

4^F

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

LE HAUT-PARLEUR

Journal de vulgarisation

RADIO TÉLÉVISION

Dans ce numéro

- Le sondeur de profondeur Heathkit MI 19.
- L'amplificateur RIM NFK50.
- Allumage électronique à Thyristor.
- Banc d'essai : L'autoradio Schneider SV300.
- Banc d'essai : L'oscilloscope Hameg HM312.
- Radiophonie à impulsions codées.
- Un générateur de distorsion à 2 transistors.
- Alimentation programmable 3 à 30 V/2 A.
- Ensemble de radiocommande pour débutant.
- Un chargeur de batterie à courant constant.
- Emetteur exciter SSB 114 MHz, 12 V.
- Un préampli 435 MHz à faible bruit de fond.

Voir sommaire détaillé page 86



3 EXCLUSIVITÉS de L'EUROPÉENNE de DISTRIBUTION

31, avenue Ledru-Rollin

75-PARIS-XII^e

Tél. : 345-32-00



310 PAGES

JASON JS-200 Ampli stéréo 2 x 15 watts

17 transistors + 1 redresseur au silicium, réponse 7 à 70 000 Hz à ± 1 dB, rapport signal/bruit > 80 dB, sensibilité PU 3 mV. Radio et Aux. 100 mV, impédance 47 K, sorties 3,2 à 4 Ω. Distorsion 0,3 % à 2 x 10 W et 0,6 % à 2 x 15 W. Coffret teck 27 x 26 x 9,5 cm. T.T.C. **490,00**
(Port et emballage 12,00)



AMPLI STEREO 2x10 WATTS (EN KIT)

(décrit dans le « H.P. » n° 1347 en page 218)



Constitué d'une double triode ECC83 et de 2 triodes-pentodes ECL86, alim. 110-220 V, contrôle GRAVES et AIGUES séparé, balance stéréo, niveau d'entrée prévu pour cellule stéréo céramique (ou cristal), encombr. 305 x 90 x 110 mm, le châssis très étroit (90) peut contenir dans l'épaisseur de n'importe quelle valise ou ébénisterie. Livré en pièces détachées pour montage par soi-même, avec 2 haut-parleurs 21 cm et schéma de montage. Prix **149,00** + port et emballage 15,00

détachées pour montage par soi-même, avec 2 haut-parleurs 21 cm et schéma de montage. Prix **149,00** + port et emballage 15,00

BAFFLE GRAND LUXE

avec H.-P. 12 x 19, 4 ohms



Très belle grille grise sur fond métal satiné mat, avec 2 bourrelets en similicuir blanc (dim. 29 x 17 cm), fournie avec coffret adéquat (prof. 10 cm) dont finition 2 faces à prévoir pour en faire une belle enceinte.

Prix T.T.C. **19,00** + port 6,00

VALISES VIDES



N° 7 - Valise d'électrophone stéréo, dim. ext. 493 x 335 x 225 mm - bois épaisseur 8 mm, gainé gris anthracite. Peut recevoir toutes platines tourne-disques ou magnéto - couvercle en 2 parties dégonflables - poignées escam., grenouilles de fermeture, jonc décor.

Prix : **59,00** + port et emb. 10,00



N° 8 - Valise d'électrophone stéréo, larg. 375, prof. 400, haut. 92 + 92 mm, très belle présentation gris 2 tons, peut recevoir une platine 35 x 25 cm, emplacement pour ampli 35 x 9 x 7 cm, couvercle en 2 parties dégonflables formant baffles, avec découpes pour H.P. 15 x 21 cm.

Prix : **49,00** + port et embal. 9,00.

Hormis les modèles présentés ci-dessus, nous disposons d'autres modèles de valises (nous consulter sur place de préférence).

ENCEINTE ACOUSTIQUE 4 à 16 OHMS, 7 à 10 W



Livrée en éléments séparés : le coffre, vernis polyester, 61x41x21 cm (à l'origine ébénisterie télé gr. luxe) - la face avant - le tissu spéc. de garniture - le fond - 4 H.P. ellip. grande marque (un 16x24 et trois 12x19) + schéma de branchement des H.P. pour différentes combinaisons d'impéd. 4 à 16 Ω.

