une touche du clavier et régler l'ajustable P₂ pour obtenir la sonorité la plus creuse. L'harmonique 4', plus clair, disparaît alors, en grande partie. Produire, ensuite, un accord quelconque et retoucher l'ajustable P₂ si nécessaire.

On enclenche, ensuite, l'effet mandoline, avec un registre 8' et la touche effet 8' (S₂). On enfonce une touche de l'orgue et on aligne la résistance photo-électrique Ph 1 et la diode Ga-As pour le maximum de puissance du son.

UTILISATION

La simulation (ou imitation) des différents instruments conventionnels est facile en agissant judicieusement sur les effets spéciaux.

Le piano s'imité en supprimant le vibrato (modulation de fréquence) incorporé dans le générateur de l'orgue. La guitare s'obtient, comme une percussion sur les timbres trompette solo et hautbois.

Avec les registres 8' et une percussion de courte durée on réalise le banjo.

Si l'on veut entendre la mandoline, on met en fonctionnement deux registres 8' clairs et deux registres 4' clairs sur le canal des effets et on règle le vibrato de fréquence sur « fort » en choisissant la vitesse d'attaque de la mandoline appropriée. Il est possible aussi d'ajouter à la percussion quelques harmoniques élevées comme le 2' et le 1'. La flûte INCA s'obtient avec deux registres 8' sombres sur 8' « rectangulaires » et 8' « forte ». Ecouter un disque enregistré sur l'air El Condor Pasa par exemple pour vérifier l'effet obtenu. La clarinette s'obtient avec le signal rectangulaire et le 8' flûte creuse, principal, cor et chalumeau. Pour l'accordéon, utiliser un 8' rectangulaire sur trompette et hautbois avec un 8' forte et chalumeau. Les variations de volume de l'accordéon sont reproduites en agissant sur la pédale et un vibrato modéré.

Une infinité d'autres effets peuvent être obtenus en faisant varier les combinaisons, comme indiqué plus haut, pour créer des timbres nouveaux.

TELE-BRUNE

DÉPOSITAIRE EXCLUSIF

« GRUNFUNK »

10, BOULEVARD BRUNE, PARIS-14^e

A LA SORTIE DU METRO
PORTE DE VANVES

TEL : 532-36-42



● **TÉLÉVISEUR** ●
COULEUR 67 cm
« GRUNFUNK »

POGRAMMATION AUTOMATIQUE
VARICAP ● 5 PROGRAMMES ●
ENCOMBREMENT ULTRA REDUIT :
75 x 55 x 50 - Porte à clef.
EBENISTERIE LUXUEUSE

● TRANSISTORS ●

G 100 - PO-GO - 4 piles bâton.....	95 F
G 200 - PO-GO - prise antenne auto.....	115 F
G 300 - PO-GO - présentation très moderne.....	135 F
G 400 - PO-GO-FM-CAF.....	230 F
G 500 - PO-GO-FM-CAF - Piles/secteur.....	398 F

● ÉLECTROPHONES ●

GE 125 - Prix.....	169 F
GE 225 - 4 vitesses, cellule, piezo-électrique. 110/220 V. Prix.....	196 F
GE 325 - Changeur automatique 45 T. Prix.....	274 F
GE 425 - Changeur automatique 45 T. Luxeuse ébénisterie. Prix.....	334 F
GE 525 - Changeur tous disques. Prise magnétophone.....	412 F
GE 625 - Stéréo - Changeur automatique 45 T. Prise magnétophone.....	446 F
GE 725 - Chaîne stéréo - Changeur automatique 45 T. Couvercle plastique - Présentation luxueuse et très moderne - Blanc ou teck. Prise magnétophone.....	495 F

DÉPANNAGE TOUTES MARQUES SOUS 48 H

● EXPÉDITIONS EN PROVINCE ●

20 % à la commande le solde contre/remboursement.
Frais de port en sus.

● SERVICE APRES-VENTE ASSURÉ ●

● SERVICE PIÈCES DÉTACHÉES ●

MAGNÉTOPHONES AKAI

Magnétophones à cassette GXC 40

Modèle GXC 40 magnétophone à cassette : Nombre de pistes : 4 - 2 voies stéréo. Vitesses : 4,75 cm/s. Scintillement et pleurage : Inférieur à 0,2 % RMS. Bande passante : 30 Hz à 18.000 Hz (± 3 dB) avec bandes au dioxyde de chrome. Taux de distorsion : Inférieur à 2 % (1.000 Hz « O » VU). Puissance : 10 W nominale sur 8 Ω . Rapport signal/bruit : Meilleur que 45 dB. Taux d'effacement : Meilleur que 70 dB. Prémagnétisation : 60 kHz. Têtes : (2) Verre et cristal de ferrite pour enregistrement lecture effacement. Moteur : Hystérésis synchrone à rotor extérieur. Temps de rembobinage : 60 s avec cassette C 60. Durée d'enregistrement : 2 heures en stéréo avec C 120. Prises de sortie : Ligne (2) 1,23 V (« O » VU) 100 Ω , impédance de charge : plus de 20 K, écouteur (1) : 30 mV/8 Ω HP (2) 6 W/8 Ω (GXC-40). Prise DIN : 0,4 V/5 mV. Semi-conducteur : Transistor : 22 (GXC-40 D), 14 (GXC-40 D), diode 6. Circuit intégré : Linéaire 2. Alimentation : 100 V à 240 V AC 50/60 Hz. Consommation : 50 W (GXC-40) 20 W (GXC-40 D). Dimensions : 412 x 122 x 222 mm. Poids : 5,30 kg (GXC-40) 5,15 kg (GXC-40 D).

Modèle GXC 40 D : même modèle mais en version platine.

Modèle GXC 40 T : ce modèle comporte un tuner dont les caractéristiques sont les suivantes :

Partie tuner - Bande de fréquence et FI : 88 à 108 MHz/10,7 MHz. Sensibilité (IHF) : 1,8 μ V. Distorsion harmonique - Mono : Inférieure à 0,5 % - Stéréo : Inférieure à 0,1 %. Rapport signal/bruit : meilleur que 60 dB. Sélectivité : meilleure que 60 dB. Taux de détection (IHF) : 2,5 dB. Taux de réjection : meilleur que 60 dB à 98 MHz. Taux de réjection IF : meilleur que 60 dB à 98 MHz. Rayonnement parasite : 34 dB. Entrée antenne : impédance - 300 Ω équilibrée - 75 Ω . Séparation FM stéréo : meilleure que 35 dB. **Partie Tuner AM -** Bande de fréquence et IF : 535 kHz à 1605 kHz/455 kHz. Sensibilité (IHF) cadre : 15 dB à 1 MHz (400 Hz 30 % mod). Antenne : 52 dB à 1 MHz. Taux de réjection : Supérieur à 45 dB à 1 MHz. Taux de réjection IF : Supérieur à 45 dB à 1 MHz. Sélectivité : Meilleure que 20 dB à 1 MHz. Distorsion AM : Inférieure à 1,5 %. Rapport signal/bruit : Meilleur que 45 dB (400 Hz 30 % mod). Semi-conducteurs : Transistors : 30 - Diodes : 19. Circuits intégrés : Linéaire IC : 7. Alimentation : 100 V à 240 V AC, 50/60 Hz. Consommation : 60 W. Dimensions : 413 x 138 x 320 mm. Poids : 8,2 kg.

Magnétophone à cassette CS 35

Caractéristiques techniques : Pistes : 4 - stéréo. Vitesses : 4,75 cm/s. Scintillement et pleurage : inférieur à 0,12 % RMS. Courbe de réponse : 40 Hz à 16.000 Hz (bandes au chrome) - 40 Hz à 14 000 Hz (bandes faible bruit).

Taux de distorsion : inférieur à 2 % (1.000 Hz « O » VU). Puissance : 2 x 5 W musique sur 8 Ω . Rapport signal/bruit meilleur que 46 dB. Taux d'effacement : meilleur que 70 dB. Têtes : (2) 1 micron - enregistrement/lecture effacement. Moteur : à induction. Temps de rembobinage : 65 s avec cassette C 60. Durée d'enregistrement : 2 h stéréo avec cassette C 120. Prise sortie : Ligne (2) 1,23 V, (« O » VU)/100 Ω , impédance requise plus de 20 k Ω , casque (1) 30 mV/8 Ω , H.P. (2) 5 W chaque 8 Ω . Prise DIN : 0,6 V/5 mV. Transistors : 8. Diodes : 10. Circuits intégrés : linéaires 2 - puissance 2. Alimentation : 100 V à 240 V AC 50/60 Hz. Consommation : 30 W. Dimensions : 412 x 121 x 221 mm. Poids : 5,4 kg.

Modèle CS 35 D - même modèle mais en version platine.

Magnétophone à cassette GXC46

Caractéristiques techniques : Pistes : 4 pistes - 2 voies stéréo. Vitesse : 4,75 cm/s. Scintillement et pleurage : Inférieur à 0,12 % RMS. Courbe de réponse : 30 à 18.000 Hz (bandes au chrome) - 30 à 16.000 Hz (bandes à faible bruit). Distorsion : inférieure à 2 % (1000 Hz « O » VU). Rapport signal/bruit : Meilleur que 50 dB - 58 dB avec Dolby. Taux d'effacement : Meilleur que 70 dB. Fréquence de prémagnétisation : 60 kHz. Têtes : 2 - une GX enregistrement/lecture, une effacement. Moteur : Hystérésis synchrone. Temps de rembobinage : 55/65 s cassette C 60 - Disponible avec ampli de 2 x

5 W efficaces modèle GX46. Durée enregistrement : 2 h stéréo avec cassette C 120. Prise de sortie : Ligne 2 0,775 (« O » VU), impédance charge requise supérieure 20 k Ω . Prises entrée : Micro 2 : 0,2 mV/4,7 k Ω - Ligne 2 : 50 mV/200 k Ω . Prise DIN : 0,4/5 mV. Semi-conducteurs : Transistors 39, FET 2, diodes : 34. Circuits intégrés : Linéaires IC : 2. Alimentation : 100 à 240 V AC 50/60 Hz. Consommation : 20 W. Dimensions : 410 x 132 x 294 mm. Poids : 7,2 kg.

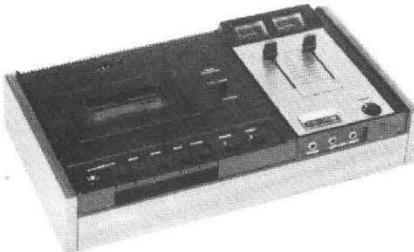
Modèle GXC46D : même modèle en version platine.

La platine de magnétophone stéréo X201D

Caractéristiques techniques : Pistes : 4 pistes, 2 voies stéréo/mono. Bobine : maximum 18 cm. Vitesse de défilement : 19 - 9,5 et 4,75 cm/s ($\pm 0,7$ %). Scintillement et pleurage : inférieur à 0,08 % à 19 cm/s. Courbe de réponse : 40 à 22.000 Hz (± 3 dB) à 19 cm/s. Distorsion : inférieure à 2 % - (1.000 - Hz « O » VU). Rapport signal/bruit : meilleur que 50 dB. Taux d'effacement : meilleur que 70 dB. Diaphonie : meilleure que 70 dB (mono) - meilleure que 50 dB (stéréo). Fréquence de prémagnétisation : 100 kHz. Têtes : (3) 4 pistes, 2 voies d'enregistrement/lecture, effacement, prémagnétisation. Moteurs : (3), 1 moteur synchrone à hystérésis 3 vitesses pour cabestan, 2 moteurs 6 pistes à flux variable pour les rembobinages. Temps de rembobinage : 75 s avec bande 1.200 pieds à 50 Hz. Sorties : ligne (2) 1,23 V « O » VU/100 Ω ,



modèle GXC40T



modèle CS35



modèle GXC46



modèle GX220D



modèle 1731D



modèle X201D



modèle GXM11D

impédance de charge supérieure à 20 kΩ, casque (1) 30 mV/8 Ω. Entrées : micro (2) 0,5 mV/5 kΩ, ligne (2) 60 mV/180 kΩ. Prise DIN : 4 V/60 mV (High)/6 mV (Low). Consommation : 100 W. Circuits intégrés linéaire IC : 2. Alimentation : 110 V à 240 V 50/60 Hz. Dimensions : 374 × 362 × 245 mm. Poids : 16,6 kg.

Magnétophone stéréo M11

Caractéristiques techniques :
Pistes : 4 pistes - 2 voies stéréo/mono. Diamètre bobines : jusqu'à 18 cm. Vitesses : 19 cm/s - 9,5 cm/s. Scintillement et pleurage : inférieur à 0,01% RMS à 19 cm/s. Egalisation : correcte à la lecture de bandes enregistrées selon la courbe NAB. Courbe de réponse : 30 à 25 000 Hz (± 3 dB) à 19 cm/s. Taux de distorsion : inférieur à 1,5% (1 000 Hz « O » « VU »). Puissance de sortie : 20 W musique (10 W/10 W sur 8 Ω M11 seulement). Rapport signal/bruit : meilleur que 54 dB. Taux d'effacement : meilleur que 70 dB. Diaphonie : meilleure que 60 dB (Mono); meilleure que 40 dB (Stéréo). Fréquence de pré-magnétisation : 65 kHz. Têtes : (3) 1 tête GX - enregistrement lecture; 1 tête GX - lecture reverse; 1 tête - effacement. Moteur : synchrone à hystérésis 2 vitesses. Temps de rembobinage : LLO/140 sec avec bande 370 m à 60/50 Hz. Prises de sortie ligne (2) : 1,23 V (« O » « VU »)/100 Ω; impédance de charge requise : supérieure 20 kΩ; casque : (1) 30 mV/

8 Ω; H.P. (2) : 10 W/8 Ω (M11 seulement). Prises entrée : 0,3 mV/4,7 kΩ; 100 mV/200 kΩ. Prise DIN : 0,4 V/5 mV. Haut-parleurs : 2 incorporés de 10 cm (M11 seulement). Semi-conducteur : transistors 9. Circuit intégré : linéaire IC : 2; puissance IC : 2 (M11 seulement). Alimentation : 100 V à 240 V A, C. 50/60 Hz. Consommation : 65 W (M11D) 90 W (M11). Dimensions : M11 : 419 × 405 × 225 mm; M11D : 412 × 405 × 225 mm. Poids : M11 : 16 kg; M11D : 15,3 kg.

Modèle M11D : même modèle en version Platine.

Platine de magnétophone stéréo GX220D

Caractéristiques techniques :
Pleurage : inférieur à 0,08% à 19 cm/s. Bande passante : 30 Hz à 24 000 Hz (± 3 dB) à 19 cm/s. Taux de distorsion : inférieur à 1,5% (1 000 Hz « O » « VU »). Rapport signal/bruit : meilleur que 50 dB. Effacement : meilleur que 70 dB. Transmodulation : meilleure que 50 dB stéréo. Fréquence pré-magnétisation : 100 kHz. Moteurs : trois moteurs. Têtes : trois têtes. Tension de sortie : ligne 1,23 V (« O » « VU ») 100 Ω; écouteur : 30 à 40 mV/8 Ω. Entrée : micro : 0,2 mV/10 kΩ. DIN Jack : 0,4 V/50 mV et 7 mV/Basse. Semi-conducteurs : 24 transistors, 14 diodes. Circuits intégrés : linéaire IC : 2. Alimentation : 100 V à 240 V AC-50/60 Hz. Consommation : 90 W. Dimensions : 430 × 425 × 230 mm. Poids : 19 kg.

Magnétophone stéréo 1731W

Caractéristiques techniques :
Pistes : 4 pistes - 2 canaux Mono-Stéréo. Bobines : jusqu'à 18 cm. Vitesses : 19 et 9,5 à ± 1%. Scintillement et pleurage : inférieur à 0,12% à 19 cm/s. Courbe de réponse : 30 à 24 000 Hz (± 3 dB) à 19 cm/s. Taux de distorsion : inférieur à 1,5% (1 000 Hz « O » « VU »). Puissance (1731 W et L) : 7 W/7 W continue sur 8 Ω. Rapport signal/bruit : supérieur à 50 dB. Taux d'effacement : supérieur à 70 dB. Diaphonie : meilleure que 70 dB (Mono); 50 dB (Stéréo). Pré-magnétisation : 100 kHz. Têtes : 3 - 1 enregistrement - 1 lecture 4 pistes - 1 tête d'effacement. Moteurs 1 - hystérésis synchrone 2 vitesses. Sorties : ligne (2) 1,23 V (« O » « VU ») 100 Ω, impédance de charge requise > 20 kΩ. Casque (1) 30 mV/8 Ω. Entrées : micro (2) 0,8 mV/30 kΩ - ligne (2) 100 mV/100 kΩ - prise DIN : 0,4 V/10 mV. H.P. : 2 incorporés de 10 cm (modèle 1731 W et L). Alimentation : 100 à 240 V - 50/60 Hz. Consommation : 80 W (1731DW 55 W). Dimensions et poids : 1731W : 428 × 450 × 22 mm - 17,2 kg; 1731L : 436 × 460 × 250 mm - 19 kg; 1731DW : 418 × 450 × 227 mm - 15,6 kg.

Modèle 1731D : même modèle en version Platine.

Magnétophone AKAI X165D
Platine de magnétophone mono stéréo 4 pistes, 3 têtes, vitesses : 4,75-9,5- 19 cm/s. Fluctuations

< 0,12% à 19 cm/s. Distorsion : < 3% à 1 000 Hz. Rapport signal/bruit > 50 dB. Dimensions : 340 × 340 × 230 mm. Poids : 14 kg.

La platine de magnétophone GX260D

Magnétophone 4 pistes. Vitesses : 9,5 et 19 cm/s. Réponse en fréquences : 30 à 23 000 Hz à 19 cm/s avec bande normale. Distorsion < 1,2% à 1 000 Hz. 4 têtes GX. 3 moteurs. Sorties : 2 sorties ligne 1,23 V/100 Ω. Écouteur : 30 mV/8 Ω.

Entrées : 2 entrées micro 0,3 mV/4,7 kΩ. 2 entrées ligne : 50 mV.

Dimensions : 446 × 473 × 226 mm. Poids : 20,8 kg.

La platine de magnétophone à cassette GXC36D

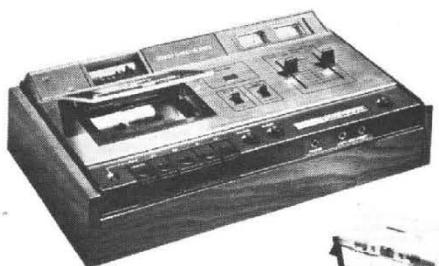
Platine de magnétophone à 4 pistes. Réponse en fréquences : 40 à 17 000 Hz avec bande au dioxyde de chrome. Rapport signal/bruit : < 48 dB. Tête d'enregistrement GX. Sorties : ligne 0,78 V/100 Ω; écouteur : 30 mV/8 Ω. 2 entrées micro : 0,5 mV/4,7 kΩ. 2 entrées ligne : 70 mV/200 kΩ. Dimensions : 410 × 115 × 223 mm. Poids : 5,3 kg.

Magnétophone à bande 1721L

Magnétophone stéréophonique 4 pistes. 2 têtes. 1 moteur. 2 vitesses : 19 et 9,5 cm/s. Touche SRT. Valise gainée skai.



modèle GX260D

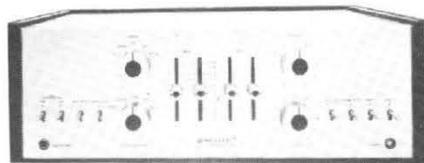
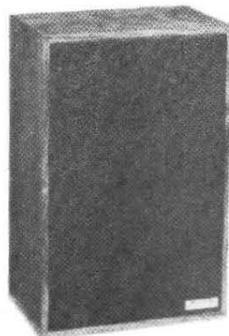


modèle GXC36D



modèle 1721L

SÉLECTION DE CHAÎNES HI-FI



CHAÎNES SCOTT 255 S

CHAÎNE SCOTT 255S-1. Cette chaîne comprend : un amplificateur Scott 255S, une table de lecture Garrard SP25 MK3, 2 enceintes acoustiques Erelson TSS.

L'amplificateur Scott 255S. Puissance : 2 x 30 W. Bande passante : 15 Hz à 35 kHz. Sensibilité et impédance des entrées : cellule : 2,5 mV/50 k Ω ; tuner : 120 mV/25 k Ω . Supplémentaire : 120 mV/25 k Ω ; magnéto : 120 mV/25 k Ω . Impédance de sortie : 8 Ω . Contrôles de tonalité : graves : ± 12 dB à -10 dB à 50 Hz; aiguës : +12 dB à -15 dB à 10 kHz. Dimensions : 413 x 222 x 124 cm. Poids : 6 kg.

La platine Garrard SP25. Tournedisque 3 vitesses : 33, 45 et 78 tours. Diamètre du plateau : 26,7 cm. Moteur asynchrone tripolaire. Pose automatique du bras. Réglage de la force d'application. Correcteur de poussée latérale. Dimensions : 383 x 317 mm.

L'enceinte acoustique Erelson TSS. Grâce à un volume plus important et à un traitement spécial du diaphragme de son haut-parleur, cette enceinte est plus particulièrement destinée à l'équi-

pement d'une petite chaîne haute fidélité. Dimensions : P. 19 x I. 29 x H. 43 cm. Présentation : noyer de Californie, face tissu. Impédance : 8 Ω . Haut-parleur : 18 cm + tweeter avec filtre. Principe : baffle clos, densité élevée des matériaux utilisés.

CHAÎNE SCOTT 255S-2. Cette chaîne comprend : un amplificateur Scott 255S, une table de lecture Dual 1214 ou table de lecture Garrard SP25 MKIII, 2 enceintes acoustiques Scientelec Eole 150.

L'amplificateur Scott 255S. Voir chaîne précédente.

La platine Garrard SP25 MKIII. Voir chaîne précédente.

La platine Dual 1214. Tournedisque manuel et changeur automatique de disque. Moteur asynchrone monophasé. Alimentation : 110/220 V. 5 vitesses : 33, 45 et 78 tr/mn. Rapport signal/bruit > 35 dB. Cellule : stéréo magnétique Shure M75, type D. Force d'appui conseillée : 2-3 g. Bande passante : 20-20000 Hz. Taux de diaphonie : 20 dB à 1 kHz. Compliance : verticale et horizontale 20 x 10⁻⁶ cm/dyne. Pointe de lecture : diamant, 15 μ m (sphérique). Câble secteur : environ 150 cm.

Câble pick-up : environ 100 cm. Dimensions : 360 x 146 x 305 mm. Poids : 6 kg.

L'enceinte acoustique Scientelec Eole 150. Système à 2 voies (2 H.P.). 1 haut-parleur 21 cm, fréquence de résonance 35 Hz (champ dans l'entrefer 10 000 G). 1 tweeter (23 kHz + 3 dB). Bande passante 30 Hz à 20 kHz. Recommandée pour ampli de 10 à 30 W par canal. Impédance 4-8 Ω . Dimensions : 423 x 293 x 240 mm. Volume interne : 19 litres. Poids : 10 kg.

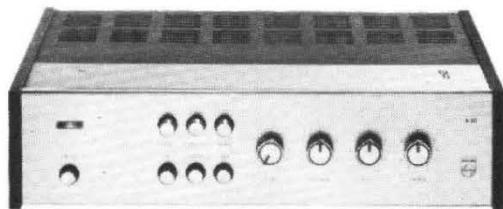
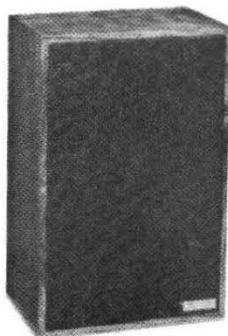
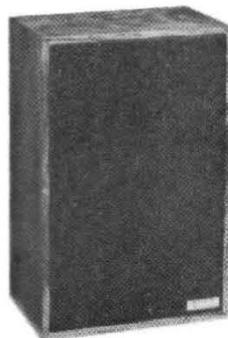
CHAÎNE SCOTT 255S-3. Cette chaîne comprend : un amplificateur Scott 255S, une table de lecture Lenco B55, 2 enceintes acoustiques Scientelec Eole 180.

L'amplificateur Scott 255S. Voir chaîne précédente.

La platine Lenco B55. Dimensions : platine de montage en acier de 2 mm, 375 x 300 mm. Diamètre du plateau : 300 mm. Poids : plateau en acier de 2 mm, 1,4 kg. Total du tourne-disque complet : 5,5 kg. Moteur : 4 pôles à axe conique. Raccordement au réseau : 117 V-220 V/50 ou 60 Hz. Puissance absorbée sous 220 V, 50 Hz, 15 VA. Bras de lecture : la force d'appui est ajustable. Force d'appui mini-

male possible : 0,5 g. Coquilles porte-cartouches interchangeables en métal léger pour tous types de cellules. Longueur du bras : 238 mm. Caractéristiques générales : Vitesses ajustables de manière continue entre 30 et 86 tr/mn. Encoches repères pour 4 vitesses fixes, 16 2/3, 33 1/3, 45 et 78 tr/mn. Pleurage et scintillation tels que mesurés $\pm 1,8$ ‰. Pleurage et scintillation évalués selon normes DIN 45507 $\pm 1,2$ ‰. Rumble (0 dB-100 Hz = 1,4 cm/s), -37 dB. Rapport signal/bruit (référence 6 mV), 44 dB. Variation de la vitesse pour une variation de la tension du secteur de ± 10 %, +2,5, -3‰. Erreur de lecture tangentielle pour diamètres de 120-20 mm, $\pm 0,8$ %.

L'enceinte acoustique Eole 180. Système à 2 voies (2 H.P.), 1 haut-parleur 21 cm, fréquence de résonance 30 Hz (champ dans l'entrefer 15 000 G). 1 tweeter (23 kHz + 3 dB). Bande passante : 25 Hz à 20 kHz. Recommandée pour ampli de 15 à 35 W par canal. Impédance : 4-8 Ω . Dimensions : 423 x 293 x 240 mm. Volume interne : 19 litres. Poids : 10 kg. Fréquence de coupure : 8 000 Hz. Coffret : noyer. Dimensions : 60 x 39 x 28,5 cm. Poids : 16 kg.



CHAÎNES PHILIPS RH 590

CHAÎNE PHILIPS RH590-1.

Cette chaîne comprend : un amplificateur Philips RH590, une table de lecture Garrard SP25 MKIII, 2 enceintes Erelson TS4.

L'amplificateur Philips RH590.

Puissance de sortie (8 Ω) puissance efficace : 2 x 10 W. Taux de distorsion : < 1 % pour 2 x 10 W. Intermodulation : < 1 % (250 Hz-8 000 Hz). Bande passante : 25-14 000 Hz pour -3 dB. Courbe de réponse : 20-20 000 Hz ± 1,5 dB. Rapport signal/bruit entrée tuner : > -80 dB à 2 x 10 W. Diaphonie : à 1 000 Hz : > -50 dB; de 250 à 10 000 Hz : > -35 dB. Sensibilité des entrées pour 10 W : P.U. magn. : 3 mV; P.U. cristal : 100 mV; tuner : 100 mV; magnétophone : 100 mV.

La platine Garrard SP25 MKIII. Voir chaîne Scott 255S.

L'enceinte acoustique Erelson TS4. Grâce à un volume plus important et à un traitement spécial du diaphragme de son haut-parleur, cette enceinte est plus particulièrement destinée à l'équipement d'une petite chaîne

Hi-Fi. Dimensions : 19 x 29 x 43 cm. Présentation : noyer de Californie, face tissu. Impédance : 8 Ω. H.P. de 18 cm. Principe : baffle clos, densité élevée des matériaux utilisés.

CHAÎNE PHILIPS RH590-2.

Cette chaîne comprend : un amplificateur Philips RH590, une table de lecture ERA444, 2 enceintes Erelson TS5.

L'amplificateur Philips RH590. Voir chaîne précédente.

La platine ERA444. Platine tourne-disque 2 vitesses : 33 et 45 tours. Bras à pivot fictif. Double moteur synchrone 48 pôles. Plateau lourd de 30 cm de diamètre. Entraînement par courroie. Dimensions : 410 x 310 x 130 mm.

L'enceinte acoustique Erelson TS5. Voir chaîne Scott 255S-1.

CHAÎNE PHILIPS RH590-3. Cette chaîne comprend : un amplificateur Philips RH590, une table de lecture ERA444, 2 enceintes acoustiques Scientelec Eole 150.

L'amplificateur Philips RH590. Voir chaîne précédente.

La table de lecture ERA444. Voir chaîne précédente.

L'enceinte acoustique Scientelec Eole 150. Voir chaîne Scott 255S-2.

HI-FI CLUB

TERAC

53, RUE TRAVERSIÈRE
PARIS-12^e - TEL. : 344-67-00

Platines et magnétophones à K7 et à bandes AKAI

GXC400	1 629 F	GX2600	3 991 F
CS350	1 330 F	1721L	2 106 F
GXC460	2 180 F	GXC40	1 838 F
GXC360	1 570 F	CS35	1 607 F
X2010	2 827 F	GXC46	2 439 F
M110	2 729 F	GXC40T	2 685 F
M11	3 297 F	1731	3 104 F
GX220D	3 676 F	X165D	2 200 F
1731D	2 494 F	4000DS	1 829 F

CHAÎNES PROMOTIONNELLES SCOTT

1 ampli SCOTT 255S, 1 platine SP25 MKIII GARRARD, cel. magnétique EXCEL, 1 socle, 1 plexi, deux enceintes ERELSON TS5	2 260 F
1 ampli SCOTT 255S, 1 platine DUAL 1214, cel. magn. socle et plexi ou SP25 MKIII, cel. magn. socle et plexi, deux enceintes Eole 150 SCIENTELEC. L'ensemble	2 350 F
1 ampli SCOTT 255S, 1 platine Lenco B55, cel. magn. socle et plexi, deux enceintes Eole 180 SCIENTELEC. L'ensemble	2 530 F

CHAÎNES PROMOTIONNELLES PHILIPS

1 ampli RH590 PHILIPS, 1 platine SP25 MKIII, cel. magn. socle et plexi, deux enceintes TS. L'ensemble	1 290 F
1 ampli RH590 PHILIPS, 1 platine ERA 444, cel. SHURE 75/6, socle et plexi, 2 enceintes ERELSON TS5. L'ensemble	1 590 F
1 ampli PHILIPS RH590, 1 platine ERA 444, cel. SHURE 75/6, socle et plexi, 2 enceintes Eole 150 SCIENTELEC. L'ensemble	1 850 F

CIRCUIT SÉQUENTIEL MODERNE DE LAMPES CLIGNOTANTES

VALEUR DES ELEMENTS DE LA FIGURE 1

R_1 = pot. lin. 47 k Ω . R_2 = 4 700 Ω . R_3 = 56 Ω . R_4 = 100 Ω .
 R_5 , R_6 = 1 k Ω . R_7 , R_{10} à R_{14} = 10 k Ω . R_8 = 1 800 Ω . R_9 = 220 Ω . Toutes ces résistances 1/2 W.

C_1 = élect. 1 000 μ F, 25 V.
 C_2 = élect. 25 μ F, 25 V. C_3 , C_4 = élect. 10 μ F, 25 V.

UJT : transistor unijonction 2N2646, 2N1671. Tr_1 : NPN BC107.

Tr_2 = NPN 2N1711. Tr_3 à Tr_7 : NPN BC107.

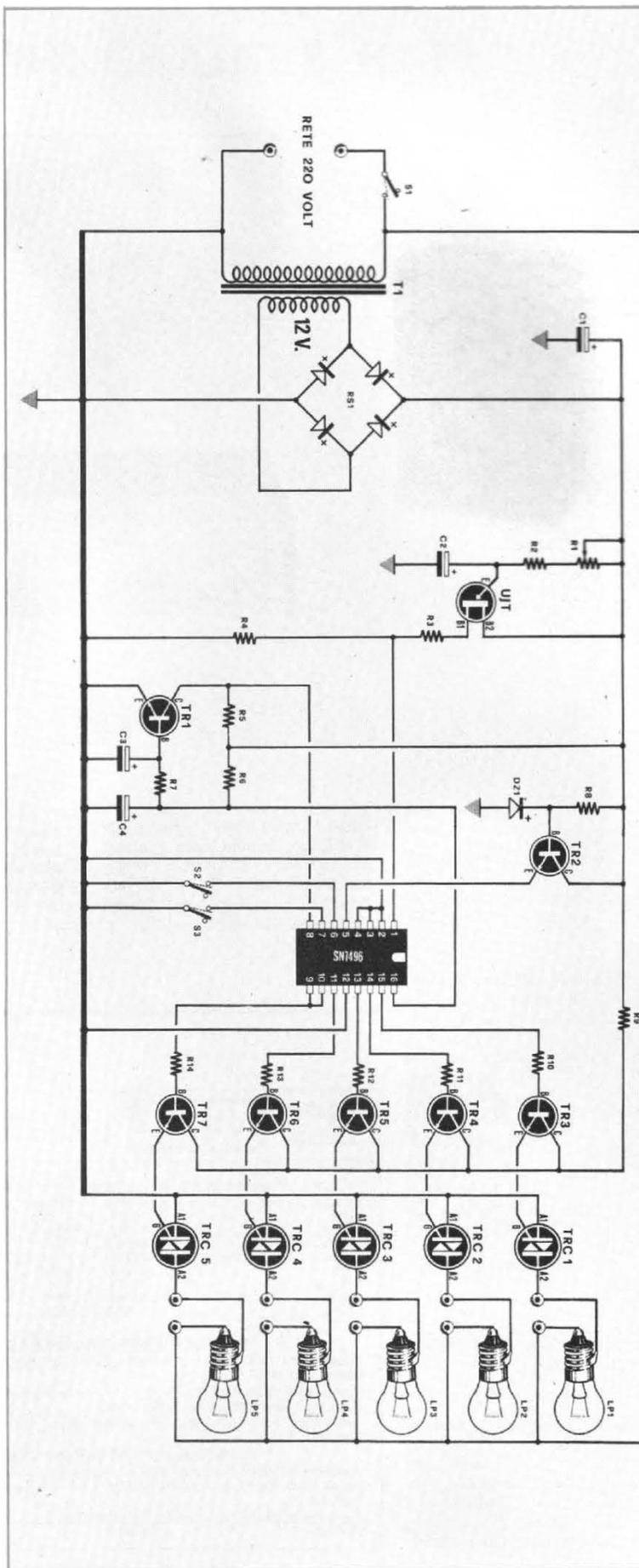
TRC₁ à TRC₅ : triacs de 400 V-6 A (TBA406). CI : SN7496. FJ241 - FLJ261.

FJ241 - FLJ261.

RS₁ = redresseur en pont de 30-50 V, 0,5 A.

DZ₁ : diode Zener de 5,6 V 1/2 W.

LP₁ à LP₅ ; lampes 220 V.



L'ATTENTION des passants est chaque jour attirée par des vitrines débordantes de lampes multicolores qui fonctionnent par intermittence. Normalement, les effets les plus simples comme l'allumage et l'extinction de toute une série de lampes sont commandés par un relais à thermocouple connu aussi sous le vocable plus commun de « relais intermittent » ; des effets plus complexes, comme des lampes qui tournent ou qui s'allument, de manière à simuler une cas-

cade, sont normalement obtenus en utilisant des moteurs qui commandent des contacts glissants ou bien en employant des relais.

Le circuit que nous présentons est entièrement électronique, c'est-à-dire qu'il n'offre aucune partie mécanique en mouvement ; il est ainsi silencieux, plus compact, d'un fonctionnement parfait, et privé de toute usure dans le système de commutation, du fait que pour allumer les lampes, on n'utilise par de relais dont les

contacts avec le temps, s'oxydent et carbonisent, mais un commutateur bi-directionnel, le triac, capable de supporter un courant de 8 A, sous une tension de 220 V, soit une puissance maximale de 1 700 W.

Pour la commande de rotation on utilise, comme nous le verrons, un circuit intégré spécial appelé « Shift register à 5 bits » qui donne la possibilité d'obtenir la rotation d'une seule, ou bien de deux ou trois lampes, l'une

après l'autre offrant ainsi le moyen de réaliser, avec ces combinaisons, les jeux de lumière les plus variés.

Ce circuit se prête aux utilisations les plus diverses qui exigent un grand nombre de lampes en mouvement telles que la décoration des vitrines, l'embellissement des salles de bal, des jardins, des fontaines lumineuses, des arbres de Noël ou pour la modernisation des enseignes publicitaires.

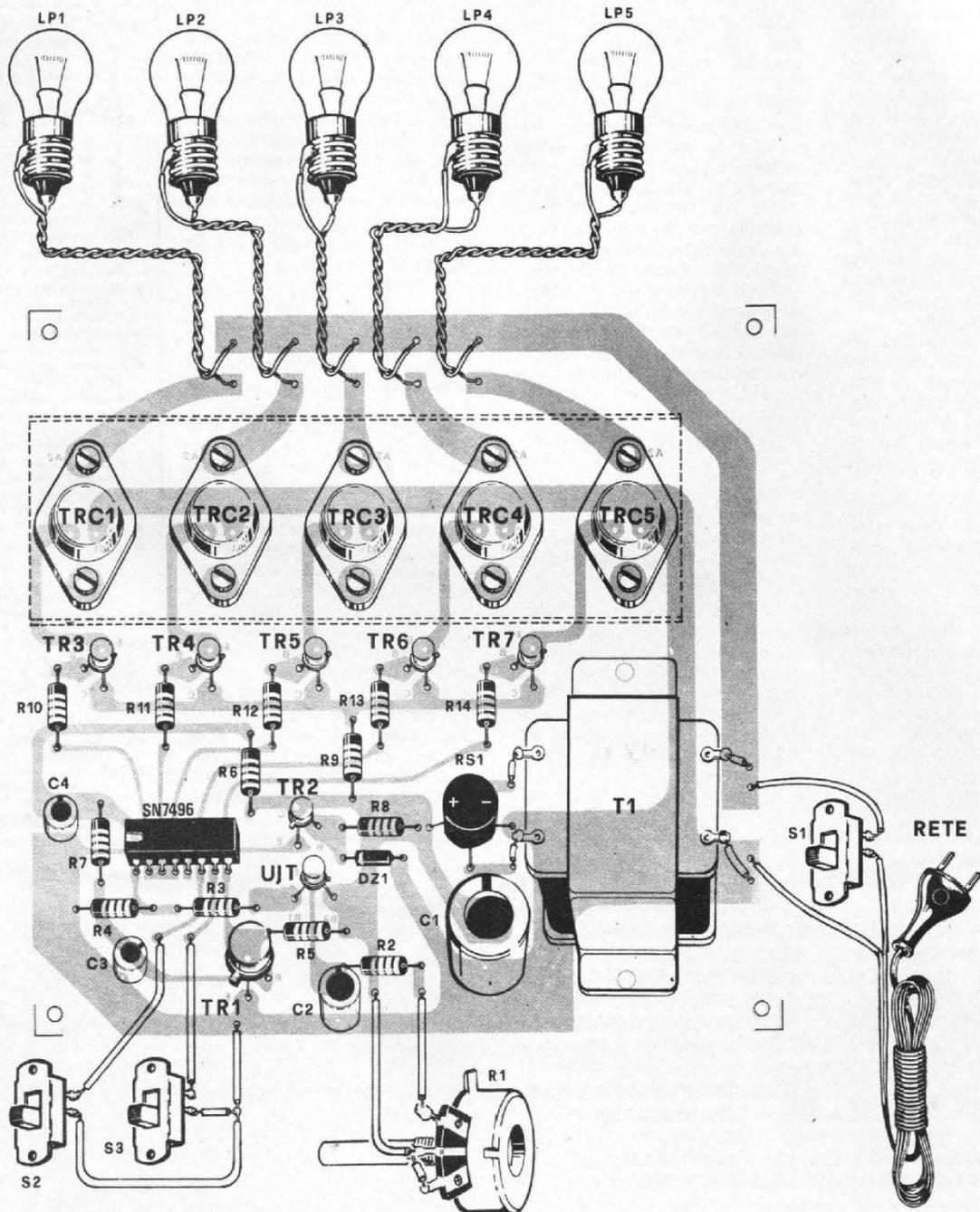


Fig. 2

ETUDE DU CIRCUIT

Comme on le voit sur la figure 1, le circuit nécessite un transistor unijonction, sept transistors courants NPN au silicium, cinq triacs et un circuit intégré type SN7496 (qui peut être remplacé par un FJJ241 ou FLJ261).

L'élément fondamental de ce projet est le circuit intégré SN7496 que l'on peut très simplement considérer comme un commutateur électronique rotatif à 5 sorties qui se commutent automatiquement, d'une position à une autre, sous l'action des impulsions. Ainsi, si on applique une impulsion à la borne 1 (borne d'entrée) lorsque la lampe LP₁ est allumée, celle-ci s'éteint et LP₂ s'allume. A la seconde impulsion, LP₂ s'éteint et LP₃ s'allume, et ainsi de suite jusqu'à ce qu'on arrive à la dernière lampe LP₅ (point 10).

La tension présente en ce point, en plus du pilotage de la base de Tr₇, est appliquée au point 9, pour déterminer le cycle de répétition; quand la dernière des cinq impulsions parvient à l'entrée, LP₅ s'éteint, mais LP₁ s'allume et ainsi de suite.

Le transistor unijonction délivre les impulsions de commande et détermine la vitesse de rotation pour l'allumage des lampes. En effet, comme on le verra plus loin, cette vitesse pourra être réglée en agissant sur le potentiomètre R₁.

En plus de cette commande, nous trouvons aussi deux inverseurs S₂-S₃ qui permettent de relier à la masse ou d'isoler les deux bornes 6 et 7 du circuit intégré SN7496 : avec ces deux interrupteurs, on peut obtenir deux autres effets supplémentaires, c'est-à-dire que la rotation des lampes s'effectue simultanément par deux ou trois à la fois au lieu d'une seulement.

Le transistor Tr₁ (BC107) assure que la commande de rotation par le circuit intégré soit

régulière et synchronisée tandis que Tr₇ (2N1711) stabilise la tension d'alimentation de ce dernier à 5,1 V.

Remarquons que le circuit intégré peut également fonctionner sous des tensions inférieures à 5 V, par exemple 4,5 V, mais il n'est pas conseillé de dépasser la valeur de 5,3 V. Puisqu'en DZ₁, nous avons utilisé une Zener 5,6 V pour piloter la base de Tr₂, et si l'on tient compte de la chute d'environ 0,6 à 0,7 V provoquée par le transistor, nous aurons donc sur le collecteur 5,6 V - 0,7 V soit 4,9 V environ.

Tous les autres transistors Tr₃ à Tr₇, sont des BC107 dont les bases sont reliées, à travers une résistance de 10 k Ω , aux cinq sorties du circuit intégré, tandis que les émetteurs sont reliés au gate de chaque triac. On comprend facilement que lorsque la borne 1 du circuit intégré est en condition « 1 », c'est-à-dire est à un potentiel positif, le transistor intéressé excite le gate du triac qui, porté à la conduction, permet à la lampe qui lui est associée de s'allumer.

Pour alimenter tout le circuit, on prélève sur le transformateur une tension de 12 V, qui est redressée par le pont RS₁ et filtrée par le condensateur électrolytique C₁.

REALISATION PRATIQUE

Tout le circuit est monté sur un circuit imprimé en fibre de verre représenté à la figure 2. La disposition des éléments sur ce circuit est indiquée.

Les conseils relatifs à ce montage sont les mêmes que ceux qui sont habituellement donnés pour des montages analogues. En ce qui concerne le circuit intégré, il est recommandé de ne pas le souder directement au circuit imprimé, mais d'utiliser un support à 16 broches.

Si on se limite à placer sur

chaque triac deux ou trois lampes de quelques watts, on pourra fixer ces derniers directement sur le circuit imprimé, sans radiateur; au contraire, si on charge chaque triac avec une dizaine de lampes ou plus, il sera nécessaire de prévoir des surfaces de refroidissement que l'on pourra réaliser soi-même en pliant une lamelle d'aluminium en U. Dans ce cas, le boîtier de chaque triac doit être isolé; aussi est-il nécessaire d'interposer entre le triac et le radiateur une lamelle de mica et d'utiliser des rondelles isolantes pour la fixation des vis. Avant de souder les triacs au circuit, on contrôlera avec un ohmmètre que ceux-ci sont parfaitement isolés.

Rappelons également que si le circuit est disposé à l'intérieur d'un coffret métallique, il devra être isolé.

Si ce circuit doit être utilisé pour allumer un nombre important de lampes disposées en parallèle, il faudra prévoir des radiateurs à ailettes dont la surface est suffisante pour maintenir les triacs à une température ne dépassant pas 40°.

CONSEILS UTILES

Bien que ce phénomène soit assez rare, si un triac se refuse à piloter une lampe, il suffira de réduire la valeur de la résistance R₉ de 220 à 180 Ω . Précisons que les interrupteurs S₂-S₃ doivent être commutés quand le circuit est éteint. Dans le cas contraire, on risque d'observer une programmation illogique.

Au lieu de brancher sur chaque triac, une seule ou plusieurs lampes 220 V, il est possible de relier plusieurs lampes 12 ou 24 V en série, de manière à obtenir 220 V. On dispose ces groupements de telle sorte que celui qui est relié au triac 1 soit en haut, celui relié au triac 2 en seconde position, et ainsi de suite, pour obtenir un effet de fontaine lumineuse. Placés en cercle dans

l'ordre 1-2-3-4-5 - 1-2-3-4-5 - 1-2-3-4-5, on aura l'impression que le cercle tourne. Si au contraire, on réalise des cercles concentriques, on devra placer extérieurement les premières lampes, ensuite les secondes, etc. En utilisant pour chaque cercle des lampes de couleurs différentes, on aura la sensation que le cercle se rétrécit, ou en intervenant l'ordre, qu'il s'élargit.

F. HURÉ.

Bibliographie :

Nuova Elettronica n° 4-25
(avec son aimable autorisation de reproduction.)

POUR TOUS VOS TRAVAUX MINUTIEUX UNIVERSA IV



Cette loupe a été étudiée et expérimentée pour les divers travaux effectués dans les industries électroniques : bobinage, câblage, soudure, assemblage et vérifications diverses.

- Optique de grossissement 4 X, composée de 2 lentilles applanétiques.
- Grand champ de vision (90 mm de large x 210 mm de long).
- Distance de travail variant de 16 à 30 cm sous la lentille.
- Aucune déformation d'image.
- Adaptation à toutes les vues (avec ou sans verres correcteurs) et rigoureusement sans fatigue.
- Eclairage en lumière blanche masquée par un déflecteur.
- Manipulation extrêmement libre (rotation, allongement).
- Mise au point rigoureuse.
- Indispensable pour l'exécution de tous travaux avec rendement et qualité.

CONSTRUCTION ROBUSTE
Documentation gratuite sur demande

ÉTUDES SPÉCIALES SUR DEMANDE

JOUVEL OPTIQUE, LOUPES DE PRÉCISION

BUREAU
EXPOSITION et VENTE
89, rue Cardinet, PARIS (17^e)
Téléphone : CAR. 27-56
USINE : 42, avenue du Général-Leclerc
91-BALLANCOURT
Téléphone : 498-21-42

GALLUS

Kit Shop

Kit Shop Bastille : 47, Bd Beaumarchais
75003 - PARIS - tél. 277.68.93
Kit Shop Alésia : 85, rue de Gergovie -
75014 - PARIS - tél. 734.42.63

Aucune inertie de chaîne, de rentabilité, de quantité ne vient freiner la sortie d'un Kit ce qui nous assure toujours :

Un appareil à base de haut-parleurs et composants les plus récents du marché.

DEUX MONTAGES SIMPLES A TRANSISTORS :

– UN CLIGNOTANT ÉLECTRONIQUE

– UN INTERRUPTEUR A COMMANDE ACOUSTIQUE

LES réalisations de quelques montages simples sont toujours appréciées des lecteurs, aussi n'hésitons-nous pas à publier une série de petits montages destinés aux amateurs débutants. D'autre part, l'utilisation de petites plaquettes « M Board » à bandes conductrices perforées facilite grandement le montage car elles permettent l'exécution rapide des montages presque comme un jeu de construction.

UN CLIGNOTANT ELECTRONIQUE

Il s'agit d'un clignotant électronique pouvant alternativement allumer ou éteindre une ampoule d'une puissance de 3 W sous 6 V. Ce montage peut être utilisé comme clignotant pour vélomoteur, jouet ou comme émetteur d'impulsions lumineuses pour commande photo-électrique.

La figure 2 donne le schéma de principe du clignoteur en question. Trois transistors sont utilisés. Le cœur du montage fait appel à un multivibrateur à couplages dit « croisé ». Il s'agit des transistors T_2 et T_3 . La constante de temps est déterminée par les éléments R et C, qui avec les valeurs adoptées procure un éclat lumineux toutes les secondes environ. Il est bien sûr possible de régler les durées respectives des temps d'arrêt et de conduction en agissant sur les valeurs des condensateurs C_1 et C_2 .

La puissance de l'ampoule employée nécessite la présence d'un transistor de commutation supplémentaire. La commande de ce transistor s'effectue au niveau de la base, la charge étant placée directement dans le circuit collecteur.

On pourra éventuellement remplacer la lampe L_1 par un

relais électromagnétique type télécommande de 100 à 300 Ω . Il conviendra cependant de placer en parallèle sur la bobine d'excitation du relais une diode de protection en plaçant la cathode au plus et l'anode au collecteur de T_1 .

L'alimentation du clignotant s'effectue sous 6 V de tension, mais l'ensemble du montage fonctionne également sous 4,5 V.

REALISATION PRATIQUE

Elle peut se mener à bien, très facilement à l'aide d'une petite plaquette M Board. Cette dernière comporte 12 bandes conductrices repérées à l'aide des lettres A à L. Ces bandes sont percées de 20 trous numérotés de la gauche vers la droite de 1 à 20. Cette plaquette est par ailleurs dotée d'un connecteur spécial de raccordement.

La figure 2 présente une implantation possible des éléments sur cette carte de 90 x 48 mm environ. Tous les éléments sont disposés « à plat » sur la plaquette en question. Il convient par ailleurs de ne pas omettre de placer les trois straps de liaison entre les bandes conductrices.

La vue de dessous de la plaquette, présentée figure 3 concrétise l'emplacement des diverses interruptions des bandes conductrices qu'il est nécessaire d'effectuer pour respecter le schéma de principe.

Aucune mise au point n'est à entreprendre, le dispositif devant fonctionner dès sa mise sous tension.

LISTE DES COMPOSANTS

$R_1 = 270 \Omega$ (rouge, violet, marron) $D_{18} L_{18}$.

$R_2 = 15 k\Omega$ (marron, vert, orange) $C_{14} L_{14}$.

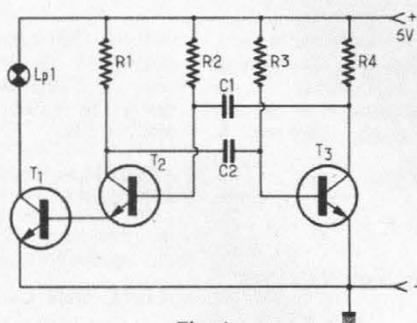


Fig. 1

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20

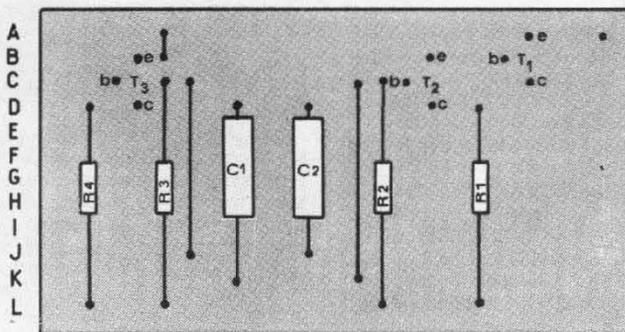
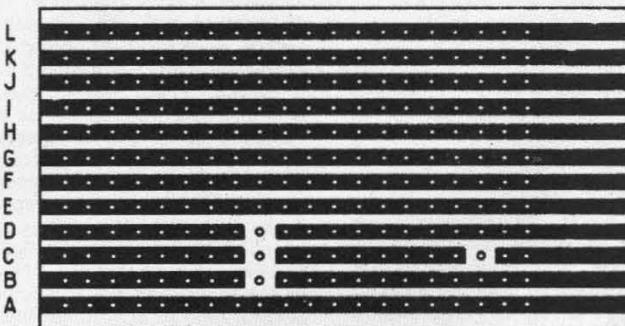
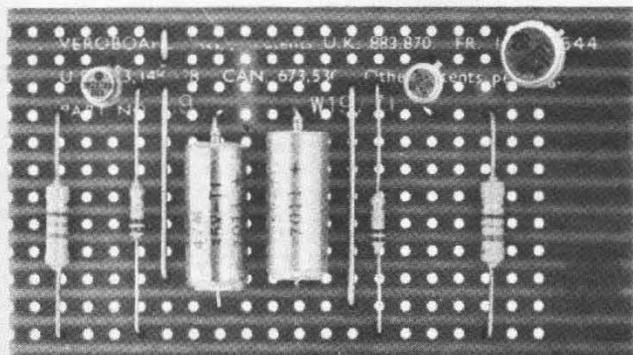


Fig. 2



1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20

Fig. 3

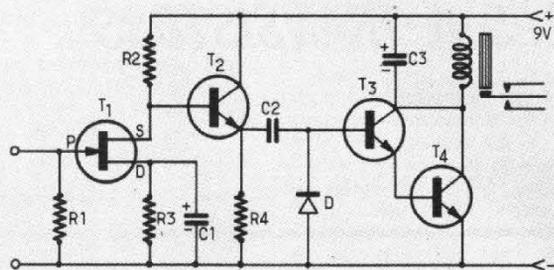
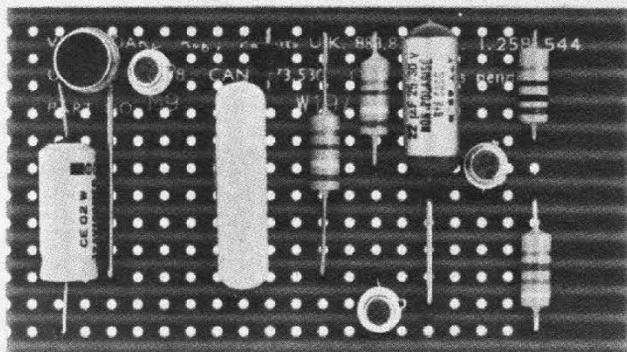


Fig. 4



- $R_3 = 15 \text{ k}\Omega$ (marron, vert, orange) $C_3 L_5$.
- $R_4 = 270 \Omega$ (rouge, violet, marron) $D_2 L_2$.
- $C_1 = 50 \mu\text{F}/15 \text{ V}$ tantale $D_8 +, K_8$.
- $C_2 = 50 \mu\text{F}/15 \text{ V}$ tantale $D_{11} +, J_{11}$.
- $T_1 = 2\text{N}1613, 2\text{N}2222$, émetteur A_{20} , base B_{19} , collecteur C_{20} .
- $T_2 = 2\text{N}1711$, émetteur B_{16} , base C_{15} , collecteur D_{16} .
- $T_3 = 2\text{N}1711$, émetteur B_4 , base C_3 , collecteur D_4 .
- $Lp_1 =$ lampe 6 V max. 3 W.

INTERRUPTEUR A COMMANDE ACOUSTIQUE

Il s'agit d'un petit montage très simple qui peut rendre les plus grands services. Parmi les applications les plus courantes on peut citer la télécommande à distance des jouets ou bien la commande de démarrage ou mise en service de magnétophone. On peut également utiliser ce montage en dispositif d'alarme ou bien encore en gadget destiné à couper la lumière d'une pièce si une personne parle trop fort ou si le bruit ambiant atteint un seuil réglable et prédéterminé.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe est donné, figure 4, quatre transistors sont nécessaires à la réalisation de ce montage.

Les signaux sonores captés par un microphone haute impédance type piezoélectrique sont directement transmis à la porte d'un transistor à effet de champ. Le gain de cet étage préamplificateur avoisine 20. Au niveau de la source une polarisation est prévue à l'aide de la résistance R_3 shuntée par le condensateur C_1 .