T.T.C. **69,00** + port et emball. 20,00

L'ébénisterie complète, sans les haut-parleurs T.T.C. **39,00** + port et emball. 15,00

ENCEINTES HI-FI « ITT - SCHAUB-LORENZ »

Kits rationnels et soignés, avec notice de montage illustrée, à la portée des « non manuels ». Tous les éléments de l'enceinte sont taillés et biseautés, prêts pour l'assemblage ; les HP, filtres et accessoires sont conditionnés en emballage polyester moulé (aucun risque).

Type 160 L : dim. 40x22x18 cm, 25/35 watts, 50/20 000 Hz, 4 Ω. Prix **268,00** + port et embal. 20,00

Type 250 LS : dim. 61x39x26 cm, 40/70 watts, 28/35 000 Hz, 4/8 Ω. Prix **464,00** + port et embal. 30,00

Type 300 L : dim. 74x48x32 cm, 50/70 watts, 20/20 000 Hz, 8 Ω. Prix **745,00** + port et embal. 40,00



KITS ACOUSTIQUES HI-FI « ROSELON »



Comprenant : les haut-parleurs (graves, médiums, aiguës), le filtre séparateur, les fils de liaison repérés, à monter sur baffle et enceinte de votre choix.

Type 10BNG - 3 HP (28 - 13 et 9 cm) + filtre, 40 à 20 000 Hz, 8 - 16 Ω, pulss. 35 watts music. **162,00**

Type 8BNG - 3 HP (24 - 13 et 9 cm) + filtre, 50 à 20 000 Hz, 8 - 16 Ω, pulss. 15 watts music. **146,00**

Type 5 BNG - 2 HP (13 et 9 cm), 70 à 20 000 Hz, 8-16 Ω, pulss. 15 watts music. Prix **60,00**
T.V.A. c. 25 % - Port et embal. 12,00.

FRANCE-PLATINES



TYPE C-290

Platine 33 et 45 tours, changeur en 45 tr, utilisation manuelle en 33 tr, arrêt autom., moteur 110/220 V avec prise 18 V. Dim. 298 x 229 mm, bras équipé d'une cellule mono. Avec l'axe changeur 45 tours **99,00**

TYPE M-390

Platine 33-45-78 tours, arrêt autom., moteur 110/220 V, avec prise 18 V, dim. 297 x 228 mm, bras équipé d'une cellule mono **75,00**

TYPE M-300

Mêmes caractéristiques que le type M-390, dim. 330 x 250 mm **75,00**
Port et emb. 8,00 - T.V.A. c. 25 %

CHANGEUR « PRINCESS »



16 - 33 - 45 - 78 tr, dim. : 34x28 cm, sous plateau 60 / sur plateau 70 mm, alim. 220 volts, tête stéréo RONETTE 105, avec axe 33 tr. T.T.C. ... **149,00**
(Port et emballage 15,00)

PLATINE DE TRÈS GRANDE MARQUE

neuve... ! garantie, en emballage d'origine



Changeur automatique tous disques, tous diamètres (17, 25 ou 30 cm), vitesses 16 - 33 - 45 - 78 tours, plateau grand diamètre à équilibrage dynamique, bras tubulaire compensé, pression réglable, moteur 110/220 V, dim. 380 x 305 mm, haut. sur platine 55, sous platine 85 mm, suspension souple en trois points. Fournie avec cellule stéréo céramique et les centreurs 33 et 45 tours (simples et chang.).

SANS PRECEDENT, T.T.C. ... **129 F** + Port et emballage 20,00

Lève-bras (lift), d'origine constructeur, T.T.C. **15,00**

Remise d'usage aux professionnels (revendeurs, dépanneurs, etc.)

CHAINE HI-FI STEREO 2x8 WATTS

299 F (deux cent quatre-vingt-dix-neuf francs)

... ce n'est pas une erreur, encore moins une supercherie

A ce prix « défiant toute concurrence », il vous est livré tout un ensemble vous permettant de monter une chaîne stéréo, à savoir :

- le changeur automatique tous disques (présenté ci-contre)
- un socle de platine adéquat, vernis polyester, dim. 500 x 335 x 10 mm
- deux enceintes acoustiques 270 x 220 x 125 mm, très b. présentation, avec les HP appropriés
- deux amplis BF tout transistors, entièrement câblés sur circuit imprimé, puissance crête 2 x 8 watts (2 x 4 watts eff.), avec contrôle séparé GRAVES et AIGUES
- une alimentation 110/220 V commune aux 2 amplis.



(Port et emballage 30,00)

Encore une réussite LAG !