Les signaux préamplifiés sont prélevés sur le drain du transistor T_1 grâce à la résistance R_2 , et directement appliqués à l'étage suivant adaptateur d'impédance. C'est donc par l'intermédiaire de la résistance R_4 , insérée dans le circuit collecteur de T_2 , via le condensateur C_2 que les signaux sont mis en forme par la diode D .

La composante positive résultante agit alors sur les transistors T_3 et T_4 montés en Darlington. Le relais électromagnétique dont la bobine d'excitation fait office de charge, collecteur au transistor équivalent T_3, T_4 , est shunté, par un condensateur électrochimique destiné à éviter l'entrée en vibration du relais aux fréquences basses.

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25

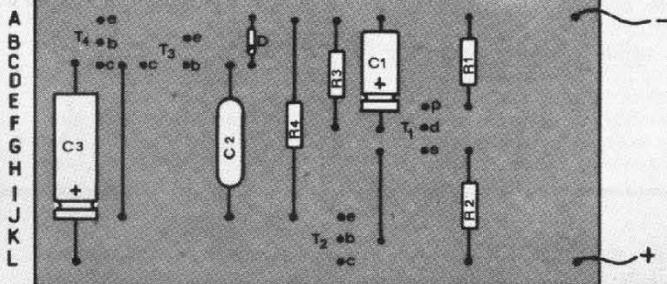


Fig. 5

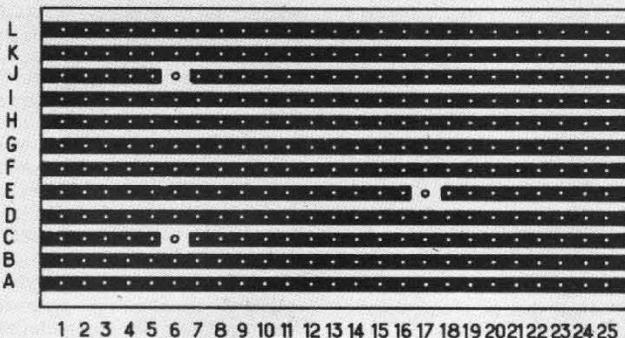


Fig. 6

Le relais est alors excité lorsqu'une tension BF d'au moins 35 mV eff. (100 mVcc) et de fréquence comprise entre 30 Hz et 200 kHz est appliquée à l'entrée de T_1 .

Le montage peut être alimenté à partir d'une pile de 9 V.

REALISATION PRATIQUE

Toujours à l'aide d'une plaquette M Board, le montage peut se réaliser dans les meilleures conditions. Deux types de plaquettes peuvent être utilisées, le modèle de référence M_9 identique au précédent montage avec un connecteur S_9 ou bien une plaquette M_{19} sans connecteur.

Cette dernière se présente sous la forme d'une plaquette de $90 \times 48 \text{ mm}$ et portant 12 bandes conductrices chacune perforée de 25 trous. La figure 5 présente à cet effet une implantation possible des éléments sur la plaquette. Il est prévu deux straps de liaisons entre les bandes conductrices ainsi que deux interruptions de circuit. La figure 6 indique l'emplacement de ces interruptions.

Pour l'utilisation du dispositif avec un microphone, il convient d'intercaler un condensateur de liaison de quelques microfarads.

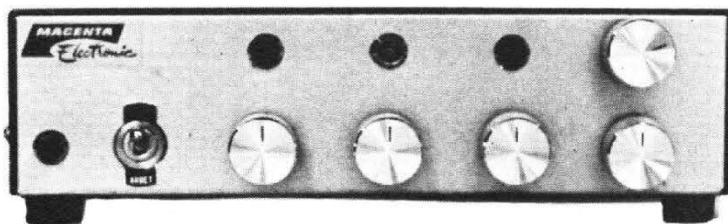
(Montages extraits des « kit » Véroboard.)

LISTE DES COMPOSANTS

- $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$ (marron, noir, vert) $A_{20} D_{20}$.
- $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$ (jaune, violet, rouge) $G_{20} L_{20}$.
- $R_3 = 2,7 \text{ k}\Omega$ (rouge, violet, rouge) $A_{14} F_{14}$.
- $R_4 = 2,7 \text{ k}\Omega$ (rouge, violet, rouge) $A_{12} J_{12}$.
- $C_1 = 25 \mu\text{F}/15 \text{ V}$ tantale $A_{16}, F_{16} +$.
- $C_2 = 0,68 \mu\text{F}$, plaquette Cogo $C_9 J_9$.
- $C_3 = 100 \mu\text{F}/15 \text{ V}$ tantale $C_2 L_2$.
- $T_1 = \text{BF}247$ porte E_{18} , source G_{18} , drain F_{18} .
- $T_2 = \text{BC}109\text{C}$ émetteur J_{14} , base K_{14} , collecteur L_{14} .
- $T_3 = \text{BC}109\text{C}$ émetteur B_7 , base C_7 , collecteur C_5 .
- $T_4 = 2\text{N}1613, 2\text{N}2222$, émetteur A_3 , base B_3 , collecteur C_3 .
- $D = \text{BAY}17, A_{10}, C_{10} +$.

MODULATEUR DE LUMIÈRE ET GRADATEUR

« LS 2000 »



DE nos jours, tous les orchestres ou formations musicales possèdent un nombre impressionnant d'appareils électroniques. Mais il en est un qui prend une place de plus en plus importante c'est le modulateur de lumière. On ne conçoit plus de discothèques, pistes de danse ou boîtes de nuit qui ne soient pas équipées d'un tel dispositif.

En complément de ces modulateurs de lumière ou générateur de lumière psychédélique, c'est-à-dire de lumière modulée en fonction d'un signal sonore, il peut s'avérer intéressant également de posséder un gradateur de lumière ou jeux d'orgues lumineux. C'est la raison pour laquelle les établissements « Magenta Electronic » ont conçu un nouvel appareil électronique regroupant les fonctions de gradateur de lumière et de modulateur de lumière.

PRESENTATION

L'appareil se présente sous la forme la plus rationnelle, c'est-à-dire sous la forme d'un petit amplificateur aux lignes assez basses. Les dimensions de l'appareil restent relativement réduites (235 x 140 x 70 cm) compte tenu de l'association d'un circuit modulateur à trois canaux et d'un gradateur à deux voies.

Sur la face avant grisée de l'appareil sont alors prévues les trois commandes de réglages des canaux du modulateur de lumière surmontées de témoins lumineux et respectifs de rappel. Un voyant de mise en service a toutefois été rajouté pour les deux autres commandes des voies du gradateur.

Les boutons de commandes de l'appareil sont en aluminium ano-

disé du plus bel aspect, ce qui confère à l'appareil une présentation très soignée.

Sur la face arrière de l'appareil sont alignées toutes les prises de sorties vers les lampes repérées à l'aide de douilles de couleur. Chaque prise est surmontée d'un fusible, très facilement interchangeable. Le raccordement à la sortie amplificateur s'effectue, quant à elle, à l'aide d'une prise standard aux normes DIN.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Modulateur de lumière

- Puissance 2 kW.
- Protection par fusible.
- Trois canaux : graves, aigus, médiums.
- Puissance entrée admissible 0,8 à 100 W.
- Réglage et dosage séparé sur chaque voie.
- Chaque voie équipée d'anti-parasite.

Gradateur

- Dispositif à deux voies.
- Puissance 2 x 1500 W.
- Suppression de l'hystérésis.
- Déclenchement du point zéro sans à-coup.

SCHEMA DE PRINCIPE DU GRADATEUR

Le schéma de principe du gradateur est proposé figure 2. A l'examen du schéma, on s'aperçoit que tout a été mis en œuvre pour éviter les parasites parfois gênants inhérents à ce genre de gradateur.

Une self spéciale et ses éléments associés assurent un blocage des parasites. L'appareil peut alors être approché d'un radio-récepteur sans craindre d'effets parasites.

Le déclenchement du triac ou

contrôle de phase peut s'effectuer directement à partir du réseau alternatif à l'aide d'un réseau de déphasage RC classique et d'un diac. Toutefois ce montage particulièrement simple présente un inconvénient. En effet, lorsque l'on diminue progressivement la valeur du potentiomètre de commande en partant de l'extinction totale, l'angle de conduction prend immédiatement une valeur importante lors de l'allumage en raison du changement brusque de la tension aux bornes du condensateur. De ce fait, il n'est pas possible d'obtenir un déclenchement progressif.

L'utilisation des diodes permet d'éliminer l'effet d'hystérésis précité. Le déclenchement du gradateur s'effectue alors du point zéro sans à coup jusqu'à la puissance maximale admissible. Le triac employé est un modèle 8 A, 400 V.

La protection du montage est par ailleurs assurée par un fusible 7 A ultra rapide.

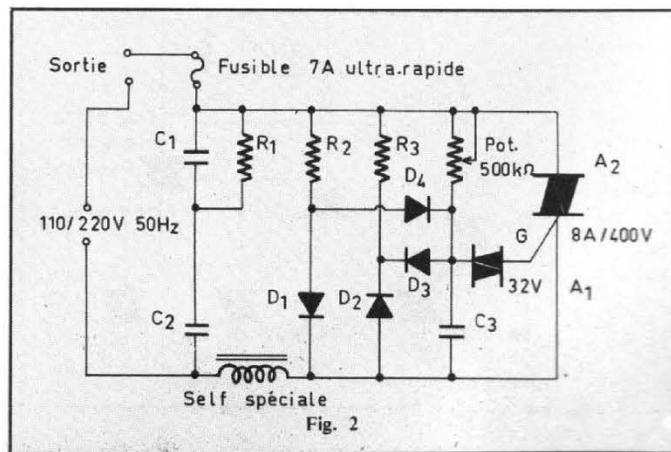
SCHEMA DE PRINCIPE DU MODULATEUR

La figure 3 présente le schéma de principe du modulateur de lumière à trois voies. L'isolement de la source de modulation avec le modulateur de lumière proprement dit s'effectue comme il est d'usage à l'aide d'un transformateur d'isolement et d'adaptation.

Le dosage de chacun des canaux est rendu possible grâce à l'emploi de potentiomètres de 1 k Ω . Ces derniers sont alors respectivement suivis des trois filtres de décomposition du spectre sonore destiné à assurer l'effet lumineux recherché.

Le filtre des fréquences graves fait appel à un circuit passe-bas, composé d'une résistance de 240 Ω et d'un condensateur de 5,6 μ F.

Les fréquences du canal médium sont, elles, aiguillées à l'aide d'un filtre passe-bande simplifié. Quant aux fréquences aiguës, il



est utilisé un filtre passe-haut très classique constitué d'une résistance de 2,2 k Ω , associé à un condensateur de 50 nF.

Les valeurs adoptées pour ces filtres sont telles, qu'il existe un recouvrement des fréquences afin d'éviter l'effet de saccade et, d'autre part, le filtre médium reste volontairement « cassé » attendu la prépondérance de ces fréquences à l'intérieur du spectre sonore.

La sortie de chaque filtre attaque alors la gâchette des triacs. Un élément à tension de seuil ou diac facilite le déclenchement mais son emploi reste facultatif. Les triacs utilisés sont des modèles pouvant supporter 8 A sous 400 V de tension.

Une protection série par fusible est retenue sur chaque voie.

Comme on peut le constater, il s'agit d'un schéma très classique mais d'un fonctionnement sûr et désormais éprouvé.

CONCEPTION

L'association d'un gradateur et d'un modulateur nécessitait l'emploi d'un circuit imprimé destiné à recevoir l'ensemble des composants constitutifs. C'est évidemment la solution qu'a retenue le fabricant.

L'appareil est alors, selon la formule, disponible soit en kit avec le circuit imprimé totalement préparé soit entièrement monté.

Dans le cas d'acquisition de l'appareil en kit il ne reste plus à l'amateur qu'à placer lui-même tous les éléments sur le circuit imprimé et à effectuer tous les raccordements nécessaires vers les prises de sortie ou éléments de commande ramenés sur la face avant.

La figure 4 donne la vue de dessus du module supportant

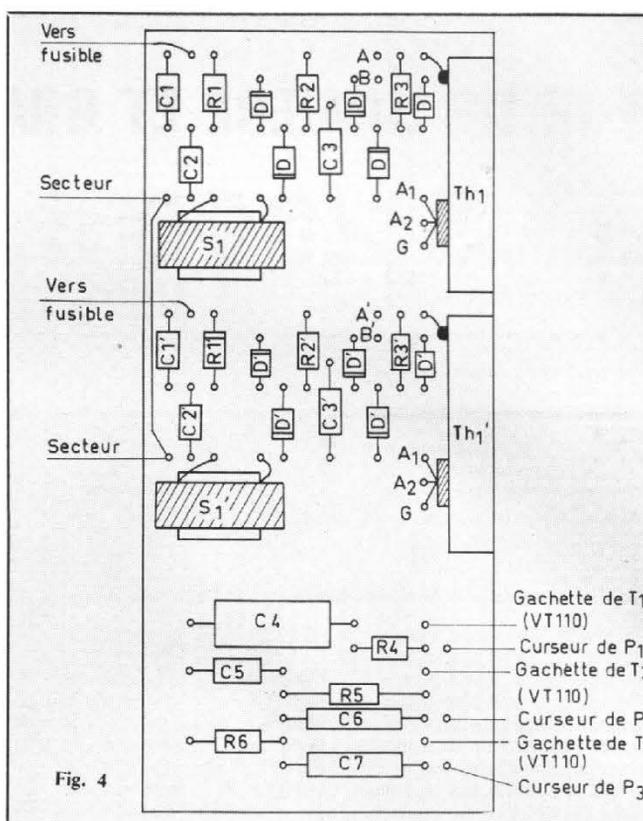


Fig. 4

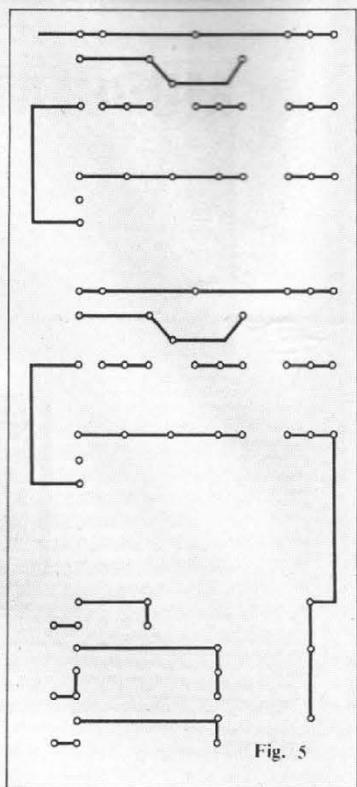


Fig. 5

tous les éléments constitutifs du gradateur à deux voies et seulement les trois filtres du modulateur de lumière.

Les triacs sont montés sur de larges radiateurs ce qui autorise même un fonctionnement très prolongé de l'appareil.

Le dessin du circuit imprimé est reproduit figure 5, il s'agit de la vue de dessous du circuit imprimé. Tous les composants sont disposés à plat sur la plaquette.

Liste des composants

Gradateur :

- $C_1, C'_1 = 50 \text{ nF}, 250 \text{ V}$ plaquette Cogeco.
- $C_2, C'_2 = 0,22 \mu\text{F}, 250 \text{ V}$ plaquette Cogeco.
- $C_3, C'_3 = 0,1 \mu\text{F}, 250 \text{ V}$ plaquette Cogeco.
- $R_1, R'_1 = 150 \Omega, 1/2 \text{ W}, 5\%$.
- $R_2, R'_2 = 22 \text{ k}\Omega, 1/2 \text{ W}, 5\%$.
- $R_3, R'_3 = 22 \text{ k}\Omega, 1/2 \text{ W}, 5\%$.
- D_1, D_2, D_3, D_4 et $D'_1, D'_2, D'_3, D'_4 = 1\text{N}4007$.

$S_1, S'_1 =$ séifs spéciales.

$Th_1, Th'_1 =$ triac 8 A/400 V.

$D_1, D'_1 =$ diacs 32 V.

— Potentiomètres linéaires de 500 k Ω .

Modulateur de lumière :

- $C_4 = 5,6 \mu\text{F}$ Cogeco plaquette.
- $C_5 = 0,33 \mu\text{F}$ Cogeco plaquette.
- $C_6 = 0,47 \mu\text{F}$ plaquette Cogeco.
- $C_7 = 50 \text{ nF}$ plaquette Cogeco.
- $R_4 = 240 \Omega, 1/2 \text{ W}$.
- $R_5 = 510 \Omega, 1/2 \text{ W}$.
- $R_6 = 2,2 \text{ k}\Omega, 1/2 \text{ W}$.

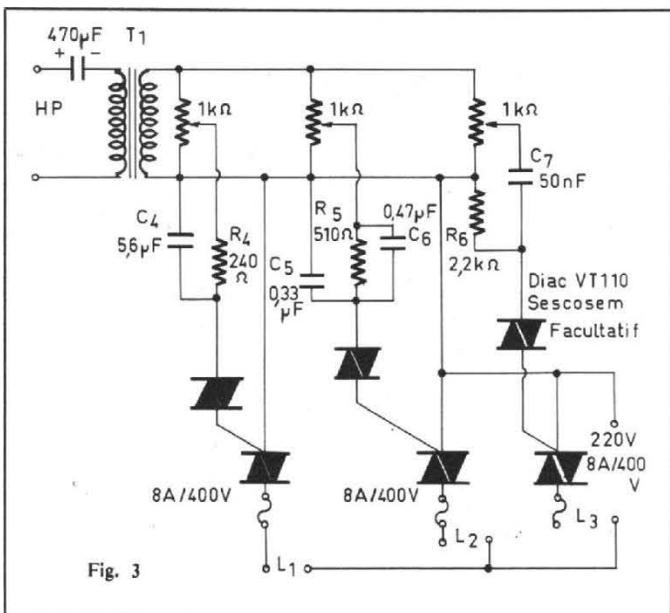


Fig. 3

LS 2000

Modulateur 3 voies, antiparasite, puissance générale 4 500 W, double gradateur 3 000 W avec extension de la plage de réglage et suppression de l'effet d'hystérésis

En kit 550,00
En ordre de marche 650,00

MAGENTA ELECTRONIC

8-10, rue Lucien-Sampaix, 75010 PARIS

Tél. : 607-74-02 - Métro : J. Bonsergent

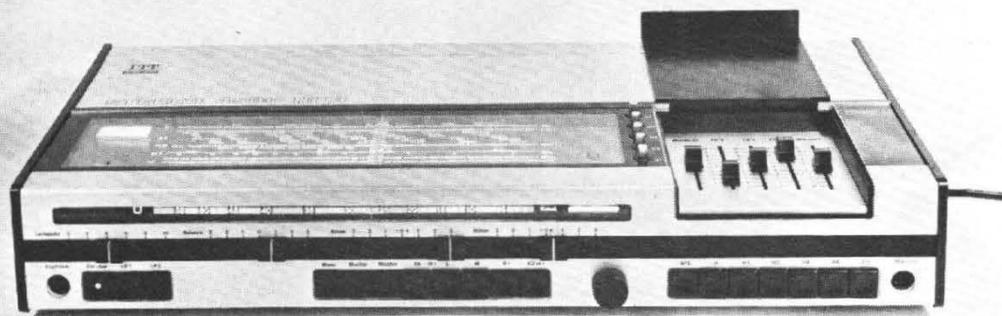
Ouvert du lundi au vendredi de 9 h à 13 h et de 14 h à 20 h

Samedi de 9 h à 19 h sans interruption

C.C.P. PARIS 19.668.41

LE TUNER-AMPLIFICATEUR

ITT SCHAUB LORENZ 4500 HIFI RÉGIE



ment simultané pour pseudo quadristéreo. Prise casque 4 à 2000 Ω .

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

Consommation : 20-140 W.
Encombrement : 630 x 105 x 290 mm.

Poids : 9 kg.

PRESENTATION

La ligne basse très allongée du stéréo 4500 Hi-Fi Régie reste celle de la gamme ITT allemande. L'œil est un peu dérouté par la disposition des commandes à la prise de contact, encore que celles-ci soient installées de façon rationnelle.

Le dessus de l'appareil comporte un cadran de dimensions importantes, autorisant une très bonne lisibilité. Sur la gauche du cadran sont disposés l'indicateur d'accord à aiguille et le voyant oblong stéréo. À droite, cinq boutons permettent le calage des stations préreglées, sans qu'ils servent à l'enclenchement sur celles-ci, obtenu par ailleurs par un jeu de touches sur le panneau avant. Sur la droite de l'appareil, un petit couvercle basculant occulte le pupitre de mixage, muni de cinq potentiomètres à déplacement linéaire pour le

LA firme ITT comme toutes les grandes firmes, s'est attachée à la haute fidélité de façon progressive depuis quelques années, et elle dispose actuellement d'une gamme qu'elle vient de compléter en présentant ses nouveautés au Festival du Son.

L'appareil que nous décrivons est un récepteur stéréophonique de puissance élevée, doté de caractéristiques et possibilités intéressantes, en particulier d'un petit pupitre de mixage incorporé qui permet l'exploitation simultanée des différentes sources pouvant être raccordées à l'appareil. Les entrées et sorties sont nombreuses, il est à noter que les constructeurs d'Outre-Rhin s'alignent sur celles-ci pour les fabrications américaines ou japonaises permettant de multiples configurations, ce qui n'était pas le cas pour leurs appareils produits jusqu'à une date récente.

CARACTERISTIQUES

Tuner. — 5 gammes d'ondes : FM, PO, GO, OC1, OC2.
FM = 87,5, 104 MHz.
PO = 510, 1605 kHz (588-187 m).
GO = 145, 285 kHz (2070-1053 m).

OC1 = 6,8, 18,2 MHz (43,9-16,4 m).

OC2 = 5,8, 6,3 MHz (51,7-47,1 m) bande étalée.

Fréquence intermédiaire : AM, 460 kHz ; FM, 10,7 MHz.

Sensibilité : FM, 2 μ V pour un rapport S + B/B de 20 dB ; AM, 25 à 30 μ V selon gamme pour un rapport S + B/B > 6 dB.

Séparation des canaux : > 35 dB à 1 kHz.

Distorsion harmonique : < 1%
Réjection des fréquences pilote et sous-porteuse : > 40 dB.

Désaccentuation : Norme européenne 50 μ s.

Décodeur stéréo : Circuit intégré, seuil de fonctionnement 15 μ V.

Bloc basse fréquence. — Puissance maximale 2 x 30 W eff. les deux voies chargées sur 4 Ω .

Distorsion harmonique : \leq 0,2% à la puissance nominale à 1 kHz les deux voies chargées sur 4 Ω .

Distorsion par intermodulation : \leq 0,2% à la puissance nominale.

Bande passante : 15 Hz, 25 kHz à 1% de distorsion harmonique.

Correction de tonalité : graves \pm 16 dB à 40 Hz ; aigus \pm 16 dB à 16 kHz.

Correction physiologique couplée au volume.

Entrées : Magnétophone 1, 180 mV/120 k Ω ; magnétophone 2, 180 mV/120 k Ω ; PU magnétique, 3 mV/47 k Ω ; microphone, 0,4 mV/8 k Ω ; monitoring, 280 mV/120 k Ω .

Sorties : Deux paires d'enceintes 4-16 Ω , sélectionnées paire par paire ou à fonctionne-

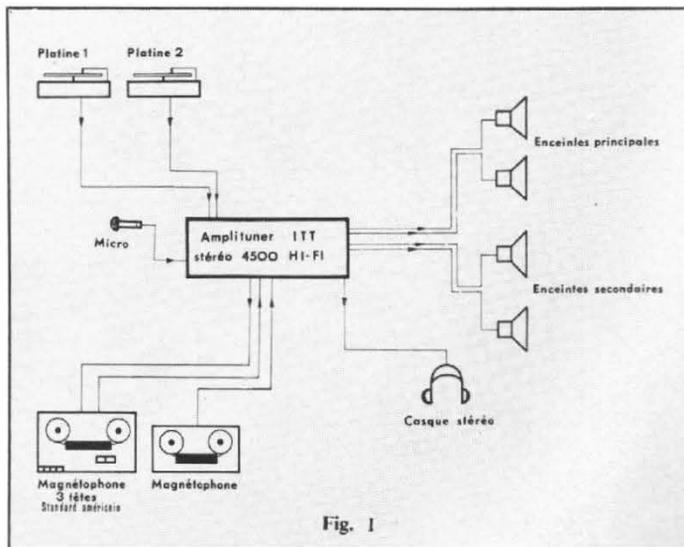
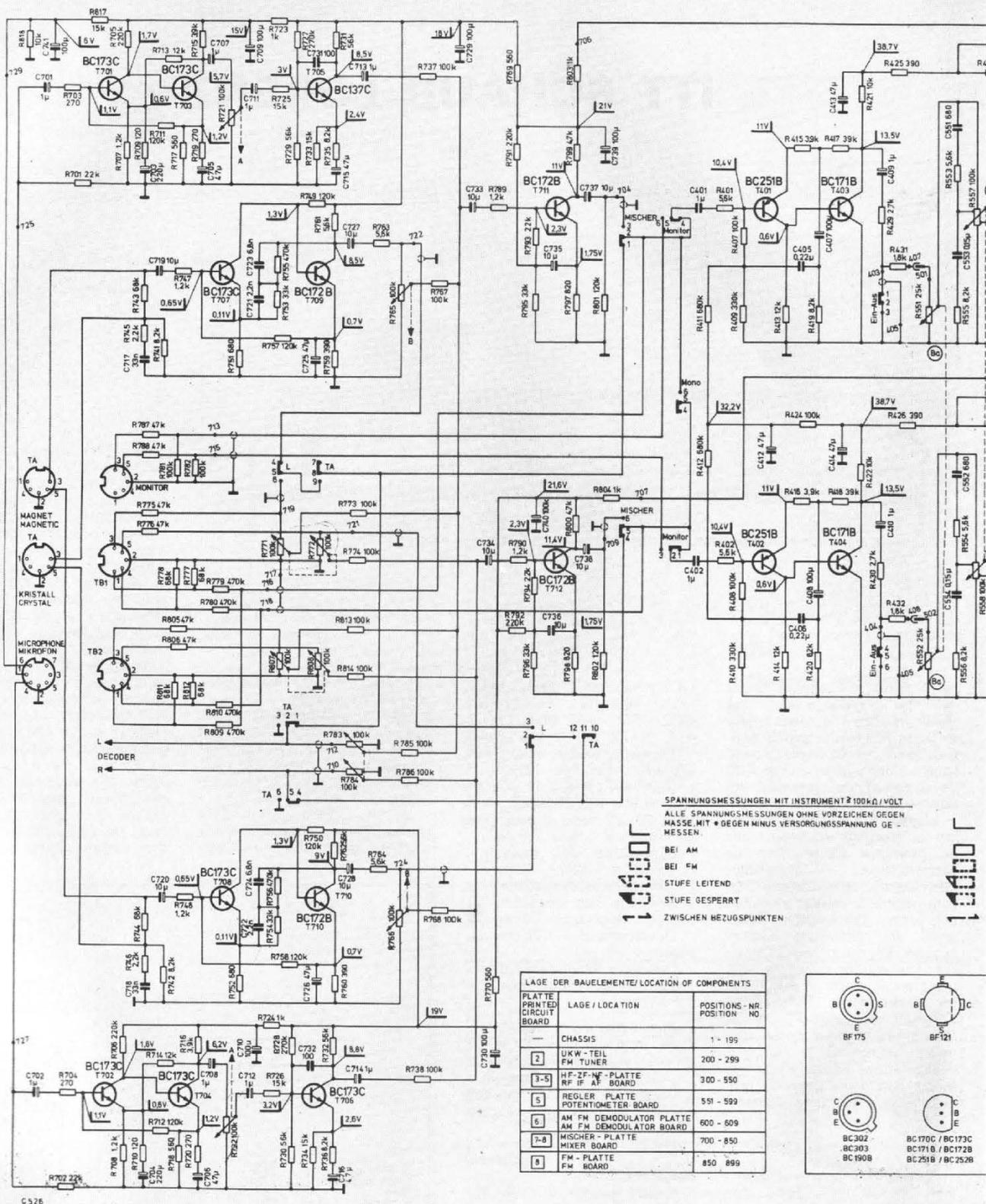