ELECTROPHONE 3 VITESSES

Secteur 110/220 volts

129,00 (port et embal. 15,00)

Ampli tout transistors, très puiss. (2,5 W), volume et tonalité, en malette bois gainé gris anthracite, couvercle dégonflable avec HP. Livré complet, en élém. séparés : mallette, platine « France-Platine » avec cellule, ampli sur C.I. entier, câblé, le tout à assembler par vous-mêmes en quelques points de soudure, selon schéma fourni.



LAG

électronique

... OUVRE UN AUDITORIUM HI-FI " PAS ORDINAIRE " (voir page 10)

HIFI-CLUB

TÉRAL

HIFI-CLUB TÉRAL

53, RUE TRAVERSIÈRE - PARIS-12^e

Tél. - 869.41.11 - DOR. 87-74 - 344-87-00

Ouvert sans interruption tous les jours

Sauf dimanche et jours fériés de 9 h à 19 h 45

PARKING ASSURÉ - CREDIT BRIS ou CÉTELEM

Métro : Gare de Lyon

BOUTIQUE marantz

CHEZ TÉRAL

MODÈLE 1030 • Amplificateur stéréo 30 W RMS - Distorsion moins de 0,5% - Filtre passe-bas. Prix 1 485 F



MODÈLE 1060 • Amplificateur stéréo 60 W RMS - Distorsion moins de 0,3% - Filtrés passe-haut et passe-bas. Prix 1 950 F