Fig. 1

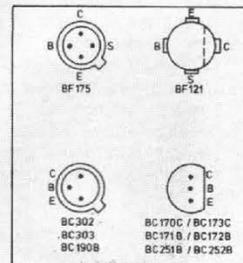


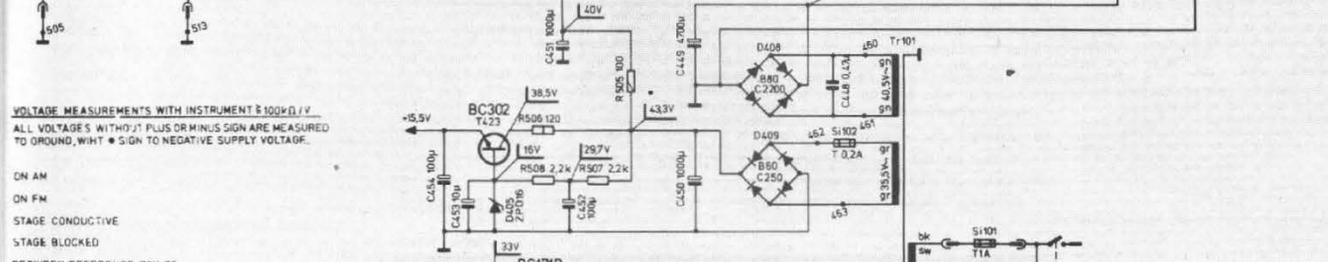
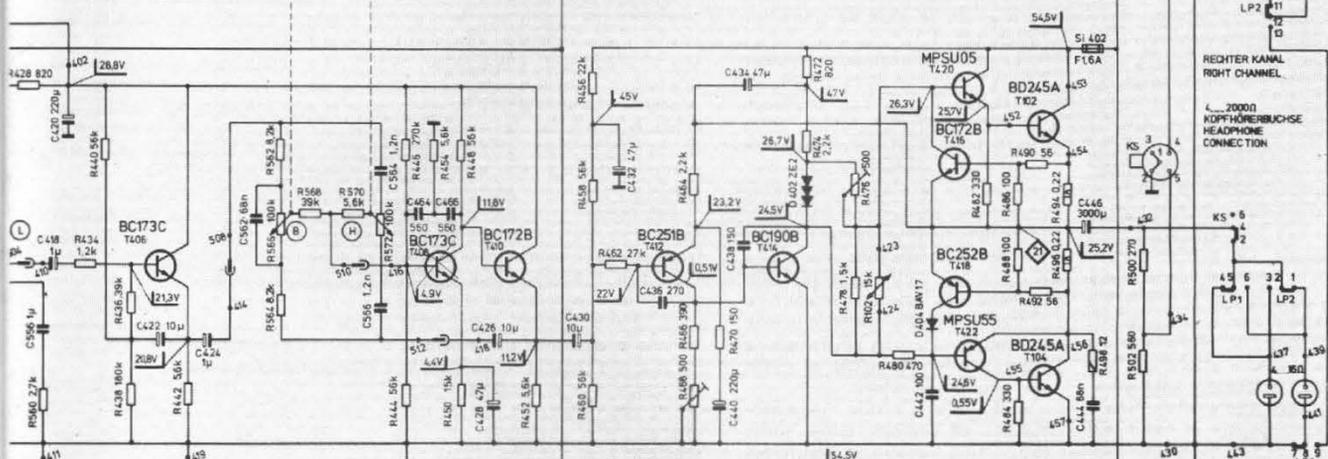
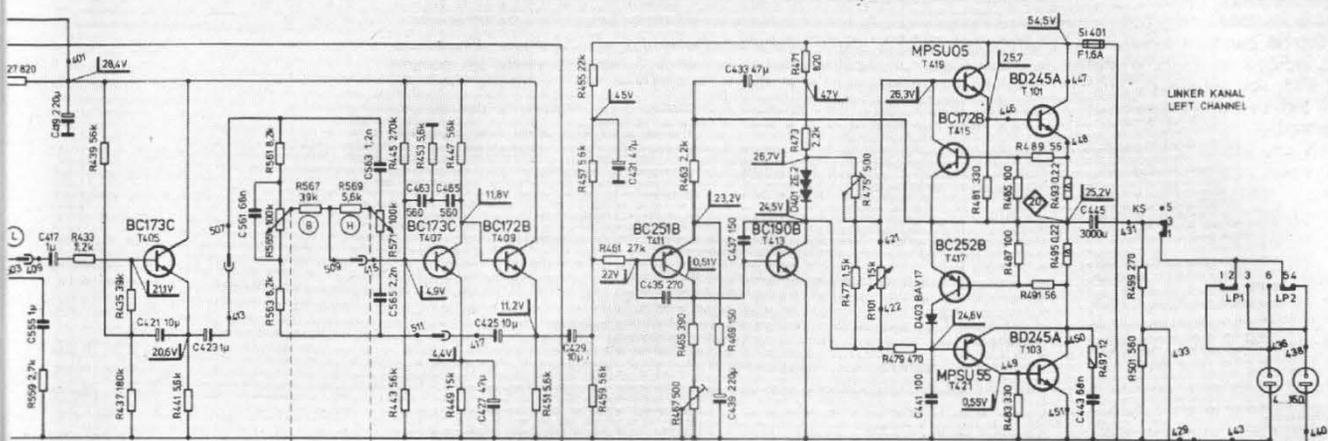
SPANNUNGSMESSUNGEN MIT INSTRUMENT $\geq 100 \text{ k}\Omega / \text{VOLT}$
 ALLE SPANNUNGSMESSUNGEN OHNE VORZEICHEN GEGEN MASSE MIT + GEGEN MINUS VERSORGNUNGSSPANNUNG GEMESSEN.

10000
 10000

- BEI AM
- BEI FM
- STUFE LEITEND
- STUFE GESPERT
- ZWISCHEN BEZUGSPUNKTEN

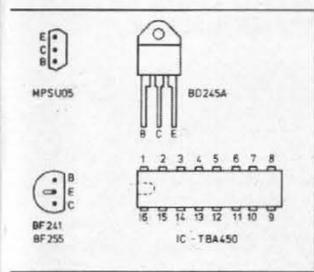
PLATTE / PRINTED CIRCUIT BOARD	LAGE / LOCATION	POSITIONS - NR POSITION NO
—	CHASSIS	1 - 199
2	UKW - TEIL / FM TUNER	200 - 299
3-5	HF-ZF-NF-PLATTE / RF IF AF BOARD	300 - 550
5	REGLER PLATTE / POTENTIOMETER BOARD	551 - 599
6	AM FM DEMODULATOR PLATTE / AM FM DEMODULATOR BOARD	600 - 609
7-8	MISCHER - PLATTE / MIXER BOARD	700 - 850
8	FM - PLATTE / FM BOARD	850 - 899





VOLTAGE MEASUREMENTS WITH INSTRUMENT $\leq 100k\Omega/V$.
 ALL VOLTAGES WITHOJT PLUS OR MINUS SIGN ARE MEASURED TO GROUND, WITH + SIGN TO NEGATIVE SUPPLY VOLTAGE.

ON AM
 ON FM
 STAGE CONDUCTIVE
 STAGE BLOCKED
 BETWEEN REFERENCE POINTS



L	LAUTSTÄRKE / VOLUME
B	BASS
H	HÖHEN / TREBLE
Bc	BALANCE

contrôle des niveaux sur les différentes sources et permettant le mélange de la voie microphone à l'une quelconque des sources : 2 magnétophones, radio, PU, ou de ces sources entre elles.

Sur l'étroit panneau avant, un cadran indique le numéro des canaux FM, son aiguille est solidaire du cadran disposé au-dessus de l'appareil.

Le voyant stéréo est répété sur cet étroit cadran à gauche, un voyant vert sur l'extrémité opposée signale l'enclenchement du pupitre de mixage.

Les potentiomètres contrôlant le volume, l'action des correcteurs et la balance sont à déplacement linéaire horizontal, situés sur un bandeau noir courant tout au long de la face avant.

La partie inférieure comporte de gauche à droite la prise casque au standard DIN ; un clavier à trois touches contrôlant l'arrêt/marche, le premier groupe d'enceintes, le second groupe, avec fonctionnement des deux paires en enfonceant les deux touches ; un clavier à 8 touches permettant la sélection des gammes AM, la sélection des entrées et du pupitre de mélange, le monitoring, le passage mono/stéréo. La commande d'accord est commune à l'AM et à la FM, elle est à effet gyroscopique. Un dernier clavier à 7 touches permet la présélection des stations FM et de l'AFC. A l'extrême droite, la prise microphone au standard DIN.

Sur le panneau arrière les différents raccordements sont assurés par l'intermédiaire de fiches DIN, pour la BF et pour les antennes (voir Fig. 1). La conception fait appel à des circuits très classiques, un circuit intégré est utilisé dans le décodeur stéréo. L'industrialisation est très bien réalisée, comme nous pouvions le penser.

DESCRIPTION DES CIRCUITS

Les circuits HF sont comme nous l'indiquons classiques. La tête HF-FM est équipée de transistors bipolaires, elle est constituée par un étage HF monté en base commune, d'un étage mélangeur, et d'un oscillateur local. L'accord est réalisé par diodes à capacité variable, l'oscillateur comporte une correction AFC commutable. La chaîne FI est commune à l'AM et à la FM, le décodeur est intégré.

En AM, l'utilisateur dispose à son gré d'une antenne cadre ferrite ou d'un raccordement à une antenne extérieure. La tête HF comporte un étage HF suivi d'un convertisseur, l'accord est réalisé à l'aide de condensateurs variables.

Les circuits basse fréquence

(Fig. 2) du fait de l'installation du pupitre de mélange sont très étoffés.

Nous disposons d'un préamplificateur de microphone à grande sensibilité, d'un préamplificateur correcteur RIAA pour lecture à l'aide d'une cellule magnétique, d'un circuit mélangeur, puis des circuits correcteurs de tonalité et du bloc de puissance. Le préamplificateur micro est à 3 étages (canal gauche en haut), les deux premiers à liaison continue, transistors T_{701} - T_{703} . Une contre-réaction énergétique est appliquée sur l'émetteur de T_{701} par R_{713} - R_{709} - C_{703} , et sur sa base à travers R_{711} . A la sortie collecteur du transistor T_{703} est situé le potentiomètre de réglage de niveau micro du pupitre R_{721} . Les signaux sont ensuite dirigés sur la base du transistor T_{705} pour amplification finale avant mélange et transmis à travers C_{733} et R_{789} sur la base de transistor mélangeur T_{711} .

Le préamplificateur correcteur RIAA comporte deux étages, les transistors T_{707} et T_{709} , le réseau de correction est inséré entre émetteur de T_{707} et collecteur de T_{709} . Lorsque les signaux sont délégués par une cellule de lecture céramique, leur niveau trop élevé nécessite une atténuation obtenue par le pont diviseur R_{745} - R_{741} - R_{743} , avant d'être appliqués sur la base du premier étage. Le potentiomètre R_{765} dose le niveau de cette voie, puis à travers la résistance R_{767} le signal est dirigé sur l'étage mélangeur.

Les deux prises magnétophones en lecture, et la sortie radio, sont également contrôlées par des potentiomètres avant de faire parvenir leurs signaux à l'étage mélangeur. Les différentes commutations permettent l'exploitation de toutes les sources individuellement sans passer par le pupitre de mélange, exception faite du micro qui ne peut être exploité qu'avec le pupitre.

L'étage mélangeur est rac-

cordé à un circuit à deux étages, T_{401} - T_{403} assurant une amplification suffisante avant correction de tonalité. Ces circuits sont directement attaqués par le signal de monitoring lorsque cette fonction est sélectionnée. En sortie de T_{403} , sont disposés les potentiomètres de balance et de contrôle de volume à correction physiologique, puis les signaux traversent le transistor T_{405} monté en émetteur follower qui attaque les réseaux des correcteurs de tonalité. Les signaux sont ensuite amplifiés par le transistor T_{407} et à travers l'émetteur follower T_{409} appliqués au bloc de puissance.

Le transistor d'entrée T_{411} est soumis à un signal de contre-réaction globale sur son circuit émetteur, le condensateur C_{435} disposé entre base et collecteur limite la bande de fréquences amplifiées. La liaison à l'étage prédriver est continue, le transistor T_{413} comporte également un condensateur entre base et collecteur limitant la bande passante. Le potentiomètre ajustable R_{475} permet le réglage de la symétrie. Les drivers sont complémentaires, les étages de sortie quasi complémentaires.

La liaison aux enceintes est assurée à travers un condensateur de forte valeur, 3 000 μ F. Une triple protection est assurée en sortie : par fusible, en série avec l'alimentation des transistors de sortie, par thermistance, et par un circuit électronique, qui court-circuite le signal d'excitation des drivers en cas de surcharge. Ce montage a été maintes fois détaillé dans nos colonnes, nous décrivons brièvement son fonctionnement. Les transistors T_{415} - T_{417} sont bloqués au repos, leur tension base est commandée par la tension aux bornes de R_{493} . Lorsque le débit dans le transistor T_{101} dépasse une valeur pré-réglée, la chute de tension aux bornes de R_{493} débloque le transistor

T_{415} , qui shunte le signal d'excitation du driver T_{419} .

Les tensions d'alimentation sont régulées pour les circuits HF, et en particulier pour les diodes à capacité variable.

MESURES

Bloc basse fréquence. La puissance maximale délivrée par les deux voies en service sur charges de 4 Ω à 1 kHz s'élève à 2 x 32 W eff, pour un taux de distorsion harmonique de 0,16 % et une distorsion d'intermodulation de 0,3 % (mesure 50/6 000 Hz, 4/1).

La bande passante à -3 dB est de 20 Hz - 22 kHz. Les correcteurs ont une plage d'action de ± 17 dB à 40 Hz, de ± 15 dB à 16 kHz, et il est à noter que la correction physiologique couplée au volume est très énergique.

La correction RIAA est à 2 dB de la valeur normalisée.

La séparation des canaux est de 53 dB à 1 kHz, la sensibilité des entrées conforme aux indications du constructeur.

En FM, la sensibilité mono est de 2,4 μ V pour un rapport signal + bruit/bruit de 26 dB, le niveau permettant le décodage est de 11 μ V.

La séparation des canaux est de 36 dB à 1 kHz, la réjection des fréquences pilote et sous porteuse de 42 et 41 dB.

ECOUTE

Les parties radio et basse fréquence sont homogènes, et permettent une très agréable sonorisation, en autorisant la reproduction en pseudo-quadrastéréo. Le petit pupitre de mixage est utilisable très simplement, et il permet des effets intéressants qu'il est d'ailleurs possible d'enregistrer. La puissance est importante, mais il est à déplorer que la correction physiologique soit couplée au volume, sans qu'il soit possible de la déconnecter, somme sur la majorité des appareils fabriqués outre Rhin.

CONCLUSION

La ligne de l'appareil est d'une sobriété agréable, les commandes sont disposées correctement. Un petit apprentissage est nécessaire pour la mise en œuvre du pupitre de mixage, et l'on peut ensuite jouer au preneur de son. Les caractéristiques communiquées par le constructeur sont respectées, la réalisation soignée.

J.B.

L'AMPLI-TUNER 4500 SCHAUB-LORENZ

est en vente
au prix de 1 845 F
chez

NORD RADIO

141, rue La Fayette - 75010 PARIS - Tél 878-89-44
Métro et autobus : Gare du Nord



FERGUSON

LA PRESTIGIEUSE
MARQUE MONDIALE
S'INSTALLE CHEZ LE
GRAND SPECIALISTE

HI-FI FRANCE

9, 9 bis, 10
r. de CHATEAUBRIANT,
PARIS 13^e
TEL. : 824-61-62 -
CREDIT IMMEDIAT

ESCOMPTE de CAISSE de 5% PENDANT UN MOIS

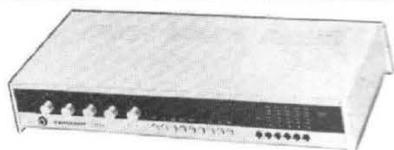


3031 : ELECTROPHONE STEREO - Electrophone avec HP formant valise - Canal droite/gauche à réglage séparé - Amplificateur 2 x 5 W (Music) - HP 18 x 10 cm - Platine : Garrard automatique tous disques - Élégante présentation noire et marron - Dimensions : 564 x 346 x 179 mm - Position transport - Alimentation : 120/220 V (50 Hz) - Prix : 485 F

F 266, minicassette 359 F



3454 : ELECTROPHONE STEREO. - Ensemble complet comprenant Ampli : 2 x 7 W (Music), dosage séparé - graves/aiguës + balance. Potentiomètre à curseur. Platine : BSR automatique tous disques. 2 enceintes closes équipées chacune d'un H.P. GOODMANS 15 x 10 cm à membrane souple. Prises magnéto, tuner, play back. Ebénisterie façon acajou, couvercle plexi fumé. 120/220 V. Dim. : 470 x 330 x 170 mm avec couvercle. Prix : 740 F



3415 : TUNER-AMPLI STEREO FM - 5 touches pré-réglées - Puissance 2 x 50 W - Dimensions : 562 x 300 x 93 mm - Laqué blanc ou palissandre 1 890 F

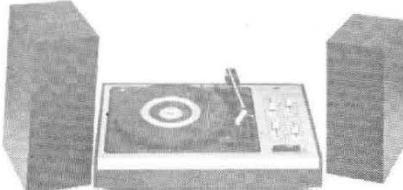
Modèle 3484 - Ambiphonie - 2 x 60 W 2 090 F

Modèle 3482 - Ambiphonie - 2 x 45 W 1 790 F

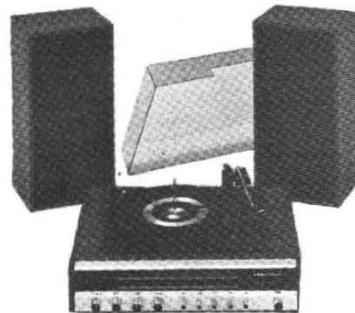
Modèle 3448 - Ambiphonie - 2 x 20 W 1 290 F



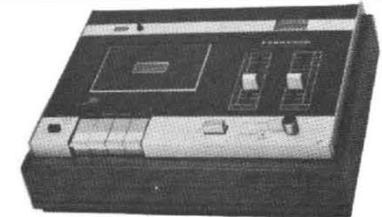
3262 : ÉLEGANT MAGNÉTOPHONE A CASSETTE - Pile/secteur 110/220 V - Finition palissandre - Puissance de sortie : 1 W - Enregistrement auto et manuel - Livré complet avec micro, cassette, cordons, câble de liaison - Dimensions : 300 x 180 x 90 mm 499 F



3452 : ELECTROPHONE HI-FI STEREO - Ensemble complet comprenant : Ampli stéréo : 2 x 10 W - Platine BSR avec changeur auto tous disques - Fourni avec 2 enceintes acoustiques équipées chacune d'un HP Goodmans, montés sur membrane souple 20 x 13 cm - Luxueuse ébénisterie palissandre ou teck - Couvercle plexi - Alimentation : 120/220 V (50 Hz) - Dimensions : 490 x 360 x 155 mm avec couvercle 1 120 F



3450 : ENSEMBLE HI-FI COMPACT - 3 gammes d'ondes : PO-GO-FM - 2 x 10 W de puissance - Platine : BSR avec changeur automatique tous disques - Enceintes acoustiques : closes, équipées HP 21 x 13 cm Goodmans - Présentation : ébénisterie teck ou blanc - Couvercle plexi fumé - Dimensions : 450 x 406 x 203 mm. Prix : .. 1 650 F



3429 et 3257 : PLATINE MAGNÉTOPHONE LECTEUR/ENREGISTREUR STÉRÉO

Modèle 3429 - Lecteur enregistreur de cassette stéréo - Réglage balance, tonalité et volume par potentiomètre à glissière - Enregistrement automatique et manuel - Ejecteur automatique de la cassette - Compte-tours - Vu-mètre - Fourni complet avec : micro, cassette et cordon - Secteur : 120/220 V - Ebénisterie palissandre - Dimensions : 310 x 230 x 100 mm. 699 F

Modèle 3257 - Mêmes caractéristiques - Avec ampli incorporé 2 x 3 W. 799 F



3414 : ENSEMBLE HI-FI STEREO COMPACT - Tuner : FM stéréo, 5 stations pré-réglables, indicateur d'émission stéréo par voyant lumineux, contrôle automatique de fréquence commutable - Ampli : 2 x 25 W - Dosage séparé des graves et des aiguës - Platine : Hi-Fi, BSR P128, cellule magnétique Goldring G800H, pointe diamant, bras équilibrable - Luxueuse ébénisterie palissandre ou blanc - Couvercle plexi fumé - Dimensions : 555 x 385 x 158 mm. Prix : 1 890 F

F3486 : idem 3414, FM, PO, GO, mais fonctionne en ambiphonie - 2 x 45 W 2 390 F

C403 : Le même, mais sans platine. 1 550 F

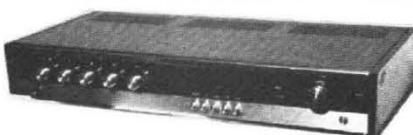


3451 : ENSEMBLE HI-FI COMPACT - 4 gammes d'ondes FM-GO-PO-OC - 2 x 15 W de puissance - Platine : Garrard type 5300, changeur automatique, tête magnétique - Enceintes acoustiques : closes, équipées de 2 HP Goodmans - Présentation : ébénisterie teck, couvercle plexi fumé - Dimensions : 455 x 420 x 205 mm 2 250 F



3261 : MAGNÉTOPHONE STÉRÉO HI-FI - 3 vitesses : 7,5/9,5/19 cm/sec. - Ampli : 2 x 5 W - 2 têtes magnétiques - Bobines 18 cm - Contrôle de l'enregistrement par 2 vu-mètres - Play-oack - Prises : micro, radio, PU, HPS, casque stéréo - 2 HP incorporés - Présentation : ébénisterie palissandre, couvercle plexi fumé - Fourni avec bande magnétique, télécommande, micro, cordon de raccordement - Dimensions : 368 x 419 x 165 mm. 600 F

R73 : Platine 3 moteurs, bobines 26,5, en valise 4490 F



Tuner-ampli F.M. C.410 avec 2 enceintes Fergusson, modèle C.444. 1 490 F

Tuner-ampli C.410 + 2 enceintes C.444 + 1 platine P.E. complète, automatique et manuel avec cellule magnétique. 1 980 F T.T.C.

Enceintes :
3901 - 3 voies - HP Goodmans - 35 W eff. 998 F la paire
3436 - 3 voies - HP Goodmans - 15 W eff. 598 F la paire
3435 - 3 voies - HP Goodmans - 45 W eff. 1 348 F la paire

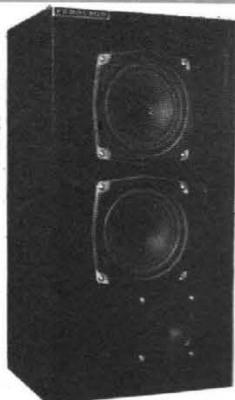
OFFRES SPÉCIALES

Tuner-ampli F.M. C.410, 2 x 25 W. Courbe de réponse 30 à 20 000 - Entrées P.U. magnétique et céramique, magnéto, aux, casque - Gamme tuner FM. : 87,5 à 108 MHz - Sensibilité 3 mV - AFC - Prise antenne 240 Ω - Impédance 4 à 16 Ω - Dim. 55,5 x 93 x 25 - Poids : 6,750 kg.

980 F T.T.C.

Enceintes 3 H.P. Goodmans. Puissance 20-25 W. Bande passante 30-30 000. Dimensions : 46,5 x 24,5 x 19,5. Poids : 6,500 kg l'une. La paire :

680 F T.T.C.



PARKING GRATUIT POUR NOS CLIENTS : 26, RUE BUFFAULT

Par R.A. RAFFIN

RR - 12.64. — M. André Gandon, 53-Saint-Ouen-des-Vallons.

Générateur de dents de scie, page 90, fig. 11, numéro 1366.

1° La résistance R_s est bien de 1,5 k Ω (et non pas 10 k Ω).

2° Les transistors unijonctions type 2N2646 et 2N2647 ont bien le même brochage (E - B₁ - B₂). Vous pouvez donc vous reporter à la figure 10, page 89, qui représente un 2N2646 vu de dessous, brochage également valable pour le 2N2647.

RR - 1.27. — M. Michel PORTHE, 91-Chilly-Mazarin.

1° Nous ne pensons pas que le système que vous envisagez pour une commande à distance puisse convenir. En effet, le dispositif constitué par une ampoule à luminosité variable agissant sur une cellule photo-résistante se comporte comme une **résistance** variable, ajustable, mais non pas comme un potentiomètre.

2° Nous nous demandons toujours si la complexité de réalisation des commandes à distance d'un téléviseur est justifiée ? Sur un bon téléviseur, il n'est vraiment pas nécessaire de retoucher sans cesse aux réglages. Exemple personnel : durant des mois de fonctionnement, notre téléviseur ne nécessite jamais aucune retouche...

Mais peut-être avez-vous un secteur électrique très instable ? Alors un régulateur automa-

tique de tension remettrait tout en ordre !

3° Il n'est guère pensable d'envisager des pré-réglages 2° et 3° chaînes avec un tuner UHF à accord par bouton rotatif, si ce n'est par un système mécanique certainement bien difficile et délicat à construire.

Mais nous pensons qu'un tuner UHF à pré-réglages par **boutons-poussoirs** (commandant des potentiomètres ajustables déterminant le potentiel de polarisation de diodes « varicap ») doit pouvoir s'installer sur votre appareil. Il conviendrait de consulter un revendeur de la marque de votre téléviseur.

RR - 1.28. — M. Claude RICHARD, 21-Dijon.

Nous avons bien compris ce que vous aimeriez faire ; nous en comprenons moins bien le but... De toutes façons, nous ne voyons aucun moyen immédiat et **simple** pour résoudre votre problème. La solution serait certainement très complexe et onéreuse... par rapport à son utilité.

RR - 1-29. — M. R. CHAR-
TON, 25-Francois.

1° Il n'y a pas à s'occuper de la mise en phase lors du branchement des transformateurs dans le cas de deux alimentations distinctes et séparées.

2° Les potentiomètres à courbe logarithmique s'utilisent dans les

commandes BF, en effet, les sensations éprouvées par l'ouïe sont entre elles comme le logarithme de la cause qui les a provoquées (loi de Fechner). Avec un potentiomètre à variation logarithmique, l'ouïe a donc la sensation d'une progression de volume parfaitement régulière.

Partout ailleurs, il s'agit presque toujours de potentiomètres à variation linéaire.

RR - 1.30 — M. E. de MAUTORT, 67-Strasbourg, nous demande conseil pour l'utilisation de haut-parleurs et de filtres séparateurs.

D'après les caractéristiques que vous nous donnez, nous estimons que votre groupement actuel de deux haut-parleurs est très incomplet ; en effet, nous remarquons que vers les graves (si l'on peut dire), la réponse s'arrête vers 500 à 700 Hz !

Il est donc inutile de prévoir actuellement un filtre à deux voies... modifiable par la suite en filtre à trois voies avec l'éventuelle adjonction d'un haut-parleur « boomer ».

A notre avis, il convient de compléter tout de suite votre groupement par l'adjonction de ce boomer pour l'obtention d'une reproduction correcte et valable.

Nous vous rappelons que les trois haut-parleurs doivent présenter la même impédance, elle-même égale à l'impédance de sortie de l'amplificateur. Ensuite, si vous voulez bien nous préciser

ladite *impédance* (qui n'est pas indiquée sur votre lettre), nous pourrions vous calculer le filtre à trois voies convenable.

RR - 1.31. — M. Marcel SIMON, 27-Evreux.

Nous supposons que les bobines auxquelles vous faites allusion dans votre lettre sont celles qui sont utilisées dans les filtres séparateurs pour haut-parleurs...

Nous ne pouvons pas dire s'il est possible de trouver de telles bobines à Rouen (selon votre demande).

Mais si vous voulez bien nous préciser les bobinages qui vous sont nécessaires (c'est-à-dire leur coefficient de self-induction), nous pourrions le cas échéant vous dire comment les fabriquer vous-même.