MODÈLE 29 • Ampli-préampli-tuner - PD-GO-FM stéréo - 30 W RMS. Prix 1 990 F



MODÈLE 2215 • Ampli-préampli-tuner - AM/FM stéréo - 30 W RMS. Prix 2 300 F



MODÈLE 2230 • Ampli-préampli-tuner - AM/FM stéréo - 60 W RMS. Prix 3 190 F



MODÈLE 2245 • Ampli-préampli-tuner - AM/FM stéréo - 90 W RMS. Prix 4 265 F



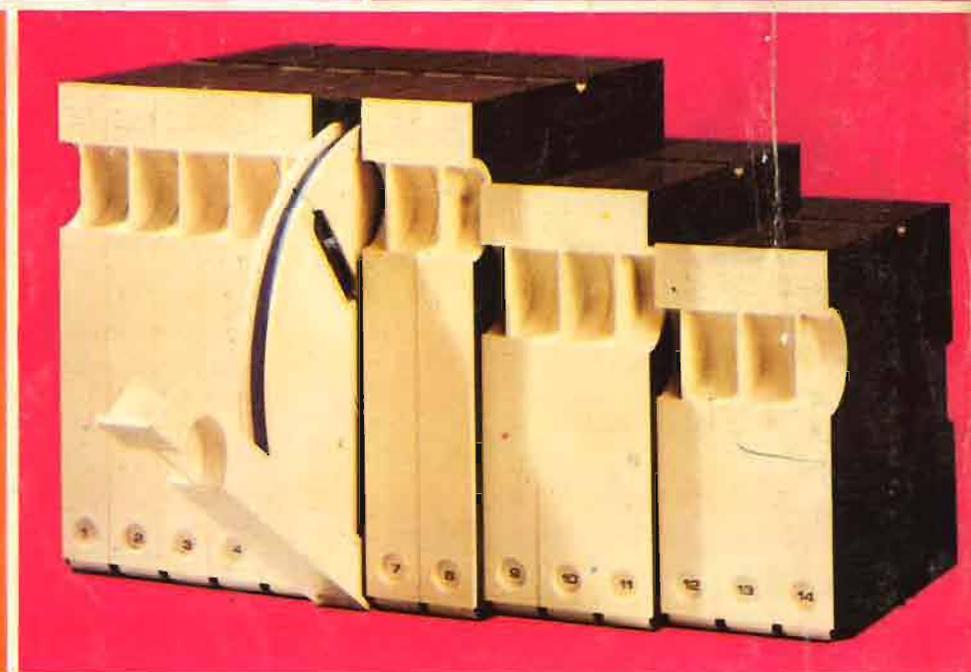
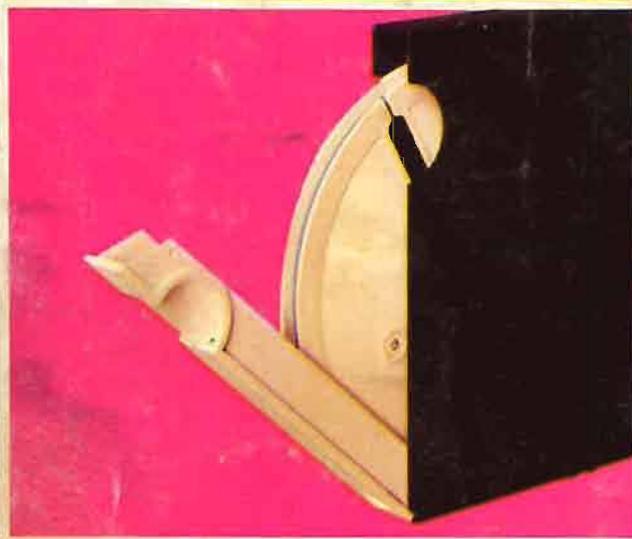
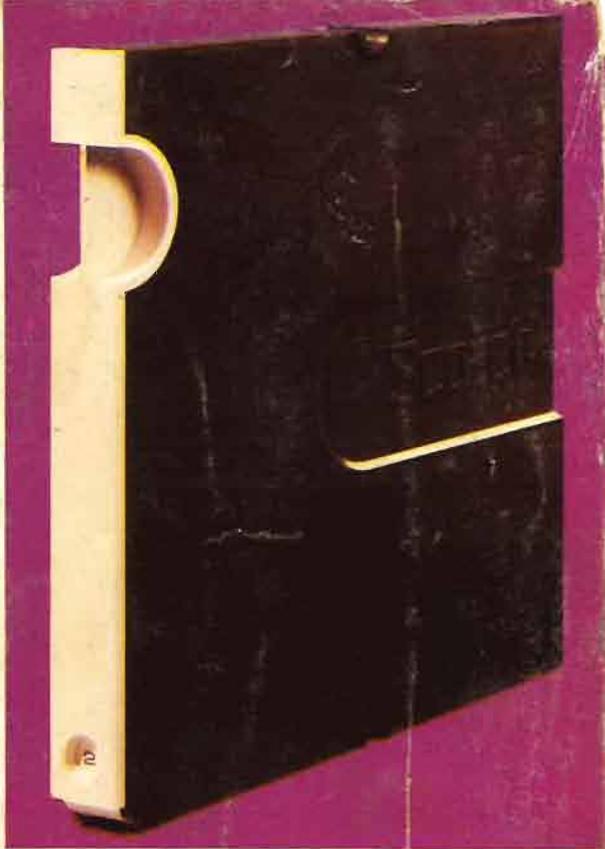
MODÈLE 2270 • Ampli-préampli-tuner - AM/FM stéréo - 140 W RMS. Prix 5 450 F



MODÈLE 23 • Tuner AM/FM - De très grande sensibilité. Prix 2 750 F



TOUTE LA PRODUCTION
marantz
DISTRIBUÉE CHEZ TÉRAL



bandothèque Scotch®

une conception originale de classement de vos enregistrements magnétiques.



- 1 - BOITE CELLOPHANEE**
 - protection contre les poussières
 - garantie de l'origine
- 2 - ERGOT D'ASSEMBLAGE**
 - rangement homogène de plusieurs boîtes

même de Ø différents.

- 3 - DECOUPE PERMETTANT L'OUVERTURE**
- 4 - OUVERTURE FONCTIONNELLE**

- la bobine s'avance automatiquement jusqu'à la butée d'arrêt
- 5 - DESIGN CONTEMPORAIN**
 - son esthétique sobre l'intègre harmonieusement dans une bibliothèque
 - plastique souple anti-choc incassable
 - classement rationnel des enregistrements grâce aux repères numériques pré-découpés à insérer sur la boîte et la bobine correspondante
- 6 - BOBINE ORIGINALE**

- bobine rigide indéformable protégeant les bords de bande
- identification de la bobine enregistrée
- 7 - RANGEMENT RATIONNEL**
 - accès à la bande enregistrée sans déclasser la boîte
 - stockage vertical idéal
 - classement compact dans un minimum d'espace
 - intégration parfaite dans une bibliothèque.