RR - 1.32. — M. Guy GOU-
GET, 27-Nonancourt, sollicite quelques conseils pour remédier à un défaut d'image sur son téléviseur « noir et blanc ».

1° Les bobines de déviation H et V (ou défecteur) n'ont pas à être déplacées ou retirées en arrière ; elles doivent être parfaitement plaquées contre le cône du tube cathodique.

2° Le défaut observé se nomme déformation en coussin. Sur les appareils bien conçus, tout autour de la collerette du

Kit SHOP

Kit Shop Bastille : 47, Bd Beaumarchais
75003 - PARIS - tél. 277.68.93
Kit Shop Alésia : 85, rue de Gergovie
75014 - PARIS - tél. 734.42.63

Il ne faut aucune connaissance pour réaliser et réussir votre enceinte acoustique en Kit car :

toute la partie technique : filtre, choix des haut-parleurs, emplacement de ceux-ci, volume, a été solutionnée par le fabricant.

défecteur, il y a plusieurs petits aimants en ferroxidure (téléviseurs pour « noir et blanc »). C'est en modifiant la position ou l'orientation de ces petits aimants que l'on rectifie la déformation que vous constatez.

RR - 1.33. — M. Henri MAHE
44-Trignac, nous demande :

1° La tension d'alimentation d'un tuner UHF à transistors.

2° La fonction et la tension de chauffage de certaines lampes.

1° En principe, la tension d'alimentation d'un tuner UHF à transistors est de 12 V. Mais, pour plus de sûreté, il est préférable de vous en informer auprès de votre fournisseur (en lui rappelant le type de ce tuner).

2° **PL504** : Pentode de puissance « lignes » ; chauffage = 27 V.

PL200 : Pentode séparatrice et pentode étage final vidéo ; chauffage = 17 V.

PCH200 : Heptode séparatrice et triode (fonctions diverses possibles) ; chauffage = 8,5 V.

RR - 1.34. — M. Michel JACQUES, 25-Besançon.

1° Dans un téléviseur, ce n'est pas un condensateur électrochimique que l'on peut rencontrer, mais une multitude...

En conséquence, plusieurs de ces condensateurs ont peut-être eu besoin d'être remplacés, sans pour autant que ce soit toujours le même !

2° L'alimentation d'un téléviseur par l'intermédiaire d'un régulateur automatique de la tension du secteur n'est pas un luxe ; c'est une sage précaution.

RR - 1.35. — M. Pierre TORCK, Paris (20^e).

1° Nous n'avons pas publié d'article concernant l'adjonction de la manipulation CW sur l'émetteur HW-32 de Heathkit.

Néanmoins, par un moyen simple quelconque, cette modification doit être possible. Si vous voulez bien nous communiquer le schéma de votre appareil, nous examinerons le problème et nous vous indiquerons ce qu'il convient de faire.

2° Un radio-amateur peut écouter sa propre manipulation (signaux CW qu'il transmet) en utilisant un « monitor », appareil d'ailleurs totalement indépendant de l'émetteur et du manipulateur. Il s'agit essentiellement d'un multivibrateur dont l'alimentation est bloquée, et qui se

débloque par les signaux HF (CW) de l'émetteur voisin. Dans ce but, vous pourriez consulter l'ouvrage « Pratique du Code Morse » de L. Sigrand (Librairie Parisienne de la Radio).

RR - 1.36. — M. Jean-Marc BILLAUD, 72-Le Mans.

Nous ne vous conseillons pas du tout de réaliser vous-même le transformateur de modulation que vous envisagez.

Question prix de revient, cela n'en vaut pas la peine. Ensuite, si vous voulez faire les bobinages à la main, sans machine spéciale, cela va se solder par des éclatements d'isolant, des spires en court-circuit, et le risque d'endommagement de l'amplificateur BF qui précède.

Le plus sage consiste donc bien à vous procurer le modèle commercial vendu avec le jeu de lumière.

RR - 1.37. — M. Jean-Pierre PAWELEC, 68-Wittenheim, désire des renseignements sur des appareils électroniques de récupération.

1° La plaquette marquée « Emetteur 27 MHz » dont vous nous soumettez le schéma est en fait la partie émission des systèmes radio-électriques suspendus aux ballons-sondes utilisés par la Météorologie Nationale. Plus exactement, il s'agit d'un simple auto-oscillateur avec transistor type BD 106-B, commandé, modulé, par un dispositif de codage (signaux).

En vérité, il n'y a rien à espérer tirer de valable d'une telle plaquette, sinon la démonter soigneusement pour la récupération des composants en pièces détachées.

2° Nous n'avons aucun renseignement sur l'appareil marqué « 403 MHz ».

RR - 1.38. — M. René JA-MAIN, 86-Montmorillon, nous demande conseil pour le dépannage de son téléviseur (schéma partiel joint à la lettre).

1° En ce qui concerne la hauteur d'image, il est bien évident que le tube ECL85 est en cause, puisqu'avec un tube neuf, tout rentre dans l'ordre.

Il est possible que vous ayez monté un second tube ECL85 plus ou moins bon, plus ou moins usagé ; ou peut-être a-t-il été épuisé prématurément (défaut de fabrication de la cathode) ; les lampes sont garanties 6 mois.

En outre, le tube peut avoir été épuisé pour une raison extérieure. La vérification à faire consiste donc à vous assurer que la section de ce tube est correctement polarisée (- 10 V au pied de la résistance R₁₅₇ sur votre schéma ; mesure à effectuer avec un voltmètre à haute impédance). Dans la négative, recherchez sur le circuit de polarisation la cause de l'insuffisance de tension.

Autre indication : Si cette section pentode est inconvenablement polarisée, cela doit aussi se traduire par des défauts de linéarité verticale.

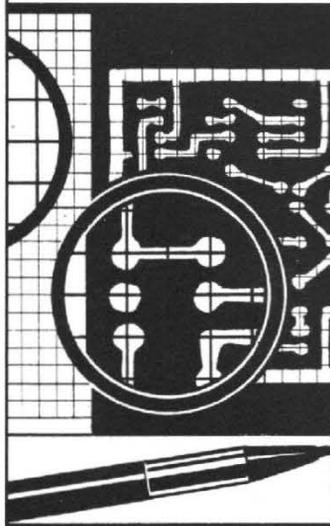
2° Il est certain qu'un simple répartiteur (à résistances) apporte des pertes. Non seulement il divise le signal disponible entre les deux téléviseurs, mais il y soustrait ses propres pertes. Si le signal dont vous disposez est faible, un répartiteur avec amplificateur serait préférable.

RR - 1.39. — M. Jean DU-FOUR, 83-Le Lavandou, sollicite des renseignements au sujet d'un instrument de musique électronique décrit dans un livre paru en 1950.

Nous ne pouvons pas répondre valablement à vos questions sans avoir connaissance du schéma

AMBITRAK

Système de précision pour la réalisation de circuits imprimés



pour ingénieurs, techniciens, bureaux d'études, enseignement, étudiants, amateurs

PRECISION - Matrice au pas de 2,54 mm, gravée sur le circuit, permettant une implantation précise des composants.

RAPIDITE - Dessin du circuit exécuté directement sur la plaque cuivrée. Pas de cliché.

SOUPLESSE D'EMPLOI - Travail effectué en plein jour, sans laboratoire ni machine. - Contrôle aisé du tracé.

QUALITE - Type BF et HF.

Documentation et ventes directes
SIEBER-SCIENTIFIC S.A.
103 RUE DU MARECHAL OUDINOT
54000 NANCY

AGENTS

PARIS
ITECH - 57 RUE CONDORCET - 75009
TOULON
DIMEL - AV. CLAUDE-FARRERE - 83100
GRENOBLE
ALPELEC - 16 R. CLAUDE-KOGAN - 38100

K



Kit Shop Bastille :
47, Bd Beaumarchais
- 75003
- PARIS - tél. 277.69.93
Kit Shop Alesia :
95, rue de Gergovie -
75014 - PARIS - tél. 734.42.63

Le N° 1 du KIT en France

est le seul à vous proposer des ébénisteries entièrement terminées et non de simples morceaux d'aggloméré !

Nos KITS ne sont pas des bricolages maison.

KIT-SHOP vous aide de A à Z à la réalisation de votre chaîne HIFI

REVENDEUR EXCLUSIF „ETF Kits“, „PIONEER Kits“, „HP GEGO“.

3

de cet instrument ; il faudrait nous le communiquer.

En effet, nous ne voyons pas du tout ce que peut être ce transformateur push-pull... qui ne laisse passer qu'une dizaine de notes (?).

RR - 1.40. — M. Michel MOUSSALLI, 69-Lyon (4^e), demande des renseignements pour l'amélioration d'un amplificateur FM.

1^o D'après vos explications, il semblerait que la désaccentuation soit insuffisante. Il faudrait, par exemple, augmenter la capacité shunt de ce circuit (situé en sortie BF de l'étage démodulateur FM). Nous ne pouvons pas vous dire quel est ce condensateur, car le schéma partiel joint à votre lettre ne concerne que l'amplificateur BF.

2^o Vous nous dites aussi que le souffle augmente avec le réglage du volume sonore. Le potentiomètre de volume étant à l'entrée de l'amplificateur BF, le souffle a donc son siège AVANT (et non pas dans l'étage final BF comme vous le supposez).

Ce souffle a peut-être aussi pour cause la raison signalée au numéro 1 précédent. Il peut être dû également à un dérèglement des circuits HF, CF, MF du tuner, ou à une mauvaise adaptation de l'antenne.

RR - 1.41. — M. Alfred HANSS, 67, Saverne, nous signale un défaut qui se manifeste dans le balayage vertical de son téléviseur (au bout d'une demi-heure de fonctionnement) et nous demande la solution.

Le premier essai consiste à essayer un tube ECL 85 neuf. Ensuite, vérifiez la polarisation (sur votre montage : tension de

cathode de la partie pentode) et la stabilité de cette tension ; essayez aussi de remplacer le condensateur de découplage de cathode de 500 μ F. Mêmes remarques et mêmes essais en ce qui concerne la tension d'écran (résistance d'écran de 3,9 k Ω et condensateur de 16 μ F).

Enfin, vérifiez tous les éléments du circuit de contre-réaction (de linéarité verticale) ; certains condensateurs peuvent avoir des fuites internes et certaines résistances peuvent changer de valeur.

RR - 1.42. — M. José TRUAND, 59-Douai.

1^o Pour la commande de votre moteur électrique, que vous utilisiez un simple rhéostat ou un variateur électronique, le résultat sera le même : Le couple (ou la puissance) du moteur sera toujours plus faible à bas régime. C'est une loi physique.

2^o On ne peut pas retarder le fonctionnement d'un relais de 3 minutes simplement avec des condensateurs ; la capacité à atteindre serait astronomique ! Il faut réaliser, à l'avant du relais, un montage électronique adéquat dont le schéma dépend d'ailleurs de l'ensemble de l'appareil.

RR - 1.43. — M. Hubert DUCLOS, 22-Jugon.

Pour recevoir les émissions anglaises de TV, il faut que votre téléviseur soit du type multi-standard, multi-définition, et qu'il puisse s'accorder sur les canaux des émetteurs susceptibles d'être reçus dans votre localité. Il faut également, par ailleurs, utiliser une ou plusieurs antennes dimensionnées pour les canaux à recevoir et orientées en conséquence.

Toutefois, ignorant les conditions de réception des émetteurs TV anglais dans votre région (valeur du champ), nous ne pouvons présumer des résultats susceptibles d'être obtenus. Vous devriez vous renseigner auprès des radioélectriciens locaux.

RR - 1.44. — M. Léon HILLER, 06-Cannes-La-Bocca.

Pour réaliser l'adaptation d'impédance avec un casque monté à la sortie de votre téléviseur, il est bien évident qu'il faudrait normalement employer un casque de 4 Ω puisque telle est l'impédance de sortie de la section BF. C'est la solution à adopter (soit directement, soit par un artifice quelconque) si *seul* un casque doit être utilisé (donc *sans* le haut-parleur).

Toutefois, nous supposons que le casque est destiné à votre usage personnel et que le haut-parleur doit être maintenu en fonctionnement pour les autres membres de votre famille. Dans ce cas, un casque de 4 Ω provoquerait, avec le haut-parleur, une désadaptation d'impédance ; c'est alors un casque d'une impédance beaucoup plus grande qu'il convient d'employer pour minimiser cette désadaptation.

Si dans ce cas, comme vous le dites, l'audition est sourde, étouffée, un moyen simple consiste à intercaler un condensateur en série avec le casque. Vous pouvez commencer avec 50 μ F... et plus la capacité sera faible, plus l'audition sera éclaircie.

RR - 1.45. — M. DUCHEMIN 34-Montpellier.

Le transistor japonais 2SB492 ne figure pas dans nos manuels de correspondance.

RR - 2.01. — M. André Chautty, 42-Saint-Etienne, désire des renseignements :

1^o Sur les antennes VHF.
2^o Sur l'alimentation du réducteur de bruit de fond décrit dans le numéro 1370.

3^o Sur la qualité de certaines diodes de type OA50 (de récupération).

4^o Sur un manque de sélectivité d'un récepteur de radio à transistors.

1^o Les caractéristiques de la bobine additive que l'on intercale à la base (ou vers le milieu) d'une antenne-fouet pour obtenir son accord sur une bande de fréquences donnée dépend de la

longueur du fouet par rapport au quart de la longueur d'onde. Cette bobine est donc destinée à raccourcir artificiellement la longueur d'une antenne-fouet pour une longueur d'onde donnée. De ce fait, sur VHF, cette bobine auxiliaire n'existe pas, parce que inutile. En effet, les dimensions des antennes-fouets sur VHF n'atteignant pas des grandeurs excessives (ou encombrantes), il n'est pas nécessaire de chercher à les raccourcir.

2^o Vous voulez utiliser le réducteur de bruit de fond (n^o 1370) avec un amplificateur BF dont la tension d'alimentation est supérieure à 12 V. Mais vous ne nous dites pas quelle est cette tension. De toute façon, le problème est élémentaire ; il suffit d'intercaler dans le (+) alimentation une résistance dont la valeur chutera la tension excédentaire E, c'est-à-dire la tension d'alimentation de l'amplificateur moins 12 V.

Le calcul de cette résistance se fait alors par simple application de la loi d'Ohm :

$$R = \frac{E}{I}$$

I étant l'intensité consommée par le réducteur, soit 4,5 mA (indiqué dans le texte), vous trouverez R en k Ω .

3^o Si vos mesures à l'ohmmètre donnent 60 Ω dans un sens et 150 Ω dans l'autre sens, ces diodes sont défectueuses. Le rapport des résistances dans le sens de conduction et dans le sens de non conduction doit être beaucoup plus élevé que cela !

4^o En fait, il s'agit d'un manque de sélectivité *apparente* qui s'appelle... transmodulation. Veuillez vous reporter à notre article sur ce sujet publié dans le numéro 1281, page 21.

RR - 2.02. — M. D. Boissier, 02-Château-Thierry.

Nous ne disposons d'aucun schéma concernant un montage électronique permettant de moduler en amplitude et en fréquence... un jet d'air comprimé (?).

RR - 2.03-F. — M. B. Chapel, 93-Epinay, nous avait demandé les caractéristiques du circuit intégré 7496... que nous n'avions pu lui indiquer.

A ce sujet, nous avons reçu quelques lettres de nos amis lecteurs (que nous remercions vivement pour leur participation), lettres nous donnant des renseignements sur les circuits intégrés SN7496 ou SFC496E de la Sescosem).

KIT SHOP

Kit Shop Bastille :
47, Bd Beaumarchais
- 75003
- PARIS - tél. 277.68.93
Kit Shop Alesia :
85, rue de Gergovie
75014 - PARIS - tél. 734.42.63

KIT SHOP département
enceintes est le seul à vous
offrir trois formules.

1 - Le Kit version HP
+ filtre (toutes les marques)
sans ébénisterie.

2 - Le Kit version HP + fil-
tre (toutes les marques)
+ ébénisterie (plusieurs design

au choix) ; 3 - L'enceinte réalisée par nos spécialistes
à l'aide de haut-parleurs choisis par vous.

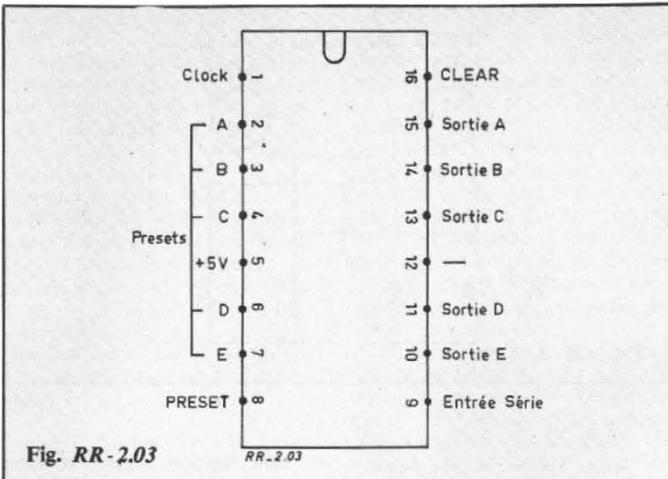


Fig. RR-2.03

Ces renseignements sont certainement tirés de notices techniques, recopiés sur des documentations de fabricants, et aussi paradoxal que cela puisse paraître, ils ne sont pas toujours identiques.

Aussi bien, nous nous limiterons à dire qu'il s'agit d'un registre de 5 bits constitué de 5 bascules; tensions d'alimentation = 5 V ± 5%; dissipation = 240 mW; temps de propagation = 25 ns; boîtier « dual in line » à 16 broches (voir Fig. RR-2.03).

RR - 2.04. — Suite à notre réponse, référence RR-11.10, publiée dans le numéro 1388, page 230, se rapportant à l'électricité statique qui se manifeste avec certains revêtements en matière plastique :

M. Edouard Kolodziejczyk, 21-Montbard, nous signale l'existence d'un produit appelé « Stat-Free » distribué par « National Chemsearch France », Zone industrielle, 77160-Provins, produit que l'on vaporise périodiquement sur les revêtements en cause et qui neutralise l'électricité statique (et donc supprime les décharges).

Remercions notre correspondant pour sa communication.

RR - 2.05. — M. Yves Malegeant, 44-Saint-Herblain.

1° A propos de l'allumage sur les automobiles, il n'est pas pensable — comme vous le préconisez — d'obtenir de la haute tension à l'aide d'un simple transformateur en partant directement du courant alternatif délivré par l'alternateur (pour les voitures ainsi équipées) :

a) D'abord, parce que l'on n'a pas besoin d'une haute tension permanente, mais uniquement au moment des points d'allumage pour chaque bougie.

b) Ensuite parce qu'une haute tension ainsi produite serait essentiellement variable avec la fréquence délivrée par l'alternateur, c'est-à-dire avec la vitesse de rotation du moteur.

c) Enfin (et c'est certainement le point capital!), parce qu'il serait impossible de mettre le moteur en route... En effet, pour qu'un alternateur fournisse un courant, il faut qu'il tourne à une certaine vitesse; de ce fait, partant de l'arrêt du moteur, aucun allumage ne serait possible, et donc aucun démarrage.

Nous ne vous conseillons vraiment pas de poursuivre plus avant cette idée !

2° Le montage décrit à la page 161 du numéro 1247 n'est pas un allumeur électronique, mais simplement un dispositif destiné à améliorer un allumeur ordinaire. Des renseignements complémentaires sur ce montage ont été publiés dans le numéro 1288 (page 217, RR-9.07-F) et dans le numéro 1304 (page 221, RR-2.12-F).

RR - 2.06. — M. Dominique Bellay, 972-Fort-de-France, nous fait savoir (à l'intention des amateurs intéressés) qu'il existe des alimentations « secteur » pour le BC 620 et qu'elles sont vendues par les « Ets Marguerite », 3, rue Dugommier, 75012 Paris.

Nous remercions notre correspondant pour ce renseignement. Mais vous ne nous dites pas si cette alimentation permet de supprimer la pile interne spéciale de polarisations... Nous ne le pensons pas, et c'est bien dommage, car c'est un élément désormais impossible à se procurer en bon état (nombreuses lettres de lecteurs à ce sujet).

RR - 2.07. — M. Pascal Fini, 93-Bondy.

1°. On ne peut pas émettre en

modulation d'amplitude avec un appareil BC 620.

2° Dans le BC603, après avoir enlevé les résistances R₅₂, R₆₂ et R₇₂ (à l'intérieur des transformateurs MF) pour obtenir davantage de sélectivité, il faut procéder à un réaligement de tous ces circuits sur 2 650 kHz. Nous supposons par ailleurs que vous n'avez rien détérioré sur les composants voisins (bobinages, condensateurs, etc.) durant ces opérations de suppression de résistances.

3° Nous pensons que vous voulez parler d'un « S-mètre » ?

Un tel appareil peut, en effet, être constitué par un milliampèremètre intercalé dans le circuit de cathode d'une lampe MF commandée par la C.A.G. Mais il faut prendre un milliampèremètre dont la déviation totale corresponde à peu près à l'intensité maximale susceptible de circuler dans le circuit; sinon l'aiguille part en butée et ne peut donner aucune indication valable. Lorsque l'intensité du circuit est supérieure à celle du milliampèremètre, il suffit de shunter ce dernier par une résistance de valeur adéquate.

RR - 2.08. — M. Régis Alexandre, 89-Auxerre.

1° Il est possible de connecter le module MP7 à l'avant du module GA9 (photocopies jointes à votre lettre). Pour cela, les masses (points B) des deux modules sont à relier ensemble; en outre, la sortie D du MP7 sera reliée à la cosse de gauche du potentiomètre du GA9. Si vous désirez le retour de vos photocopies, veuillez vous faire parvenir une enveloppe timbrée à 90 c, avec votre adresse complète.

2° Dans votre montage de signal-tracer, le souffle serait moindre en remplaçant le transistor d'entrée AC126 par un BC159 ou 179.

3° En règle générale, le souffle est toujours généré par l'étage d'entrée.

4° Il existe divers types de transistors (NPN ou PNP, pour BF, ou HF, ou VHF) dits à faible souffle ou à faible bruit. Cela veut dire qu'ils génèrent eux-mêmes un souffle ou un bruit aussi réduit que possible. La mention « faible bruit » est indiquée dans les caractéristiques par le constructeur; au hasard, nous vous citons les types : BC109, BC159, BC179, BC239, BC309.

A Marseille, visitez
DISTRILEC
 AUDITORIUM HAUTE-FIDÉLITÉ
TOUTE LA GAMME KORTING !

Tuner T510	780 F
Tuner T710	1 085 F
Ampli Hi-Fi 2 x 20 W A510	850 F
Ampli Multisound 2 x 35 W A710	998 F
Tuner ampli stéréo 310T	895 F
Tuner ampli stéréo 410T	1 150 F
Tuner ampli stéréo 400T	835 F
Tuner ampli stéréo 800L	1 895 F
Tuner ampli stéréo 1000L	1 380 F
Baffles Hi-Fi LSB 12, la paire	550 F
Baffles Hi-Fi LSB 15, la paire	385 F
Baffles Hi-Fi LSB 42, la paire	875 F
Platine ELAC stéréo Hi-Fi Miracord B10, tête magnétique	645 F

AGENT RÉGIONAL « SAMCORD »
 Ampli-préampli stéréo 2 x 25 eff.

Entrées : PU magn. / PU céram. / Micro / Tuner sortie av. prise magnéto / réglage séparé graves aigus sur chaque canal. Présentation luxueuse 650 F (à crédit : 1^{er} versement 180 F et 60 F par mois). Notice sur demande.

Modules et amplis Hi-Fi SINCLAIR

Préampli-correcteur stéréo 60	199 F
Amplificateur 40 W Z50	96 F
Amplificateur 20 W Z30	78 F
Alimentation secteur P25	89 F
Alimentation stabilisée P26	149 F
Filtre actif stéréo	139 F
Ampli-préampli à circuits intégrés Hi-Fi stéréo, 2 x 10 W, SI 2000	490 F
Ensemble SINCLAIR stéréo, 2 x 25 W	890 F

Appareils de mesure CHINAGLIA
NOUVEAUTÉ! CORTINA RECORD
 50 000 Ω/V avec étui et cordons 245 F
 Transistors, lampes et tous composants électroniques, stock coffrets standard TEK0.
 Ouvert du lundi 9 heures au samedi soir 18 heures.
 Expédition Franco France entière à partir de 1 000 F.
 Crédit sur demande

DISTRILEC
 9, RUE SAINT-SAVOIRIN
 MARSEILLE-5^e. Tél. (91) 42-64-04

KIT SHOP

REVENDEUR CONSEIL

- de tous les Kits d'enceintes et d'amplis
- du département HP, HI-FI et SONOS
- du département Modules, HI-FI et SONOS

UN CHOIX FORMIDABLE/LES MEILLEURS PRIX!
 Plus de 100 Kits acoustiques en démonstration permanente.
 (Documentation générale contre un franc en timbres)

5

Kit Shop Bastille : 47, Bd Beaumarchais 75003
 PARIS - tél. 277.68.93
 Kit Shop Alsace : 85, rue de Gergovie 67014 - PARIS - tél. 734.42.63

BC409. Ces types de transistors se trouvent chez tous les revendeurs de semi-conducteurs.

5° Les sifflements, interférences et autres phénomènes dus à la transmodulation des récepteurs de radio à transistors est une question qui n'a décidément pas fini de faire couler de l'encre! Nous vous conseillons de lire notre article sur ce sujet publié dans notre numéro 1281, page 21.

RR - 2.09. — M. Claude Goguillon, 59-Boussois.

1° Pour le choix de votre microphone, nous vous conseillons le type électrodynamique.

Quant à son impédance, elle dépend de l'impédance d'entrée de vos divers appareils, l'idéal étant que tous ces appareils présentent la même impédance d'entrée.

Notez bien que beaucoup de microphones dynamiques, grâce à un petit transformateur incorporé, peuvent offrir deux impédances de sortie, souvent 200 Ω et 50 k Ω (ordres de grandeur).

2° Lorsqu'une très longue distance doit être couverte entre le microphone et l'amplificateur, la ligne doit être à basse impédance. Le transformateur élévateur d'impédance est alors placé vers l'amplificateur.

3° Dans cette rubrique, nous avons pour règle de ne jamais conseiller telle ou telle marque de matériel.

RR - 2.10. — M. Yves Bonvet, 46-Cahors.

Le tube EL36 est, en effet, une lampe prévue pour le balayage horizontal en télévision.

On peut néanmoins utiliser ces tubes en push-pull BF classe B de la façon suivante :

$V_a = 300$ V; $V_{g1} = -29$ V;
 $V_{g2} = 150$ V; I_{g2} (repos) = 1 mA; I_{g2} (max.) = 38 mA;

I_a (repos) = 36 mA; I_a (max.) = 200 mA; impédance d'anode à anode = 3 500 Ω ; puissance utile = 44,5 W.

Un tube EL84 en triode suffit comme driver (transformateur d'attaque, rapport = 1/1 + 1).

RR - 2.11. — M. Jean Bouttin, 13-Martigues.

Nous n'avons pas fait paraître de schéma de montage de « PH-mètre » ou de « résistivimètre » pour la mesure des qualités de l'eau douce.

RR - 2.12. — M. Bernard Candela, 83-Toulon, sollicite divers renseignements concernant un émetteur 27 MHz dont il nous joint le schéma.

1° Entre les deux étages BF, il doit s'agir d'un transformateur driver Audax type TRSS15; en effet, ce modèle est précisément prévu pour AC126 attaquant un push-pull de AC132.

2° Il existe couramment dans le commerce des microphones dynamiques comprenant un transformateur (élévateur d'impédance) incorporé; un modèle de ce genre peut donc convenir au montage proposé.

3° Il n'y a pas d'erreur sur le schéma que vous nous soumettez en ce qui concerne le branchement des condensateurs électrochimiques de liaison BF.

4° Un quartz overtone fonctionne directement sur son partiel 3 ou 5... et c'est cette fréquence d'oscillation qui est marquée sur le boîtier. En conséquence, il vous suffit donc de commander un quartz à la fréquence sur laquelle vous souhaitez travailler (par exemple : 27,12 MHz).