Dans les magasins

RADIO - PRIM

Aux 4 coins de Paris, pour vous éviter les encombrements et vous distraire à très bas prix nos **AUTO-RADIO** :



Type ATHOS PO-60 3,5 watts

- 6 Touches de pré-réglage (3 en PO - 3 en GO).
 - 8 Transistors.
 - 2 Diodes.
 - 1 Thermistance.
 - 1 Micro-circuit intégré.
 - Réglage de tonalité grave-aigu.
 - Indicateur de gammes.
 - Alimentation 12 V.
- Dim. hors tout : 130x103x52 mm.
Ecartement standard des boutons.
Prix conseillé 338,00 F
Prix R.P. sans H.P. .. 187,00 F

Type PORTHOS PO-60 10 watts

- très puissant et fidèle grâce à une conception nouvelle
Montage de transistors à effet de champ
- 6 touches de pré-réglage (3 en PO - 3 en GO).
 - 4 diodes.
 - 11 transistors.
 - Micro-circuit intégré.
 - Distorsion < à 10% à 6 Watts.
 - Réglage de tonalité grave-aigu.
 - Indicateur de gammes.
 - Prise lecteur de cassettes ou magnétophone.
 - Prise de commande pour antenne électrique.
 - Alimentation 12 V.
- Dim. hors tout : 130x103x52 mm.
Ecartement standard des boutons.
Prix conseillé 455,00 F
Prix R.P. sans H.P. .. 220,00 F

Type ARAMIS PO-60-BE 10 watts

- Même technique que le type PORTHOS plus B E
- 6 touches de pré-réglage (3 en GO - 2 en PO - 1 en BE).
 - 13 transistors dont 3 à effet de champ.
 - 4 diodes.
 - Micro-circuit intégré.
 - Système de régulation de tension.
 - Réglage de tonalité grave-aigu.
 - Indicateur de gammes.
 - Prise magnéto au lecteur de cassettes.
 - Prise de commande pour antenne électrique.
 - Alimentation 12 V.
- Ecartement standard des boutons.
Dim. hors tout : 130x103x52 mm.
Prix conseillé 562,00 F
Prix R.P. sans H.P. .. 250,00 F



H.P. ELLIPTIQUE
à aimant ticonal.
Puissance 6 W
Impédance 4 ohms
Convient parfaitement pour les trois récepteurs ci-dessus.
Dim. : long. 180 mm - larg. 130 mm épaisseur : 50 mm.
Prix 13,00 F

Les postes présentés ci-dessus, par leur conception et leurs dimensions, peuvent se fixer dans tous les emplacements prévus à cet effet à bord des voitures (tableau de bord, boîte à gants, etc.). Ils sont livrés en parfait état de fonctionnement en carton d'origine. **Aucun service après vente.**



ANTENNE ACCORDEE POUR EMISSIONS RECEPTION
27 mcs en mobile
Type CB 102 A
Modèle fouet 2,60 m
1/4 d'onde
Mono-brin
double chromage
Embase ressort monté sur rotule
Très haut rendement.
Prix 135,00 F

ANTENNE 27 Hz - SB27
Self incorporée à la base.
TOS réglable montée sur ressort livrée avec câble et fiche **PL 259**
Prix 150 F

UNE TRES BELLE SERIE DE HP POUR AUTO-RADIO

- Audax 120x190 mm 4 W - 5 ohms 18,50 F
- Audax 100x160 mm 5 W - 5 ohms 25,00 F
- Audax 100x140 mm 2 W - 5 ohms 15,00 F
- Audax 70x250 mm 3 W - 5 ohms 17,00 F
- Audax 70x180 mm 5 W - 5 ohms 25,00 F
- Audax 70x180 mm 3 W - 5 ohms 15,00 F
- Audax 12 B.S.P. 5 W - 5 ohms 25,00 F
- R.P. Ø 21 cm 8 W - 5 ohms 25,00 F
- 2 HP Siare Stéréo 4 ou 8 ohms 12 cm avec grille. Type portière. Prix les deux . 130,00 F



ENCEINTE AUDAUX "MINIDAX" AUTO
5 ohms - 5 W
Très joli coffret Bois et plastique marron.

Grille bombée en tissu lamé argent.
Diam. : 150 mm - Haut. : 80 mm.
Prix 50,00 F



ENCEINTE SIARE "MINI S" AUTO
5 W - 4 ou 8 ohms (à préciser)
Présentation en luxueux coffret bois teinté acajou.
Dim. : haut. 215 mm - larg. 155 mm épaisseur : 85 mm.
Prix 54,00 F

Même que ci-dessus type "MINI X" - 8 W - 5 ou 8 ohms (à préciser).
Prix 74,00 F

Nota. - Ces enceintes se placent très facilement dans une voiture. **Sonorité incroyable.**



SUPPORT POUR AUTO-RADIO
Très luxueux en bois verni et skaï noir.
Se place très facilement entre le chauffeur et le passager sur le tunnel.
24 modèles différents disponibles.
Prix suivant modèle de 78,00 F à 138,00 F



TRES RECHERCHE Alimentation stabilisée "STOLLE"
Made in Germany.
Permet de partir d'une batterie 12 V ou 24 V

d'avoir 4,5 V - 6 V - 7,5 V - 9 V et 12 V sous 600 MA en courant continu. Contacteur arrêt-marche. Un rotacteur pour sélectionner la tension de sortie désirée. Un contacteur pour la tension d'entrée 12 ou 24 V. Fil et fiche de branchement type baladeuse auto. Prises de sorties femelles encastrées.
Dim. : 120x70x50 mm.
Prix 87,50 F

DES ACCESSOIRES INDISPENSABLES POUR VOTRE AUTO-RADIO

Antenne d'aile "HIRSCHMANN" électrique 12 V inviolable.
Livrée complète avec câbles de raccordement et bouton de commande montée descente
Prix 125,00 F



MICRO MG7 pour GUITARE, harmonica, etc.
Très sensible pastille piézo protégée par feutre
pince de fixation de raccordement à l'ampli ou au récepteur radio.
Prix 16,00 F



PIED DE MICRO DE TABLE
Tiges télescopiques à vis de blocage chromées
Hauteur totale déployé : 330 mm
Hauteur rentrée : 210 mm
Socle en fonte d'un Ø de 135 mm
Prix 42,00 F

En stock : antennes manuelles d'aile, de toit, de gouttière.
Prix de 13,50 F à 52,00 F suivant modèle.

POUR ÉCONOMISER VOS PILES A LA MAISON UTILISEZ NOS ALIMENTATIONS

Alimentation compacte pour récepteurs, émetteur magnétophone, etc., se branche directement sur une prise secteur.



TYPE DC 905
Entrée 220 V alternatif.
Sortie 9 V
50 MA continu.
Fil de sortie équipé d'une fiche Jack Ø 3,5 mm.

Prix 25,00 F
Même modèle que ci-dessus mais entrée en 117 V alternatif.
Prix 25,00 F

TYPE DC 920
Entrée 117 V alternatif - Sortie 9 V
200 MA continu
Prix 30,00 F

TYPE DC 930
Entrée 117 V alternatif - Sortie 9 V
300 MA continu
Prix 33,00 F

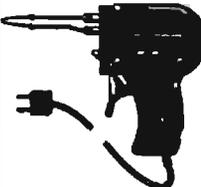
ALIMENTATION "SANSIN"
Entrée 117 V alternatif
Sorties 6, 9, 12 V continu sous 300 MA



Interrupteur marche-arrêt.
Voyant de contrôle.

Contacteur pour sorties 6 ou 9 ou 12 V. Cordon secteur avec fiche standard. Cordons avec fiches diverses pour raccordement aux appareils à alimenter. En coffret métal aéré.
Dimensions : 100x70x40 mm.
Prix 43,00 F

Même présentation que ci-dessus entrée 117 V alternatif, mais sorties 3, 4, 5, 6, 9 12 V - 300 MA.
Prix 47,00 F



FER A SOUDER RAPIDE "BERIYASU"

permet en quelques secondes de faire des soudures. Lampe incorporée pour éclairage de l'endroit à souder. Gachette de commande. Poignée pistolet.

117 V - 60 W - Prix : 50,00 F
117 V - 80 W - Prix : 55,00 F
117 V - 100 W - Prix : 65,00 F

ATTENTION. - Certains articles ci-dessus ne fonctionnent qu'en 110-120 V.

Dégivreur pour lunette AR "LODGE"
à résistances chauffantes 12 V 90 W. Très facile à poser, livré complet avec fil de raccordement, voyant, interrupteur et notice de montage.
Prix 75,00 F

Demandez nos sachets affaire "Collection".