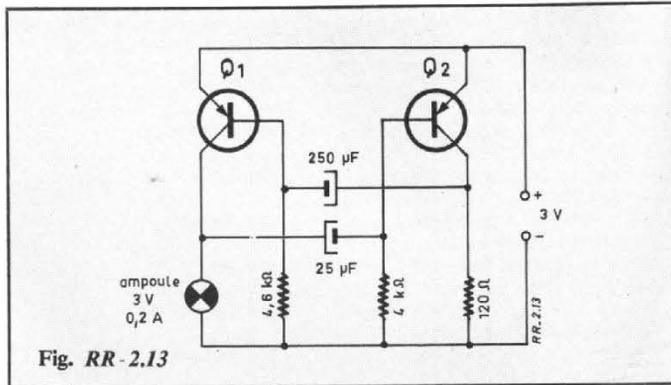


Fig. RR - 2.13

RR - 2.13-F. — M. Michel Yvonne, 60-Clermont, nous communique le schéma d'un petit clignoteur (type travaux publics pour signalisation de chantiers) fonctionnant sous une tension de 3 V.

Ce schéma est représenté sur la figure RR-2.13. L'alimentation peut être fournie par deux éléments de pile « torche » de 1,5 V reliés en série (soit 3 V). L'ampoule est un modèle ordinaire 3 V / 200 mA. Le multivibrateur est dissymétrique afin que le temps d'éclairage soit plus bref que le temps d'extinction. Pour Q₁ et Q₂, des transistors type AC128 sont susceptibles de convenir.

Nous remercions notre aimable lecteur pour sa communication.

RR - 2.14. — M. Jean-Claude Carfantan, 50-Tourlaville nous soumet le schéma d'une réalisation commerciale d'origine japonaise et nous demande de lui indiquer les caractéristiques de certains composants employés.

Nous regrettons de ne pouvoir vous donner satisfaction. Nous ignorons le type des diodes employées, ainsi que les caractéristiques du bobinage à fer. Nous ne pouvons pas deviner les caractéristiques des composants d'un appareil que nous ne connaissons pas. Les transistors 2SC826 ne figurent pas dans nos documentations; donc, pas de correspondance connue.

Si cet appareil existe sur le marché français, il serait plus simple de vous le procurer tout monté plutôt que de chercher à le construire d'après le schéma que vous possédez.

RR - 2.15. — M. Rabah Boul-sane, Constantine (Algérie), nous communique une liste de lampes soviétiques immatriculées en caractères russes d'imprimerie, et nous demande leurs caractéristiques et correspondances.

Nos documentations récentes sur les lampes ne comportent aucune immatriculation de ce genre. Sur un ancien vade-mecum (datant de 1948), nous avons retrouvé quelques lampes avec immatriculation en caractères russes; malheureusement, ce ne sont pas celles de votre liste.

RR - 2.16. — M. H. Degroote, Povoas de Santa Iria (Portugal).

Nous avons déjà traité à plusieurs reprises de la synchronisation des projecteurs de diapositives. Certaines installations posent des cas particuliers, mais d'autres montages proposés peuvent être mis en œuvre dans tous les cas. Nous vous demandons de bien vouloir vous reporter à nos numéros suivants : 1152, page 136; 1161, page 98; 1165, page 156; 1172, page 78; 1264, page 148.

Le cas échéant, vous pouvez également consulter notre revue-sœur « Radio-Plans », numéros 259, 265, 278, 283, 301.

RR - 2.17. — M. Camille Jalles, 30-Grand-Combe.

1° D'après les immatriculations bizarres et bien spéciales que vous nous communiquez en ce qui concerne vos semi-conducteurs et circuits intégrés, nous en déduisons qu'il s'agit d'immatriculations industrielles particulières pour tel ou tel appareil, ou marque, ou fabricant... Il n'est donc pas possible d'en retrouver ainsi les caractéristiques. Veuillez revoir la réponse RR-11.67 publiée à ce sujet, à la page 235 du numéro 1388.

2° Nous pensons que les grandes firmes fabricant des transistors ne refusent jamais de communiquer les caractéristiques des composants de leur fabrication, par la diffusion des fascicules techniques édités par ces firmes (du moins, pour ce qui est des composants normaux, de fabrication courante).

KIT

Vous cherchez une enceinte de qualité, votre budget n'est pas en accord avec votre oreille (difficile).
 N'avez plus le complexe du KIT, il vous apporte la solution :
 mettre en harmonie votre budget et vos exigences.

Kit Shop Bastille :
 47, Bd Beaumarchais
 - 75003
 - PARIS - tél. 277.88.93
 Kit Shop Alésia :
 85, rue de Gergovie -
 75014 - PARIS - tél. 734.42.63

RR - 2.18. — M. Jean-Marc Robinet, 75002 Paris.

1° L'émission d'amateur, même exclusivement en radiotélégraphie n'est pas libre. Il faut une autorisation préalable délivrée après examen par les Services radio-électriques des P.T.T. (5, rue Froidevaux, 75014 Paris).

2° Vous trouverez divers montages d'émetteurs et de récepteurs (radiotélégraphiques ou radiotéléphoniques) dans l'ouvrage : « L'Emission et la réception d'amateur » (en vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

RR - 2.21. — M. François Leonetti, 89-Appoigny, nous soumet le schéma de son réseau de trains électriques miniatures et nous fait part de quelques problèmes rencontrés.

Nous supposons que les quatre diodes constituant le pont redresseur ne sont pas défectueuses. Le cas échéant, vous pourriez faire l'essai de diodes neuves, genre BYX36 ou BY126.

2° Dans votre montage, à la sortie du pont de diodes, le courant est redressé, mais il n'est pas filtré. Entre le (+) et le (-) il serait avantageux de monter un condensateur électrochimique de 1 000 à 2 000 μ F, type 20/25 V.

Le courant sera ainsi beaucoup plus « propre » et « continu »; en outre, la tension générale doit augmenter sensiblement.

3° En fin de course, les potentiomètres semblent ne pas couper totalement l'alimentation, si bien qu'il doit subsister une légère intensité parcourant les moteurs des locomotives. Il serait bon de combiner chaque potentiomètre avec un interrupteur, ce dernier coupant ainsi totalement l'alimentation sur la portion du réseau commandée.

D'autre part, des potentiomètres au graphite ne sont pas très indiqués; de plus, leur résistance paraît trop élevée pour obtenir une large et douce plage de réglage. Nous vous suggérons l'emploi de potentiomètres bobinés, à variation linéaire, de 100 Ω , avec interrupteur couplé.

RR - 2.22. — M. Michel Verdant, 38-Grenoble.

Dans la production du courant électrique par voie éolienne, on ne peut pas produire directement du courant alternatif : tension et fréquence seraient essentiellement variables en fonction du vent.

Il s'agit donc d'une dynamo (courant continu) entraînée par l'éolienne, dynamo qui recharge par l'intermédiaire d'un conjoncteur-disjoncteur une batterie d'accumulateurs en tampon. Quel que soit le vent, la tension aux bornes de la batterie est donc sensiblement constante.

Mais il s'agit de courant continu. Pour l'obtention de courant alternatif industriel, il faut encore faire suivre cet ensemble d'un « inverter » continu / alternatif (appelé aussi « onduleur ») d'une fréquence très stable de 50 Hz, et d'une puissance convenant à l'alimentation envisagée des divers appareils prévus.

Nous ne sommes pas commerçant, ni spécialisé dans les prix, mais il est certain que l'ensemble d'une telle installation doit être assez onéreux, cela se conçoit.

RR - 2.23. — M. Guy Leblanc, 86-Saint-Benoît.

L'impédance d'entrée de votre magnétophone numéro 2 est évidemment beaucoup trop faible dans l'emploi projeté.

Il convient de nous faire parvenir le schéma de ce magnétophone afin que nous puissions examiner ce qu'il serait possible de faire.

RR - 2.24. — M. G. Kervennic, 49-Les Ponts-de-Cé.

Vous ne nous dites pas si le variateur à triac est avant (pri-

maire) ou après (secondaire) le transformateur... dont le bruit vous inquiète.

Avez-vous vérifié le blocage parfait et éternel des tôles du transformateur? Le cas échéant, les vibrations des tôles peuvent être supprimées en les faisant baigner dans un vernis à la gomme laque, par exemple.

Enfin, vous pouvez essayer également un système de déparasitage électronique tel que ceux décrits à la page 232 du numéro 1334, ou à la page 232, du numéro 1338.

RR - 2.25. — M. Lionel de la Fayette, 92-Neuilly.

L'installation sonore que vous envisagez est correcte dans son principe; elle est tout à fait valable pour ce que vous souhaitez obtenir. Il ne peut pas y avoir apport de ronflement, souffle, ou autres... si tous les appareils sont convenablement réunis entre eux par leurs masses et si les connexions d'entrées en parallèle sont correctement blindées (blindage à la masse).

Néanmoins, il y a un point impératif à respecter : l'impédance d'entrée des préamplificateurs additionnels (pour le contrôle au casque) doit être au moins égale, si non supérieure, à l'impédance d'entrée de la table de mixage (c'est-à-dire 50 k Ω d'après vos indications). C'est donc une condition préalable à poser à votre fournisseur.

RR - 2.26. — M. Régis Rouquierol, 13-Salon-de-Provence.

1° Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à notre numéro 1136, page 97, dans lequel toutes indications sont données pour la réalisation des enceintes bass-reflex permettant l'emploi de haut-parleurs normaux.

2° Les enceintes closes miniaturisées exigent des types spéciaux de haut-parleurs (du point

de vue de la suspension de la membrane, notamment; voir notre numéro 1250, page 60).

Êtes-vous prêt?

la télévision en couleurs à portée d'



le diapo-télé test

INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE

Mieux qu'un livre, qu'un 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
Ecole privée d'enseignement à distance
24, r. Jean-Mermoz - Paris-8^e - BAL 74-65

A NICE

JEAN COUDERT

vous présente
le plus grand choix
aux meilleurs prix...

TOUS LES MATÉRIELS

HI-FI

ainsi que les KITS
accessoires, haut-
parleurs, etc.

Service après-vente
INSTALLATION
GRATUITE
CRÉDIT

JEAN COUDERT

85, bd de la Madeleine
06-NICE
Tél. : 87-58-39

KIT SHOP

Kit Shop Bastille :
47, Bd Beaumarchais
75003
PARIS - tél. 277 68 93
Kit Shop Alesia :
55, rue de Geroy
75014 - PARIS - tél. 734 42 63

Mettre la main à la "pâte" ne vous fait pas peur ?
Vous en êtes capable.

Vous voulez une chaîne Haute Fidélité : le seul spécialiste du KIT en France vous propose tout le matériel pour vos réalisations dans ses deux auditoriums

KIT SHOP BASTILLE & KIT SHOP ALESIA
N'avez plus le complexe du KIT.

Le Journal des "OM"

ÉMISSION ET RÉCEPTION RTTY

QU'EST-CE QUE LE RTTY

NOMBREUX sont ceux de nos lecteurs qui ont déjà entendu parler de ces quatre lettres associées, peu en fait savent exactement de quoi il s'agit.

Ignorant tout ou presque sur ce sujet au départ, nous avons procédé par étapes avant de maîtriser les problèmes de la réception, celui de l'émission étant moins difficile à résoudre. C'est donc une expérience personnelle que nous allons reproduire.

QU'EST-CE DONC QUE LE RTTY ?

Il s'agit d'un mode de transmission qui s'apparente à la télégraphie, le travail mental effectué par l'opérateur télégraphiste étant, dans le RTTY accompli par la machine ou TTY, couramment appelée téléimprimeur.

En remontant un peu dans le temps, on trouve comme premier système de communication électrique la télégraphie qui aura l'exclusivité pendant de nombreuses années en raison de la simplicité des systèmes de transmission et de réception. Un inconvénient toutefois, la nécessité de placer en permanence aux deux extrémités de la ligne de transmission des opérateurs qui parlent le même langage pour pouvoir se comprendre. Si le code Morse a été créé et utilisé à travers le monde, c'est pour permettre à tous les opérateurs d'échanger des informations, mais ce système exige des qualités, de la part de ceux qui ont à recevoir et à transmettre que tout le monde ne possède pas, d'où une sélection systématique et des problèmes divers.

Avant la Seconde Guerre mondiale apparaît une machine appelée « teletype » (des mots anglais Telegraph et Typewriter : machine à écrire) fabriquée par la Société Teletype Corporation. Cette appellation teletype utilisée généralement pour désigner les téléimprimeurs ou telescrip-

teurs est en fait une marque déposée d'où l'abréviation générale donnée à ce genre de machine : TTY.

Au départ, les appareils étaient reliés entre eux par des lignes dont le rôle était de véhiculer les informations, mais il est bien vite apparu qu'il était possible d'effectuer les liaisons par voie hertzienne ce qui simplifiait considérablement le problème au prix de modifications mineures sur l'appareil d'origine. C'est ainsi que naquit la radio TTY ou encore RTTY.

L'utilisation de ces machines était à l'origine réservée aux services officiels, mais petit à petit des radios-amateurs ont pu se procurer des machines déposées et réaliser entre eux les premières liaisons amateurs en RTTY, ouvrant ainsi la voie à un nombre grandissant de passionnés de ce système.

A l'heure actuelle cependant, ce système de communication est relativement peu utilisé chez les amateurs français bien qu'il soit possible de se procurer à des prix raisonnables des téléimprimeurs de surplus sur lesquels, bien évidemment, il est nécessaire d'effectuer une remise en état, nettoyage, graissage, etc., qui prendra peu ou beaucoup de temps suivant les cas. Il s'agit, c'est certain, d'un travail quelquefois fastidieux, mais les curieux — et la curiosité est une qualité essentielle (ou défaut selon la personne qui juge) que doit posséder un amateur — trouveront en même temps le moyen de se familiariser avec la mécanique et les circuits électriques de ces machines à l'aspect complexe.

Le but théorique de l'amateur étant de chercher un domaine d'activités peu exploré et d'apporter sa contribution, aussi minime soit-elle à la vulgarisation de celui-ci, nous pensons que la RTTY peut encore être considérée, de même que la télévision d'amateur ou les liaisons en VHF et UHF pour ne citer que ces

exemples, comme une voie peu encombrée où il reste beaucoup à faire.

La première étape à franchir est bien évidemment de se procurer un téléimprimeur et de le faire fonctionner sans le raccorder à l'équipement de la station, ce qui revient à vérifier qu'il se comporte comme une machine à écrire. Pour ce faire, on effectuera le branchement comme in-

diqué figure 1 et on essaiera d'imprimer sur une feuille de papier en appuyant sur les touches correspondantes la phrase suivante : The quick brown fox jumps over the lazy dog back, dans laquelle toutes les lettres de l'alphabet sont utilisées. On s'assurera également du fonctionnement des chiffres et des différentes touches du clavier.

(Suite page 291)

Lettre	Chiffre ou signe	Impulsions				
		1	2	3	4	5
A	?	1	1	0	0	0
B	-	1	0	0	1	1
C	:	0	1	1	1	0
D	\$	1	0	0	1	0
E	3	1	0	0	0	0
F	!	1	0	1	1	0
G	&	0	1	0	1	1
H		0	0	1	0	1
I	8	0	1	1	0	0
J	'	1	1	0	1	0
K	(1	1	1	1	0
L)	0	1	0	0	1
M		0	0	1	1	1
N		0	0	1	1	0
O	9	0	0	0	1	1
P	∅	0	1	1	0	1
Q	1	1	1	1	0	1
R	4	0	1	0	1	0
S	sonnerie	1	0	1	0	0
T	5	0	0	0	0	1
U	7	1	1	1	0	0
V	;	0	1	1	1	1
W	2	1	1	0	0	1
X	/	1	0	1	1	1
Y	6	1	0	1	0	1
Z	"	1	0	0	0	1
Intervalle		0	0	1	0	0
Retour chariot		0	0	0	1	0
Interligne		0	1	0	0	0
Chiffres et signes		1	1	0	1	1
Lettres		1	1	1	1	1

TABLEAU 1 — CODE RTTY

Les 1 correspondent aux « mark » et les 0 aux « space ». Ces 5 impulsions sont précédées d'une impulsion « start » et suivies d'une impulsion « stop » (voir texte).

RADIOTÉLÉPHONE ZODIAC M5006F



CARACTERISTIQUES

Radiotéléphone 6 fréquences.
Emission : pilotage par quartz.
Modulation : limitée à 95 %.
Puissance de sortie HF : 3 W.
Impédance antenne : 50 Ω .
Microphone : type dynamique, avec préamplificateur incorporé et pédale d'alternat.
Réception : superhétérodyne simple changement de fréquence sur 455 kHz.
Oscillateur local : piloté par quartz.
Sensibilité : 0,3 μ V antenne pour un rapport S+ B/B de 10 dB.
Dynamique du CAG : 6 dB sortie pour 100 dB sur l'antenne.
Selectivité F1 : 6 dB à \pm 3 kHz; 80 dB à \pm 10 kHz.
Squelch réglable.
Puissance basse fréquence : 2 W sur 8 Ω .
Contrôle : S-mètre commuté à l'émission.
Raccordements : 2 microphones, HP extérieur, HP de public adress, prise pour bloc d'appel sélectif à 10 directions, prise coaxiale antenne.

PRESENTATION

Le radiotéléphone M5006F permet outre le trafic sur les 6 canaux autorisés, la veille sur une fréquence avec déclenchement du récepteur au reçu d'un signal codé, l'émission d'un appel codé, la veille en réception normale ou codée avec passage en public adress lorsque cette fonction est sélectionnée en poussant la pédale d'alternat du microphone. Le codage émission et décodage réception sont utilisables sur chaque canal, cette fonction est obtenue à l'aide d'un circuit interne qui met en œuvre deux jeux de 2 diapasons à l'émission ou à la réception. Il est possible de raccorder l'appareil à un dispositif de codage

extérieur à 10 directions, d'un type que nous avons eu l'occasion d'examiner dans notre rubrique.

La face avant de l'appareil comporte un bourrelet caoutchouté antichoc, placé en vue de satisfaire à la législation concernant la protection sur véhicule. Un clavier à 3 touches permet la sélection du mode de fonctionnement : PA, veille réception, public adress; sélectif, réception d'un appel codé; appel, émission d'un signal codé. Le S-mètre est d'une lisibilité convenable, il se trouve commuté à l'émission pour indiquer le niveau relatif de puissance HF en sortie.

Le microphone est raccordé par l'intermédiaire d'une prise DIN 5 broches, la commande de volume couplée à la mise en route,

le potentiomètre de squelch et le sélecteur de canaux sont d'une prise en main facile. Un voyant rouge alarme est commandé à la réception d'un signal codé, un affichage à distance est prévu.

A l'arrière de l'appareil, une série de prises DIN est installée pour raccorder le radiotéléphone à un haut-parleur extérieur, à un haut-parleur de public adress, à un second microphone, et à un bloc de codage à 10 directions. A noter qu'il est possible d'utiliser simultanément ou non les HP interne et extérieur.

La prise antenne est du type coaxial SO239 et 50 Ω , l'alimentation passe par un petit connecteur, avec une protection assurée par un fusible à cartouche accessible sur ce panneau.

L'APPAREIL que nous passons à notre banc d'essai a été conçu pour répondre à la législation française. A cet effet, il est muni des 6 canaux réglementaires, et sa puissance est limitée à 3 W HF. Ce radiotéléphone comporte de très intéressantes possibilités. Un système d'appel sélectif est incorporé, il est muni d'un dispositif de veille, et peut déclencher un récepteur muni d'un système de codage correspondant, en outre, il est utilisable comme amplificateur de public adress raccordé à un haut-parleur extérieur.

Les caractéristiques sont intéressantes, et le volume de l'appareil est équivalent à l'ensemble des 2 blocs radiotéléphone et codeur extérieur.

La réalisation est soignée, l'appareil entre dans la catégorie semi professionnelle.

DESCRIPTION DES CIRCUITS (Fig. 1)

Le radiotéléphone M5006 est de conception classique, le constructeur s'est surtout attaché à obtenir des performances optimales de circuits éprouvés.

A l'émission la chaîne HF est constituée par trois étages. Le pilote stabilisé par quartz utilise le transistor Q_{14} , suivi d'un étage driver, transistor Q_{15} , puis attaque du PA, transistor Q_{16} . La modulation est appliquée simultanément aux deux derniers étages sur les collecteurs, à travers l'un des enroulements secondaire du transformateur de modulation T_2 .

Le modulateur comporte quatre étages, le préamplificateur micro, transistor FET Q_{21} , le prédriver Q_{10} , le driver Q_{11} , qui attaque à travers le transformateur de liaison T_1 le push pull de sortie Q_{12} - Q_{13} . Un compresseur de modulation limite celle-ci à 95 %, une fraction du signal de sortie BF est redressée par les diodes D_{11} - D_{12} , et agit sur le gain de Q_{10} à travers le transistor Q_{17} monté en résistance variable.

La commutation antenne est assurée par un relais 2RT, la diode D_8 redresse le signal HF pour l'appliquer au galvanomètre indiquant le niveau de sortie HF.

Les transistors Q_{19} - Q_{20} , jouent le rôle d'un commutateur électronique qui alimente les circuits émission ou réception selon le mode de fonctionnement.

A la réception, les circuits HF comportent deux étages accordés, les transistors FET Q_1 et bipolaire Q_2 , suivi du mélangeur Q_3 qui reçoit le signal local de l'oscillateur à quartz Q_5 .

A la sortie du mélangeur, un filtre céramique CF amène la sélectivité à une valeur permettant d'obtenir une bonne séparation des canaux.

La fréquence intermédiaire est de 455 kHz, elle est amplifiée par deux étages, les transistors Q_4 - Q_5 . La détection est assurée par la diode D_4 , le signal de CAG élaboré par D_{20} , celui dirigé vers le S-mètre par D_3 est ajusté par le potentiomètre R_{24} . Après filtrage, le CAG est appliqué aux deux étages HF, au mélangeur et au premier étage FI.

Le circuit du squelch comporte deux étages, les transistors Q_7 - Q_8 , commandés par un signal prélevé sur l'émetteur de Q_4 premier étage FI, et dosé par le potentiomètre R_{16} . Ce signal agit sur le préamplificateur BF Q_9 , utilisé à la réception seulement. Les signaux BF sont dosés en volume à l'entrée de Q_9 . A noter que le niveau BF est a commandée couplée à l'émission et à la réception, par les potentiomètres R_{47} (émission) R_{31} (réception). A la sortie du préamplificateur BF (réception) les signaux sont amplifiés par le bloc basse fréquence, puis à travers le deuxième secondaire du transformateur T_2 dirigés vers les haut-parleurs.

MESURES

Le constructeur nous ayant communiqué la fiche de relevé de mesures de l'appareil, nous avons pu confronter ses chiffres à ceux de nos mesures.

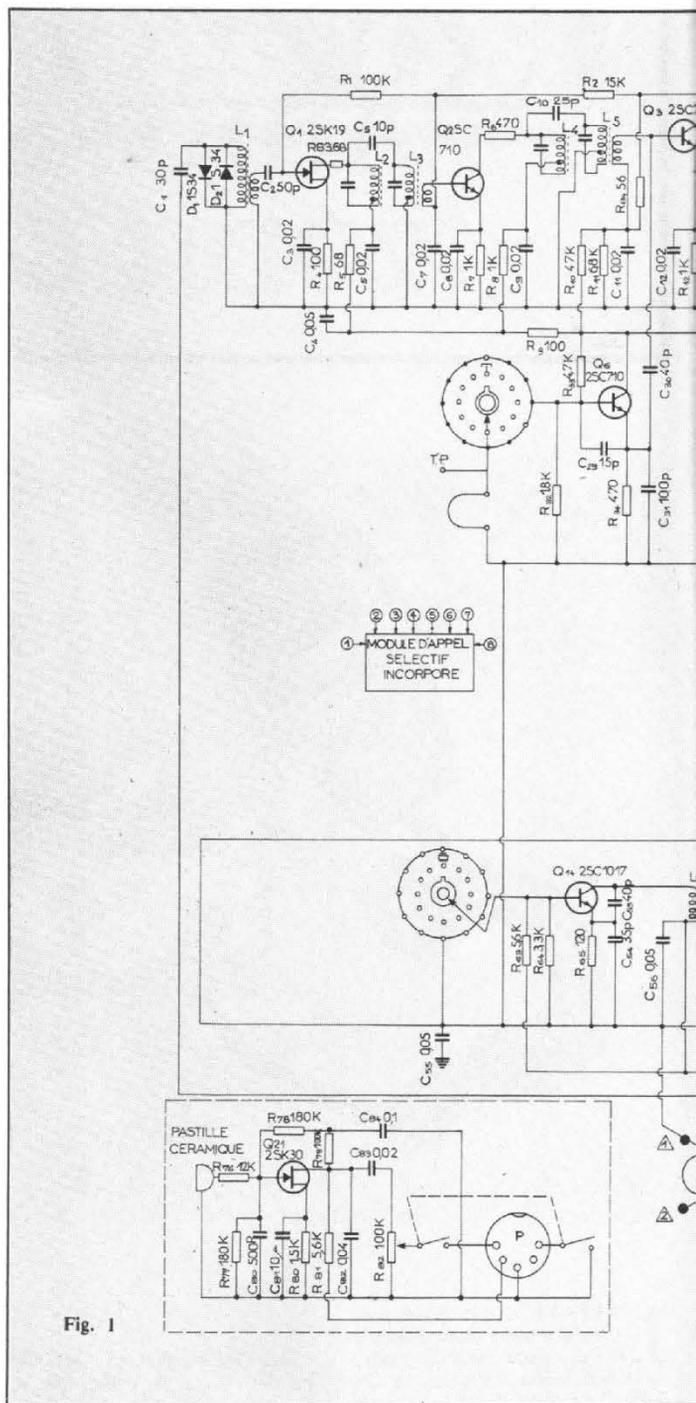


Fig. 1

LISEZ

HIFI STÉRÉO

LA REVUE DONT LES BANCS D'ESSAI FONT AUTORITÉ

Il n'est pas possible de reproduire la totalité de celles-ci, qui n'offrent pas d'intérêt pratique pour les non-initiés, mais nous avons noté la concordance avec nos chiffres.

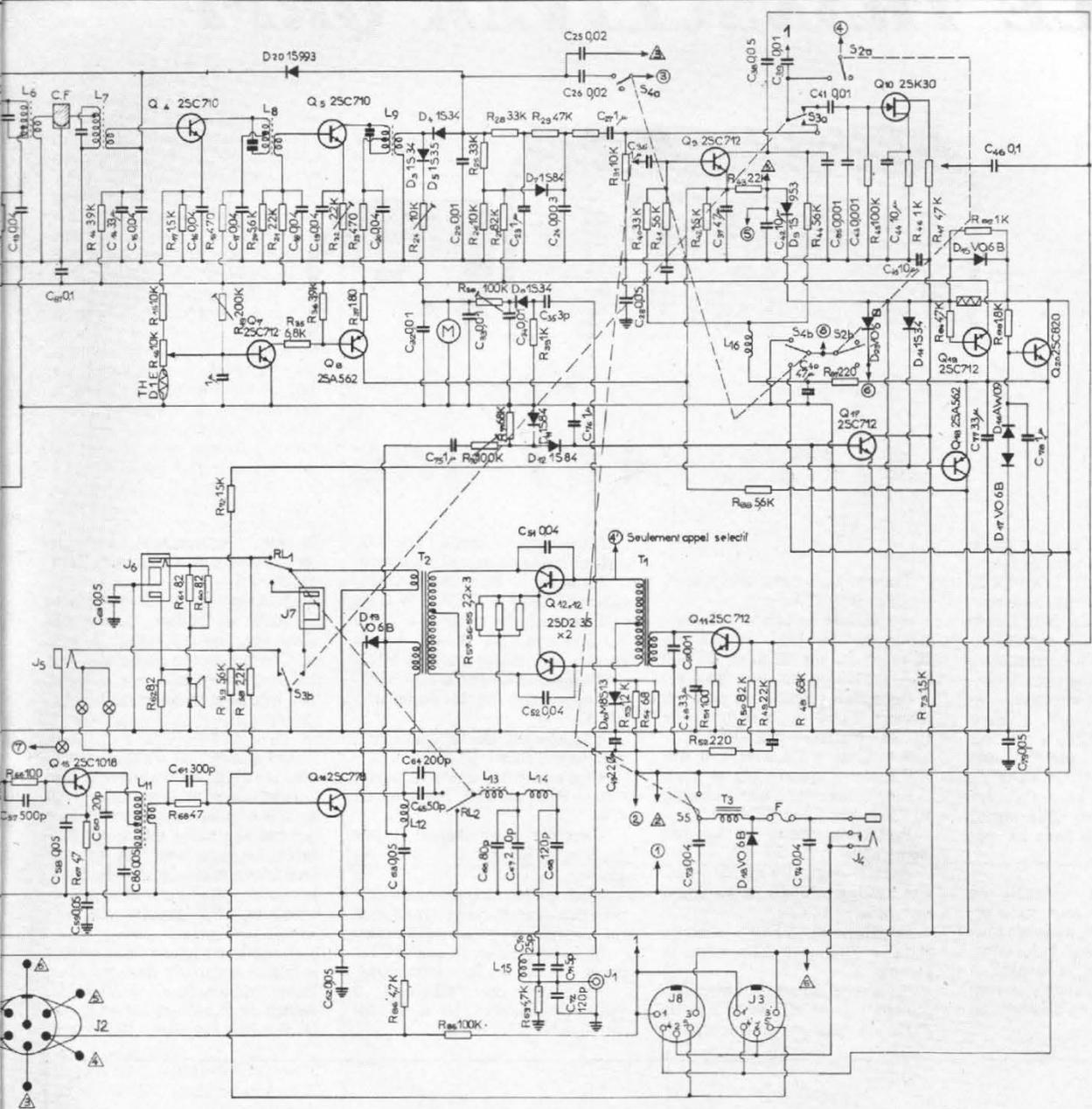
A la réception, la sensibilité est de $0,3 \mu\text{V}$ pour un rapport signal + bruit/bruit de 10 dB.

Le déclenchement du squelch est possible à partir d'un signal de $0,3 \mu\text{V}$ antenne; l'efficacité du CAG est bonne, 6 dB en sortie

pour 90 dB sur l'antenne, 10 dB sortie pour 103 dB antenne.

La séparation des canaux est excellente, le canal supérieur est à 104 dB, le canal inférieur à 106 dB, par rapport à un signal de $0,3 \mu\text{V}$ sur la fréquence d'accord.

La protection sur la fréquence image est de 36 dB, valeur normale pour un récepteur à simple changement de fréquence.



La puissance basse fréquence est de 2,2 W eff. sur charge de 8 Ω à 1 kHz, avec un taux de distorsion harmonique de 9 %.

Nous avons vérifié la sensibilité en fonction de la tension d'alimentation, dans une fourchette de 10 à 15 V, (nominal pour le relevé de mesure 13,5 V) la variation est négligeable.

A l'émission, la puissance de sortie est de 3,2 W HF non mo-

dulés sur charge de 50 Ω sous 12,6 V, 4,3 W sous 15 V, 2,4 W sous 10 V. Le taux de modulation atteint 95 %, la bande passante du modulateur couvre de 400 à 3 000 Hz à -3 dB.

La stabilité n'est pas affectée par les variations de tension d'alimentation, AF = 146 Hz entre 10 et 15 V.

A la réception, la consomma-

tion est de 250 mA en veille ; à l'émission de 1,1 A sous 13,5 V.

CONCLUSION

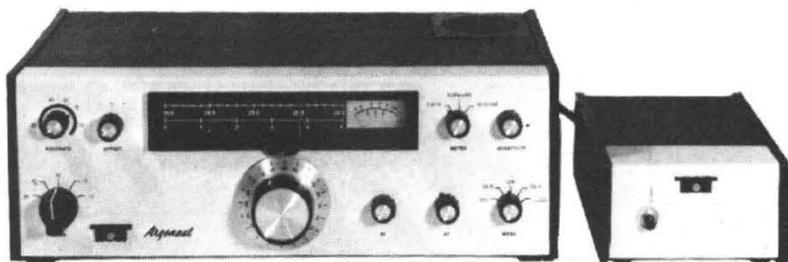
Ce radiotéléphone est conçu de façon à offrir un maximum de possibilité de base, en permettant le raccordement à différents équipements destinés à remplir un rôle particulier dicté par l'utilisateur. Il est ainsi possible par

exemple de recevoir un message radio que l'on retransmet immédiatement en public address. La souplesse des dispositifs d'appel sélectif est tout à fait démontrée, elle permet le trafic malgré les conditions de QRM qui affectent la bande.

La réalisation et les performances sont soignées, la mise en exploitation d'une grande simplicité.

J.B.

LE TRANSCEIVER QRPP



ARGONAUT 505

La firme Tentec est une petite société créée par des radio-amateurs aux Etats-Unis, qui propose différents appareils destinés aux OM. La distribution en France est assurée par l'Onde Maritime, 44, rue G.-Clemenceau à Cannes 06400, qui nous a permis de tester ce transceiver décimétrique. Bien qu'il s'agisse d'un ensemble QRPP, il est bon de signaler, ainsi que l'indique son constructeur, qu'un signal de 4 W rayonnés est reçu avec 2,5 points S au-dessous d'un signal de 150 W rayonnés dans les mêmes conditions.

L'Argonaut est utilisable en tous lieux et sur tous mobiles, sa consommation maximale sous 12 V est inférieure à 1 A. D'encombrement réduit, sa réalisation est moderne, ses circuits sont bien étudiés, et sa mise en exploitation très simple.

CARACTERISTIQUES

Transceiver décimétrique 5 bandes, SSB-CW.

Couverture de bande : par segments de 500 kHz sur 80, 40, 20 et 15 m, sur 10 m de 28 000 à 30 000 kHz en une gamme.

Réception : Sensibilité pour un rapport signal + bruit/bruit de 10 dB, meilleure que 0,5 μ V.

Sélectivité : 2,4 kHz à 6 dB.

Filtre : à quartz (4) et tore.

Entrée antenne : câble coaxial 50-75 Ω sur fiche CINCH.

Protection contre les signaux indésirables : > 50 dB.

AGC : pour 100 dB de variation antenne, 10 dB de variation en sortie.

Décalage du VFO : compris entre ± 3 et ± 6 kHz selon la gamme.

Puissance de sortie basse fréquence : 1 W eff. avec 2 % de TDH sur haut-parleur incorporé.

Impédance de sortie : HP 8 Ω , casque haute ou basse impédance.

Emission : Puissance alimentation : SSB, 5 W PEP, 5 W CW.

Puissance de sortie : 2 W de 80 à 15 m, 1,8 W sur 10 m, mesure sur charge pure de 50 Ω .

Impédance de sortie : 50-75 Ω .

Suppression de la porteuse : 40 dB.

Suppression de la bandelatérale indésirable : 30 dB.

Commutation émission-réception : PTT en SSB, break in en CW.

Contrôle manipulation : par oscillateur incorporé à note réglable.

Microphone : type haute impédance, céramique, dynamique ou cristal, à pédale d'alternat.

Stabilité : meilleure que 100 Hz après 30 mn de fonctionnement.

Précision de l'affichage : ± 5 kHz bandes 80 à 15 m, ± 10 kHz sur 10 m.

S-mètre : commutable à l'émission, indicateur d'accord et TOS-mètre.

Alimentation : 12 V continu ± 10 % sur batterie ou à partir d'un bloc réseau régulé à 1 %.

Consommation maximale : 1 A
Encombrement : 335 x 118 x 200 mm pour un poids de 3,62 kg.

PRESENTATION

L'Argonaut est d'aspect agréable et d'un encombrement qui permet de l'installer aussi bien au QRA qu'en mobile sur voiture ou bateau, voire même en portable. La face avant est de couleur blanc cassé, les flancs noirs, le dessus est recouvert d'un revêtement collé imitant un bois foncé.

Le cadran rectangulaire est très lisible. Il comporte deux échelles, l'une graduée de 28 à 30 MHz, l'autre de 0 à 5, et sur sa droite le S-mètre encastré. Le vernier

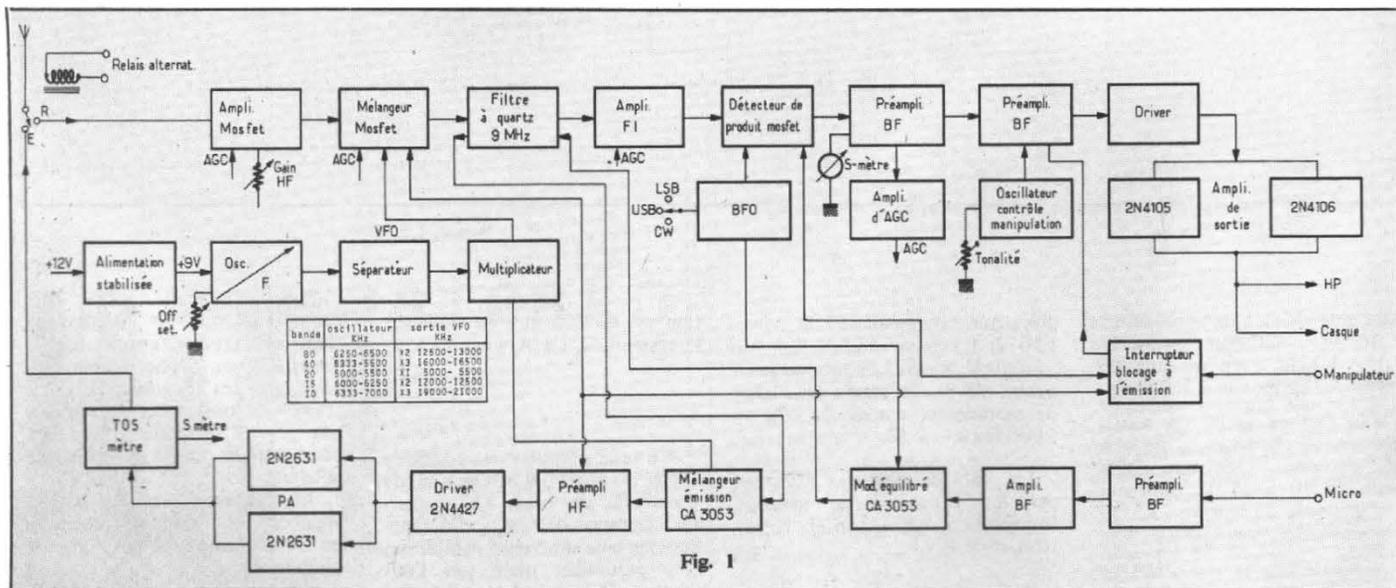


Fig. 1

est muni d'un démultiplicateur couvrant environ 20 kHz par tour soit 25 tours pour les segments de 500 kHz. La graduation du vernier va de 5 en 5 kHz avec espacement de 8 mm.

A gauche du cadran sont situées les commandes d'accord « Résonate » et de décalage du VFO OFF-SET. En tirant cette dernière, le circuit est sur OFF. Au bas du panneau à gauche, est situé le sélecteur de bande. A droite du cadran, sont situés le commutateur du S-mètre et le potentiomètre « sensitivity » permettant d'ajuster le courant traversant le S-mètre pour le contrôle de l'accord à l'émission. Le sélecteur de mode, le gain HF et BF sont destinés aux raccordements à l'antenne, au manipulateur et à l'alimentation (deux prises sont commandées par l'interrupteur de l'appareil). Deux potentiomètres ajustables règlent le niveau micro et l'excitation CW, et un interrupteur permet la coupure de l'éclairage cadran pour réduire la consommation en portable. Le petit haut-parleur incorporé est situé sur le dessus de l'appareil.

Bien que la puissance d'émission soit réduite, l'appareil est très élaboré ; les différents circuits utilisent 38 transistors et 2 circuits intégrés, implantés sur 9 petites plaquettes imprimées enfilables. Les technique et technologie sont modernes, voire astucieuses comme le modulateur équilibré et le mélangeur émission qui sont réalisés à l'aide de circuits intégrés, ce qui leur confère une très bonne stabilité en fonction de la température. Le constructeur utilise des transistors Mosfet double porte, des circuits accordés par variomètres, un amplificateur de sortie HF associé à des transformateurs à tores, et de nombreux circuits annexes, tels le circuit régulateur de tension à deux étages du VFO, l'ampli d'AGC, le commutateur électronique.

DESCRIPTION DES CIRCUITS

L'architecture des circuits est détaillée fig. 1 :

Réception : Les signaux parvenant de l'antenne traversent les circuits du TOS-mètre puis après commutation par un relais dry-reed, parviennent sur le circuit accordé d'entrée du transistor amplificateur HF (Mosfet double gate type 40823). Le signal est appliqué sur la porte 1, la porte 2 reçoit le signal d'AGC et comporte le potentiomètre de réglage de gain HF, dont la plage d'action couvre environ 20 dB.

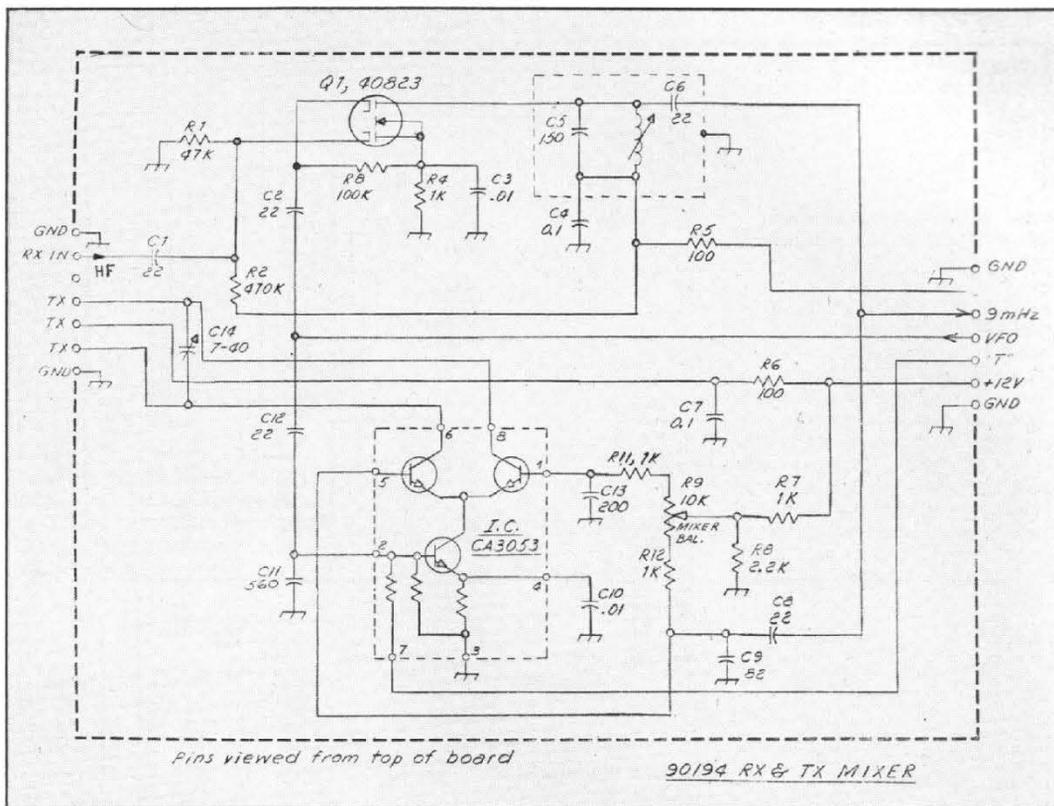


Fig. 2

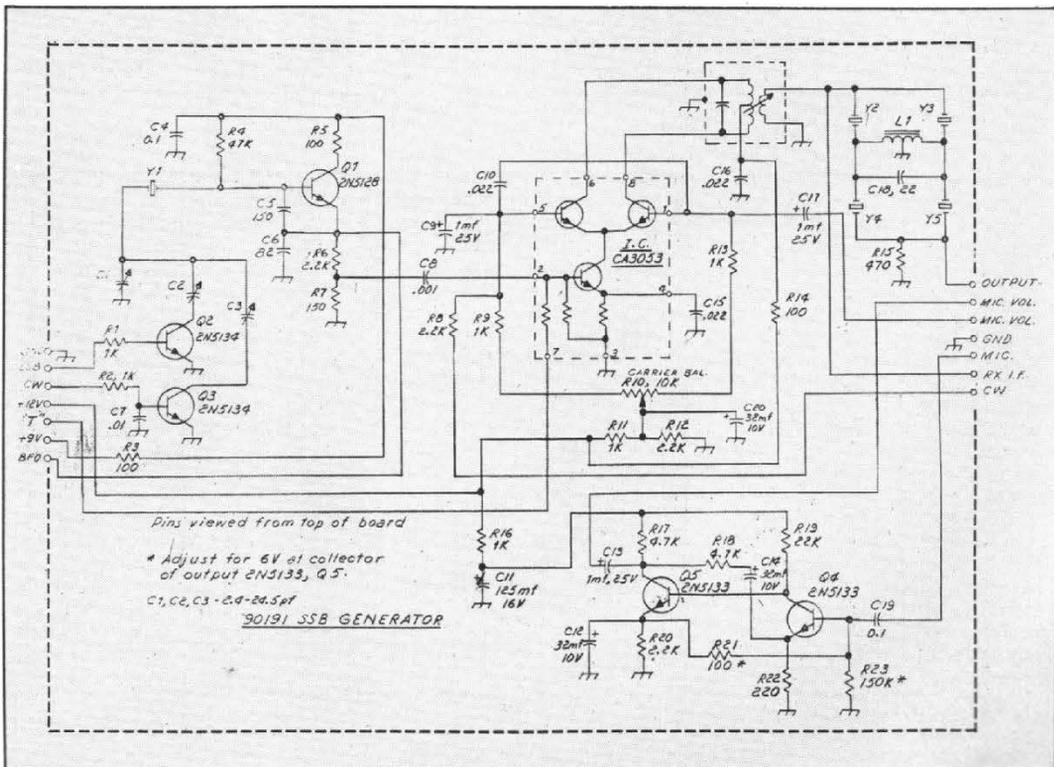


Fig. 3

Le signal parvient ensuite au changeur de fréquence (Fig. 2), il entre sur le circuit imprimé au point RXIN et parvient sur la gate 1 du Mosfet Q₁ 40823. L'injection du signal local VFO s'effectue sur le gate n° 2 à travers le condensateur C₂. Ce signal est également injecté sur le mélangeur émission CA3053 sur lequel nous reviendrons. En sortie de Q₁, les signaux sont sur la fréquence intermédiaire de 9 MHz ils sont dirigés par le filtre de bande (plaquette générateur SSB Fig. 3 en haut à droite) constitué par 4 quartz et le bobinage sur tore L₁, entrée sur RXIF, sortie sur output, puis parviennent à l'amplificateur FI.

Le VFO (Fig. 4) est constitué par trois étages. L'oscillateur, transistor Q₂ à accord par le variomètre L₁₁, comporte en parallèle sur le circuit oscillant le transistor Q₁ qui permet le décalage en fréquence par variation de la tension collecteur (monté en diode). Le signal est prélevé sur l'émetteur du pilote, et traverse le séparateur Q₃ monté en émetteur follower. Attaque ensuite de l'étage de sortie, fonctionnant en doubleur ou tripleur de fréquence selon la bande choisie (voir tableau Fig. 1). Sur 20 m, le signal est directement repris en sortie du séparateur Q₃, Q₄ n'est pas utilisé.

L'amplificateur FI (Fig. 5) comporte un seul étage, le transistor Q₁, suivi du détecteur de produit Mosfet Q₂, recevant le signal BFO. Les signaux démodulés sont amplifiés successivement par les transistors Q₃, Q₄, Q₅, puis sont dirigés vers le bloc basse fréquence. A la sortie de Q₅, les signaux d'AGC sont appliqués au transistor Q₆, adaptant l'impédance à la ligne AGC, et les diodes D₁-D₂ sont montées en doubleur de tension. Q₇ clampé l'AGC à l'émission.

Le bloc basse fréquence est tout à fait classique, nous n'en donnons pas le schéma. Du type à liaison continue et amplificateur de sortie complémentaire, il comporte 4 transistors. Sur la plaquette se trouvent également l'oscillateur side-tone, et un transistor bloquant l'amplificateur à l'émission en SSB.

Emission : Les signaux issus du microphone sont amplifiés successivement par les transistors Q₄-Q₅ (Fig. 3), puis appliqués au modulateur équilibré, le circuit intégré CA3053. Ce circuit est un amplificateur différentiel, qui permet une très bonne tenue de ses performances vis-à-vis des variations de tension des signaux appliqués et de la température. Le BFO, transistor Q₁ a sa fréquence décalée par C₂-Q₂ ou C₃-Q₃ selon le mode choisi. En sortie du modulateur équilibré, les signaux DSB traversent un transformateur accordé puis le filtre à quartz

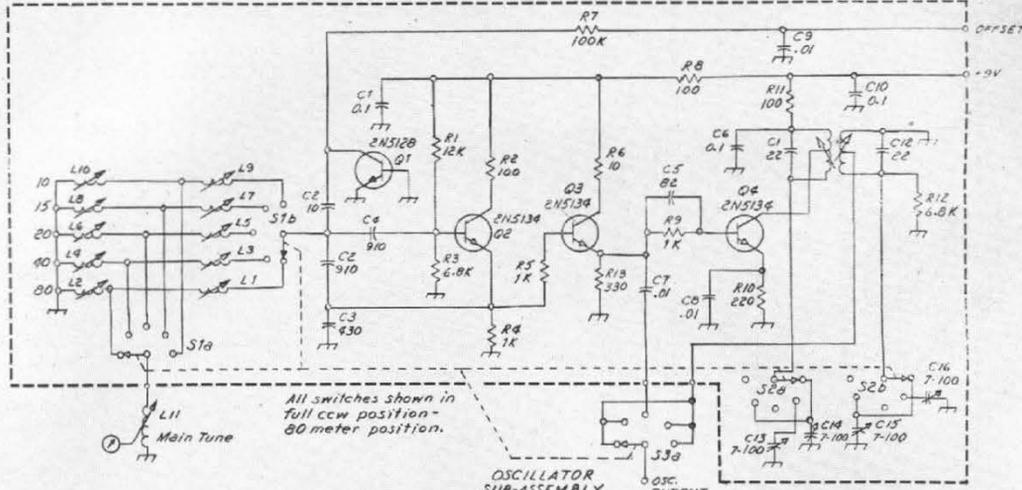


Fig. 4

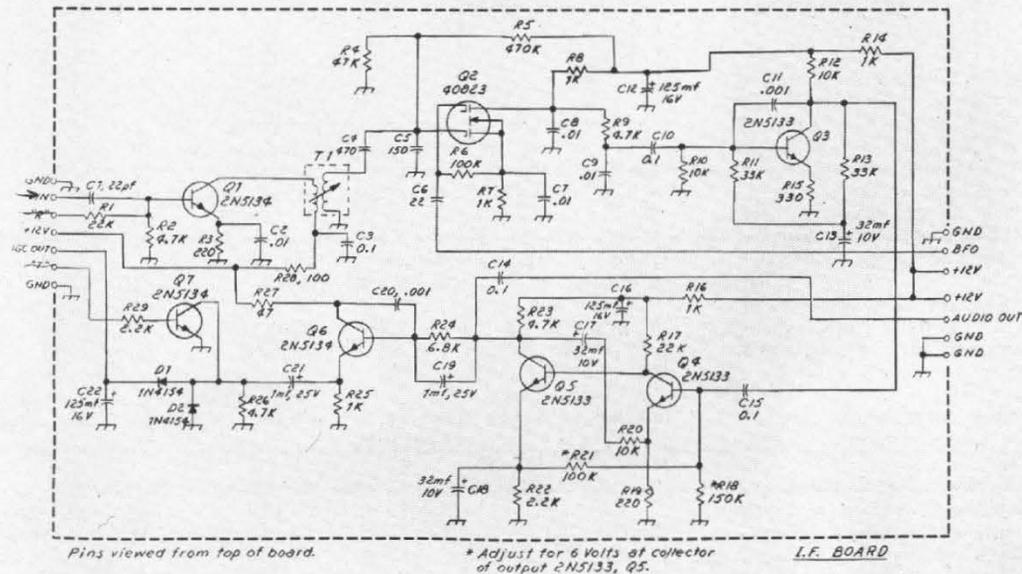


Fig. 5

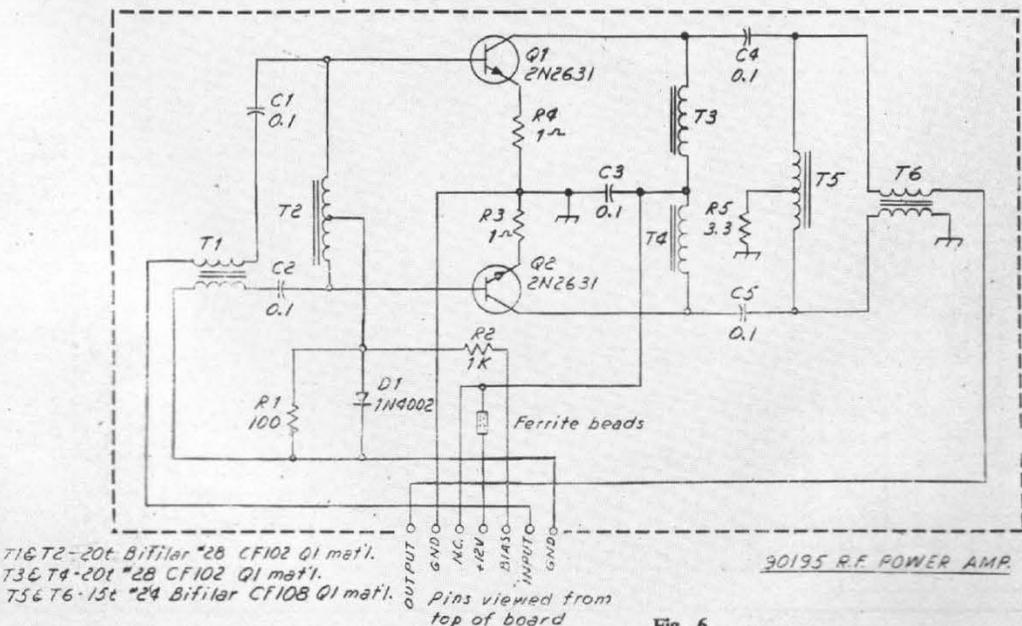


Fig. 6

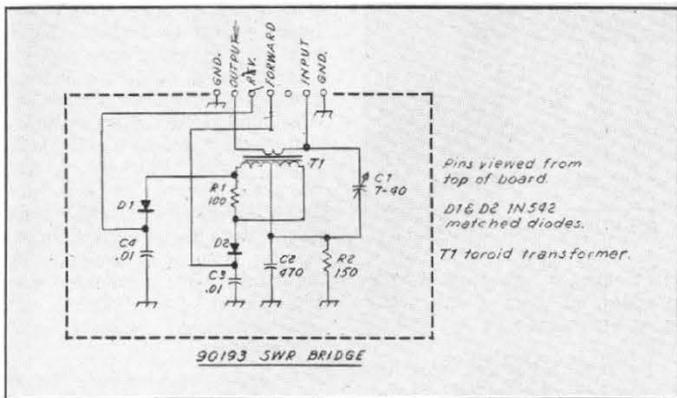


Fig. 7

élimine la porteuse et la bande latérale indésirée, et parviennent au mélangeur émission (Fig. 2) le circuit intégré CA3053, recevant par ailleurs le signal du VFO. A ce moment, la fréquence de travail finale est atteinte, deux étages prédriver et driver amènent les signaux à la puissance nécessaire pour l'attaque du PA.

Le PA (Fig. 6) est un amplificateur large bande non accordé, couvrant de 1,5 à 30 MHz, dont les couplages sont réalisés par transformateurs sur tores. L'accord

est réalisé par le circuit de sortie, puis les signaux traversent le TOS-mètre (Fig. 7) classique dont le transformateur est également réalisé sur tore.

MESURES

Récepteur : Stabilité : celle-ci est très bonne, le ΔF sur 2 heures est de 266 Hz, mesure faite en sortie du VFO.

Sensibilité : Pour un rapport signal + bruit/bruit de 10 dB,

celle-ci est de 0,4 μV antenne. La réjection image est de 60 dB, la réjection FI de 50 dB, valeurs conformes à celles publiées par le constructeur.

Emission : La puissance de sortie sur charge pure est de 2,1 W de 80 à 15 m, de 1,9 W sur 10 m avec une tension d'alimentation de 12 V, de 2,4 et 2,1 W avec 14 V alimentation (CW).

Les réjections porteuse et bande latérale atteignent respectivement - 42 et - 31 dB.

Précision de l'affichage : de 80 à 15 m \pm 8 kHz, sur 10 m \pm 12 kHz.

La sensibilité exploitable est très bonne, mais il est conseillé d'utiliser un aérien correctement accordé pour éviter de gaspiller la puissance disponible.

CONCLUSION

Nous sommes en présence d'une petite station très élaborée, utilisable en tout endroit. Bien que sa faible puissance puisse handicaper cet appareil, vis-à-vis de productions QRO, il est tout à fait conseillé pour le débutant, qui pourra ensuite lui adjoindre un amplificateur linéaire, de quelques dizaines de watts de sortie, ce qui lui permettra de disposer d'une installation digne de toutes ses ambitions. Nous signalons et insistons sur l'utilisation d'une bonne antenne réellement accordée à coupler à cet appareil, elle permettra de bons QSODX.

J.B.

TRAFIC

Le transceiver est amusant à utiliser, sa mise en œuvre est simple. L'accord doit être réglé à l'émission, un petit décalage se manifeste, mais il existe sur tous les transceiver. Le gain HF permet dans de bonnes conditions d'éviter la transmodulation, le circuit d'AGC est d'une efficacité convenable. Le démultiplicateur est d'une bonne fidélité, il peut être calibré en bloquant le bouton et en faisant tourner le vernier.

ÉMISSION ET RÉCEPTION RTTY

(suite de la page 284)

Auparavant, il faudra vérifier la tension d'alimentation du moteur, un certain nombre de machines d'origine américaine étant prévues pour une tension de 110 ou 127 V CA. Il est peu probable, sauf s'il s'agit d'une machine révisée par le vendeur, que le fonctionnement se révèle être correct du premier coup, et il faudra chercher, nettoyer, graisser (toujours légèrement et avec une graisse pour petite mécanique de précision). Attention aux coups de tournevis donnés au hasard qui peuvent être la cause d'une remise en état plus longue. Généralement les différentes parties peuvent se dissocier facilement ce qui rend les recherches et le nettoyage plus faciles, mais il faudra toujours procéder à la séparation des blocs avec précaution pour ne pas détériorer les pièces. Certaines, en effet, sont assez fragiles et il existe toujours le risque de déformer les ressorts ou même de les casser. En résumé il s'agit d'une mécanique suffisamment précise et complexe pour la traiter avec tout le soin nécessaire. Il sera bon de vérifier également les contacts électriques et de les nettoyer, l'endroit de stockage des appareils de surplus n'étant pas toujours celui qui convient à un tel matériel.

A moins de disposer de la notice complète du téléimprimeur, il faut avancer lentement et en tout cas chercher à savoir quelle est la fonction de tous les leviers, ressorts et autres pièces mécaniques.

Quand on possède enfin une machine à écrire fonctionnant correctement on peut envisager de recevoir des signaux RTTY. C'est alors qu'il faudra construire un convertisseur qui transformera les signaux issus du récepteur en impulsions de courant nécessaires à la commande de l'électro-aimant. Ce convertisseur peut être simple ou très évolué; nous en décrirons plusieurs dans ces colonnes, mais sans lui il est impossible de copier un message.

Enfin pour ceux qui en ont l'autorisation, il restera l'étape de l'adaptation du téléimprimeur à l'émetteur ce qui peut se faire de différentes manières comme nous le verrons plus loin.

Ainsi que nous avons eu l'occasion de le dire précédemment le principe de transmission

s'apparente à celui du morse puisque l'on distingue également deux états, un état repos et un état travail qui peuvent être utilisés de plusieurs façons. Alors qu'en morse il existe les points, les traits et trois intervalles de durées différentes, en RTTY chaque lettre est caractérisée par cinq impulsions consécutives de même durée qui peuvent être positives ou négatives les impulsions positives (présence de courant) étant appelées « mark » et les impulsions négatives « space ». Dans un système binaire, cinq impulsions nous donnent la possibilité de réaliser $2^5 = 32$ combinaisons, donc la possibilité de coder tout l'alphabet mais dans certains cas il a été nécessaire de réaliser des codes à six impulsions. Là n'est pas notre propos et dans l'immédiat nous en resterons au code à 5 impulsions appelé dans la pratique code à 5 moments.

Les différentes combinaisons de ces 5 impulsions vont donc nous permettre de caractériser chaque lettre de l'alphabet, mais

il reste les signes et les chiffres et l'idée d'une inversion lettres/chiffres a été mise en pratique pour répondre aux nécessités. On prévoit donc sur le clavier deux touches qui lorsqu'elles sont sollicitées envoient un signal plaçant la machine en position lettres ou en position chiffres ce qui correspond sensiblement aux positions minuscules et majuscules d'une machine à écrire normale. Tous les caractères transmis après un ordre d'inversion seront conformes à l'ordre donné par celui-ci.

Un autre problème qui est apparu au début de l'utilisation des téléimprimeurs est celui de la synchronisation de la machine émettrice et de la machine réceptrice. Bien sûr il est nécessaire que les vitesses de rotation des deux machines soient identiques ou presque afin qu'elles génèrent des impulsions caractéristiques de mêmes durées, mais il faut aussi que la machine réceptrice « ouvre » sa mémoire en même temps que la machine émettrice commence à transmettre une

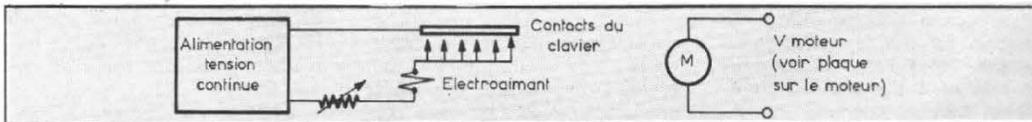


Fig. 1

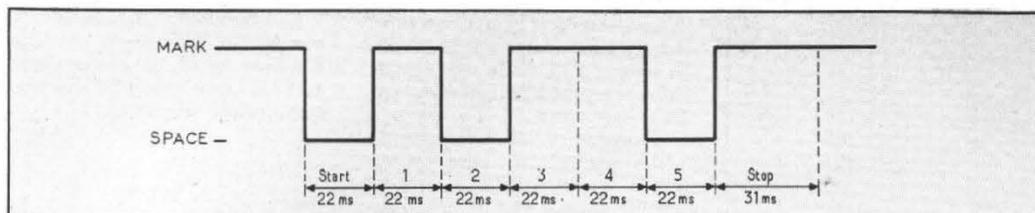


Fig. 2

suite de 5 impulsions. Pour résoudre ce problème il a été prévu d'encadrer les 5 impulsions caractéristiques par une impulsion « start » qui donnera l'ordre à la machine réceptrice de se préparer à recevoir le caractère transmis et une impulsion « stop » qui fera savoir à cette même machine que le caractère a été transmis et la maintiendra dans une position d'attente jusqu'à la prochaine impulsion start. L'impulsion start correspond à une coupure du courant dans l'électro-aimant donc à un space, alors que l'impulsion stop correspond à la présence d'un courant donc à un mark. (Elle est plus longue que les autres impulsions : voir ci-dessous.)

En ce qui concerne la vitesse, les stations commerciales transmettent selon le code CCIT n° 2 à la vitesse de 50 bauds ce qui correspond à des impulsions d'une durée de 20 ms, alors que les stations d'amateurs sont autorisées à transmettre à la vitesse de 45,45 bauds soit des impulsions de 22 ms. Il conviendra donc de s'assurer avant toute réception ou émission de la vitesse de la machine sous peine de ne pas obtenir une réception correcte ou de ne pas être reçu, les vitesses ne concordant pas.

D'après ce que nous venons de dire, il est possible de représenter un caractère comme indiqué figure 2. L'on remarquera que l'impulsion stop est plus longue que les autres, elle dure en effet 31 ms. Pour la transmission totale d'un caractère il faudra donc :

1 impulsion start =	22 ms
5 impulsions	
caractéristiques =	110 ms
1 impulsion stop =	31 ms
	<hr/>
	163 ms

Toutes les lettres seront définies par une succession de « mark » et « space », chaque combinaison étant bien entendu différente des autres et correspondant à ce qui est indiqué dans le tableau 1. L'association lettre/chiffre ou signe peut changer suivant les machines, mais ceci est en général assez peu ennuyeux étant donné que les différences portent sur des signes de ponctuation. Nous avons reporté dans le tableau 1 l'association considérée comme standard par les Américains.

Cela défini, il faut utiliser ces impulsions pour commander l'émetteur chargé de les transmettre jusqu'à la station réceptrice et il existe plusieurs solutions pour y parvenir, chacune ayant ses avantages et ses inconvénients.

La première solution adoptée à l'origine et seule admise pendant un certain temps possédait l'avantage d'être la plus simple puisque l'émetteur fonctionnait comme en télégraphie par tout ou rien. L'inconvénient majeur d'une telle solution résidait dans le fait que la réception des messages se trouvait fortement affectée par les parasites et les conditions de propagation.

La seconde, plus courante et qui le sera de plus en plus en raison de l'utilisation généralisée des transceivers BLU, est appelée AFSK abréviation de « audio frequency shift keying » ou commande par changement de fréquence audible. On dispose d'un oscillateur basse fréquence qui par commutation peut osciller sur deux fréquences différentes, l'une caractéristique du mark et l'autre caractéristique du space.

Il semble d'après l'ensemble des articles que nous avons pu lire dans les revues américaines que les deux fréquences considérées comme standard sont 2 125 Hz pour le mark et 2 975 Hz pour le space, c'est-à-dire qu'une station en position standby qui doit transmettre un mark en permanence est modulée par un signal basse fréquence de 2 125 Hz.

L'écart entre les deux fréquences appelé shift est, dans le cas général, de 850 Hz, mais on trouve maintenant des amateurs qui utilisent un shift de 170 Hz, la fréquence des mark restant de 2 125 Hz et la fréquence du space devenant 2 295 Hz.

Il existe deux autres groupes de fréquences plus basses qui sont utilisées lorsque les filtres limitent la bande passante à moins de 3 kHz, il s'agit de 1 275 Hz/2 125 Hz pour un shift de 850 Hz et 1 275 Hz/1 445 Hz pour un shift de 170 Hz.

Troisième solution très utilisée également, il s'agit du FSK (abréviation de « frequency shift keying ») c'est-à-dire commande par variation de fréquence porteuse. Dans ce cas, on fait varier

la fréquence porteuse correspondant au mark d'une valeur égale au shift choisi soit 850 ou 170 Hz.

La plus haute des deux fréquences porteuses est généralement choisie pour les « mark » et par voie de conséquence la plus basse correspond aux « space ».

A la réception, si nous excluons le fonctionnement par tout ou rien, on peut obtenir soit deux fréquences BF parfaitement connues soit une variation de fréquence porteuse, cette variation étant égale à la différence entre les deux fréquences BF du premier cas. Il est possible de transformer au niveau du récepteur une variation de fréquence porteuse en variation de fréquence BF, en faisant battre le signal reçu avec le signal fourni par le BFO (beat frequency oscillator) dudit récepteur. Ainsi une variation de la fréquence porteuse égale à 850 Hz se traduira par une variation de la fréquence BF résultante de 850 Hz également. Il est donc possible de restituer avec le BFO deux fréquences BF identiques à celles qui auraient été fournies par un modulateur AFSK, en jouant sur le réglage de l'oscillateur de battement.

Donc, au niveau de la réception, il faudra différencier si l'on s'en tient au shift standard de 850 Hz, les deux fréquences 2 125 Hz et 2 975 Hz; ce sera le rôle du convertisseur (encore appelé décodeur ou démodulateur).

Nombre de versions de cet appareil ont été réalisées et décrites, de la plus simple à la plus complète et nous décrirons par la suite quelques réalisations fort intéressantes que nous avons eu l'occasion d'expérimenter.

Le rôle du convertisseur est de transformer la variation de fréquence BF en impulsions qui commandent l'électro-aimant du téléimprimeur et donc l'impression des caractères sur le papier.

Généralement on utilise pour reconnaître les signaux mark et space deux filtres accordés sur les fréquences correspondant à ceux-ci. L'apparition de nouveaux circuits intégrés permet de supprimer les filtres utilisant les selfs bien connues de 88 mH réalisées avec des tores ou des pots ferrites.

Dans le cas de signaux FSK, il faut bien entendu disposer

d'un récepteur aussi stable que possible dont le BFO ne dérive pas, car le glissement en fréquence de l'un ou l'autre entraîne automatiquement la variation des deux fréquences caractéristiques des mark et des space, la différence entre celles-ci restant constante. Comme les filtres sont assez sélectifs, il pourrait arriver un moment où les deux fréquences BF seraient telles qu'on ne détecterait que des tensions insuffisantes pour obtenir un fonctionnement correct du convertisseur.

Il existe des remèdes divers aux glissements de fréquence; on peut par exemple, réaliser un système de contrôle automatique de fréquence, ou encore utiliser un générateur BC221 connu pour sa grande stabilité au lieu de mettre en service le BFO du récepteur.

Il est possible et même conseillé d'ajouter aux circuits de détection du convertisseur différents étages qui rendent son utilisation beaucoup plus souple et suppriment les désagréments qui peuvent apparaître lorsque les conditions de réception ne sont pas bonnes. On peut alors dérouler du papier et ne lire que des suites incohérentes de caractères. Ainsi il est possible de prévoir un circuit anti-space dont le rôle est de bloquer la machine lorsqu'un signal space est détecté pendant un temps supérieur à la durée de transmission d'un caractère ce qui n'est pas possible dans les conditions normales puisque à la suite des 5 impulsions caractéristiques apparaît obligatoirement un mark.

On peut également prévoir un système de démarrage automatique (appelé auto-start outre-Atlantique) qui assurera la mise en route du téléimprimeur seulement si un signal RTTY a été détecté, ce qui évite au moteur de fonctionner en permanence, si l'on souhaite rester à l'écoute d'une fréquence particulière, vingt-quatre heures sur vingt-quatre.

Pour le réglage de l'émetteur et du récepteur on peut envisager la réalisation d'indicateurs d'accord avec un œil magique, un galvanomètre ou mieux un tube cathodique.

De tout cela nous réparerons par la suite en détail avec un certain nombre de réalisations intéressantes, et nous espérons, que l'ensemble de ces articles donnera à nos lecteurs l'envie de se pencher sur ce mode de communication particulièrement passionnant et leur apportera les mêmes satisfactions que celles que nous avons connues lors de la réalisation de notre station.

nouvelle production



'qualité labo'

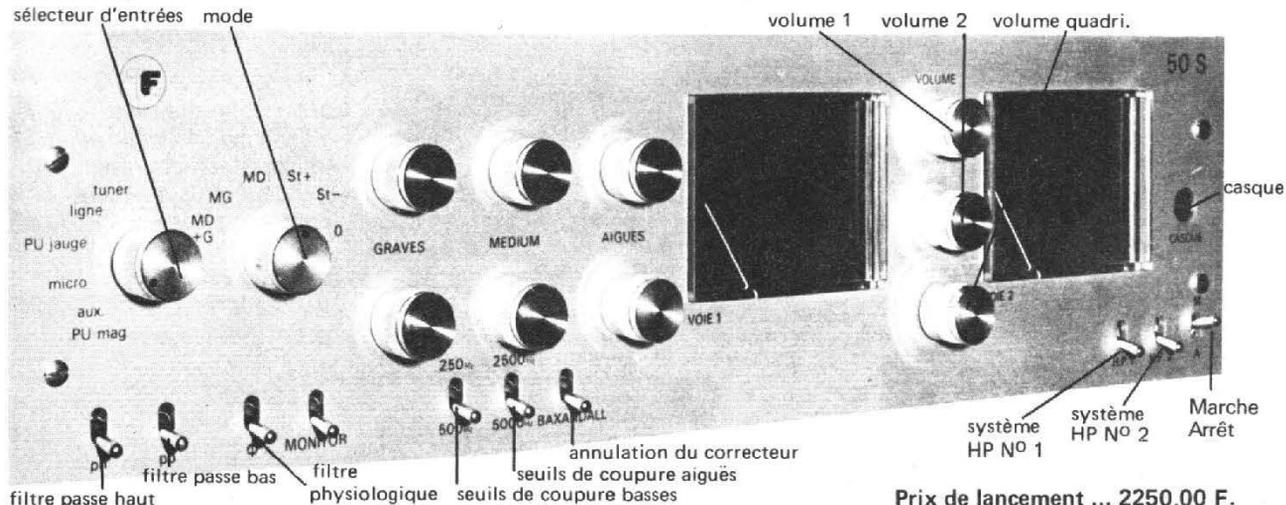
Cette série se caractérise par :

- 1) choix de composants type professionnel.
- 2) contrôle rigoureux de tous les éléments entrant dans la composition dudit matériel.
- 3) certificat de garantie de 3 ans accompagnant les appareils.
- 4) certificat "Labo" de contrôle de caractéristiques.

Nota : Nous nous permettons de faire remarquer à nos lecteurs que si nos performances paraissent quelquefois modestes, cela tient au fait qu'elles sont données à titre d'information et non optimisées à des fins publicitaires.

1er ampli série LABO. ETF 50 S. LAB.

sélecteur d'entrées mode

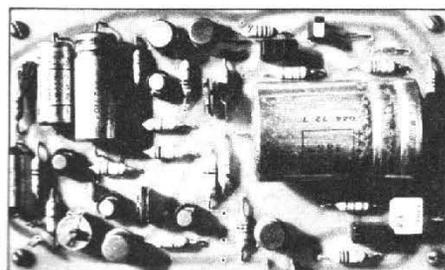


Prix de lancement ... 2250,00 F.

Caractéristiques générales.

2 fois 50 W efficaces sur 8 ohms.
 Bande passante préampli seul - 1 Hz à 1 MHz.
 Bande passante ampli seul - 5 Hz à 250 KHz.
 Bande passante ampli-préampli - 5 Hz à 250 KHz à $\pm 0,5$ dB.

Distorsion totale 0,1 % de 15 Hz à 40 KHz.
 Temps de montée ampli + préampli = 1 μ S.
 Rapport signal/bruit 85 dB Pu. Magnétique
 95 dB sur les autres entrées.
 Protection intégrale contre toutes fausses manœuvres.



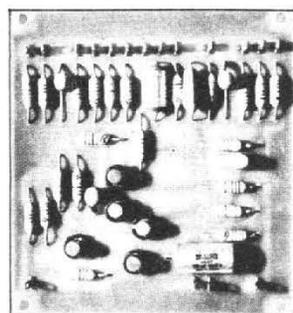
Module 50 W Lab.

Prix de lancement : 200 F.

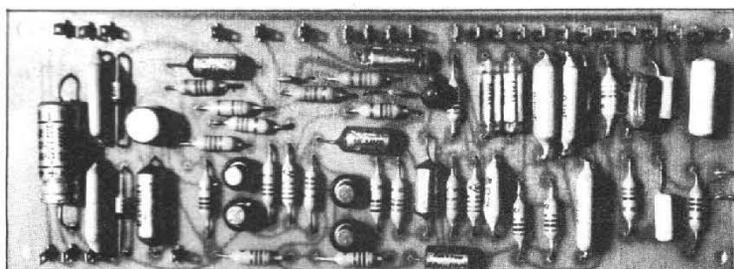
Préampli

P.O. Lab. PA (partie amplification)

P.O. Lab. C (partie correction)



Prix LAB. PA 80,00 F.



Prix LAB C. 100,00 F.

KIT SHOP BASTILLE 47 BD BEAUMARCHAIS - 75003 PARIS - TÉL. 277.68.93
 KIT SHOP ALÉSIA 85, RUE DE GERGOVIE - 75014 PARIS - TÉL. 734.42.63

LE HAUT-PARLEUR

SPECIAL 6 F



PANORAMA DE LA HIFI



CHÂTEAU D'ARCY 40 4195 FERGUSON

THOMSON **FERGUSON**

N° 1.398 DU 29 MARS 1973

BELGIQUE : 60 F. B. SUISSE : 6 F. S. ITALIE : 1.300 LIRE S. ALGÉRIE : 6 DINARS - TUNISIE : 800 ML.

- **Spécification et prix de tous les matériels Hi-Fi disponibles.**
- **Pour fixer votre choix :**
 - Tableaux et détermination de qualité et méthodes de mesures des amplificateurs, tuners, magnétophones, platines et cellules.



EN VENTE DANS LES KIOSQUES ET CHEZ LES MARCHANDS DE JOURNAUX
ou à la « LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO », 43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS

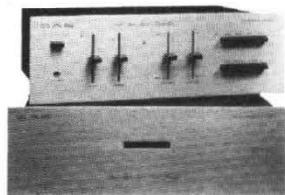
HI-FI STEREO

EDITION HAUTE-FIDELITE DU HAUT-PARLEUR

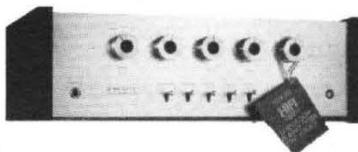
DISQUES

AU BANC D'ESSAI :

SAE XXX/XXXI →



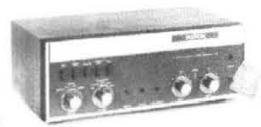
SCOTT 235S →



TANDBERG
9000X →



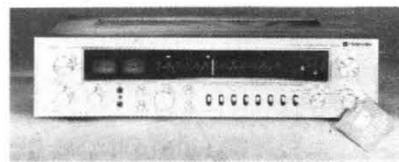
REVOX A78 →



PHILIPS 2510 →



TOSHIBA
504 →



... Et les rubriques habituelles.

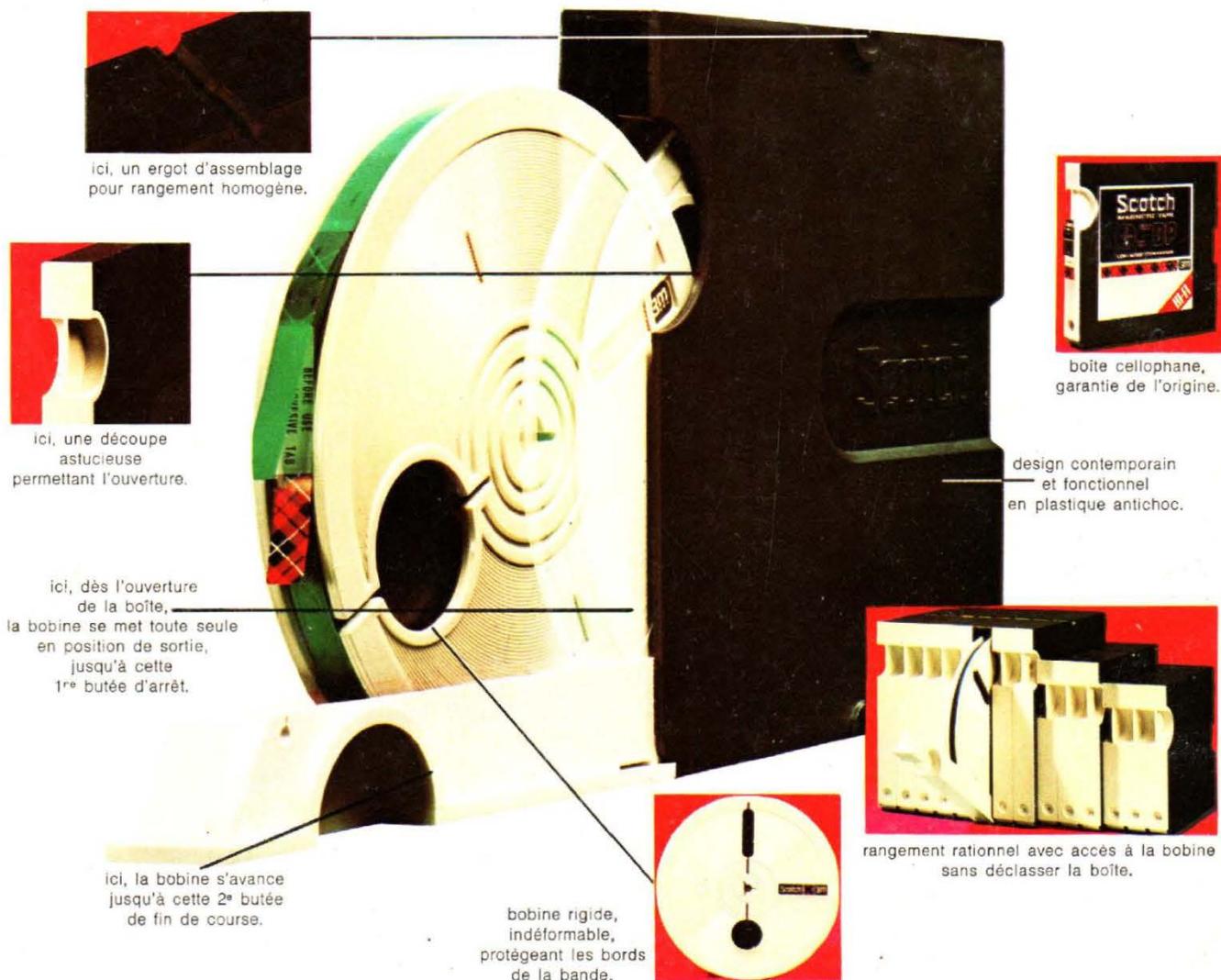
- Envoi de la liste complète des bancs d'essais contre une enveloppe timbrée à 0,50 F avec vos noms et adresse.
- Une encyclopédie de la **Hi-Fi** :
la collection des bancs d'essais de **HI-FI STÉRÉO**.
 - 1970 (11 numéros) 20 F (+ 5 F de port)
 - 1971 (11 numéros) 20 F (+ 5 F de port)
 - 1972 (11 numéros) 20 F (+ 5 F de port)

HI-FI STÉRÉO - 2 à 12, rue de Bellevue - 75019 PARIS

Tél. : 202-58-30 — C.C.P. 424-19 PARIS

(Joindre mandat, chèque bancaire ou postal à votre commande.)

Aujourd'hui, une boîte doit aussi être pratique la boîte "Scotch" est (en plus) intelligente



ici, un ergot d'assemblage pour rangement homogène.



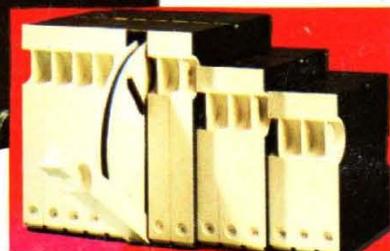
boîte cellophane, garantie de l'origine.



ici, une découpe astucieuse permettant l'ouverture.

design contemporain et fonctionnel en plastique antichoc.

ici, dès l'ouverture de la boîte, la bobine se met toute seule en position de sortie, jusqu'à cette 1^{re} butée d'arrêt.



rangement rationnel avec accès à la bobine sans déclasser la boîte.

ici, la bobine s'avance jusqu'à cette 2^e butée de fin de course.

bobine rigide, indéformable, protégeant les bords de la bande.



Pour 3M en effet, même une boîte doit avoir des idées à revendre. Alors quand une boîte "Scotch" rencontre une autre boîte "Scotch", cela fait une "Bandothèque Scotch". Conception originale de classement pour vos enregis-

trements magnétiques, la "BANDOTHEQUE SCOTCH" est encore une trouvaille pratique 3M. La technologie de pointe 3M vous permet d'atteindre la "vraie" haute-fidélité avec les bandes magnétiques "Scotch".

OFFRE SPECIALE "BANDOTHEQUE SCOTCH"

Une surprise dans chaque bande magnétique "Scotch" : Vous pouvez obtenir gratuitement une boîte ou une bobine vide pour la constitution de votre "Bandothèque Scotch". Il suffit pour cela de renvoyer à 3M la carte-réponse spéciale placée dans chaque bande magnétique "Scotch". Dépêchez-vous, la durée de cette offre est limitée.

3M FRANCE
135 Bd Sérurier - 75019 PARIS