CASSETTES VIERGES HI-FI "BIG-BEN" POUR MAGNETOPHONE ET LECTEUR DE CASSETTES

TYPE C. 60 :
Prix la pièce 9,50 F
les 5 43,00 F
les 10 80,00 F

TYPE C. 90 :
Prix la pièce 14,00 F
les 5 60,00 F
les 10 105,00 F

TYPE C 120 :
Prix la pièce 18,00 F
les 5 80,00 F
les 10 130,00 F

CASSETTES VIERGES HI-FI "AGFA"

TYPE C. 60 :
Prix 17,50 F

TYPE C. 90 :
Prix 23,50 F

CHARGEUR D'ACCUS "RALLYE" 110/120 V

Sorties 6 V 4 amp. et 12 V 3 amp.
fusibles de protection entrée et sortie
Ampèremètre de contrôle de charge, fil de raccordement secteur. Cordon batterie avec pinces repérées + et - à accus. En coffret tôle portable.
Dim. : 210x210x120 mm.
Prix 75,00 F

CHARGEUR D'ACCUS "BAMBINO" 110/220 V

Sorties 6 V 5 amp. et 12 V 4 amp.
Disjoncteur de protection.
Ampèremètre de contrôle de charge. Cordon secteur. Cordon batterie avec pinces repérées + et - à accus. En coffret tôle portable.
Dim. : haut. 230 mm - larg. 190 mm épais. 120 mm.
Prix 95,00 F



GRILLES H.P. AUTO METALLIQUES

- 11012 12 cm, chromée. 11,50
- 11013 12 cm, noir mat. 7,50
- 11014 12x19, chromée. 15,00
- 11014 12x19, noir mat. 10,00
- 11016 17 cm, chromée. 12,50
- 11017 17 cm, noir mat. 8,50
- 11040 17 cm, pans coup. 12,50
- 11041 17 cm, pans coupés noir 8,50
- 11022 21 cm, chromée. 19,00
- 11023 21 cm, noir mat. 15,50
- 11028 7x18, chromée. 17,50

LE HAUT-PARLEUR

Journal hebdomadaire

Directeur-Fondateur
Directeur de la publication
J.-G. POINCIGNON
Directeur :
Henri FIGHIERA

Rédacteur en Chef :
André JOLY

Comité de rédaction :
Bernard FIGHIERA
Charles OLIVERES

Direction-Rédaction :
2 à 12, rue Bellevue
PARIS (19^e)
 CCP Paris 424-19

ABONNEMENT D'UN AN
 COMPRENANT :

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

FRANCE 80 F
ÉTRANGER 100 F

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

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

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS
RADIO-ÉLECTRIQUES
ET SCIENTIFIQUES

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



Commission Paritaire N° 23 643

Imprimerie La Haye-Mureaux

CE NUMÉRO
A ÉTÉ TIRÉ A
138 000
EXEMPLAIRES

PUBLICITÉ

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

LE GROUPE C.G.E. CHARGE PAR LA ROUMANIE DE PARTICIPER A L'EXTENSION DE SON RESEAU TELEX

Le ministère des Transports et des Télécommunications de Roumanie a confié à C.I.T.-Alcatel, filiale du groupe C.G.E., un contrat concernant l'extension du réseau télex du pays.

Une première tranche de cet important contrat comporte la fourniture des installations du centre nodal et du centre international de Bucarest. Une extension supplémentaire portant le nouvel équipement de 1 100 à 2 000 lignes a également été envisagée.

Le réseau roumain sera ainsi progressivement doté de matériel crossbar CP 400 identique à celui des centraux télex les plus modernes installés par C.I.T.-Alcatel en France ou déjà livrés par la compagnie à d'autres pays qui procèdent aussi à l'extension de leur réseau.

A l'occasion de ce contrat, de nouvelles modalités ont été définies en vue de développer les échanges entre les industries spécialisées roumaines et françaises.

CREATION DE LA SOCIÉTÉ E.F.C.I.S.

Le Commissariat à l'énergie atomique envisage de créer une filiale spécialisée dans la réalisation de circuits électroniques intégrés de grande complexité.

La société pour l'Etude et la fabrication de circuits intégrés spéciaux (E.F.C.I.S.) sera une société anonyme au capital de 1 million de francs, filiale à 100% du C.E.A., dont le siège social sera situé au Centre d'études nucléaires de Grenoble.

Le président-directeur général sera M. Michel Cordelle, directeur du laboratoire d'électronique et de technologie de l'informatique (L.E.T.I.) au centre de Grenoble et le directeur général M. Jacques Lacour, chef du laboratoire de microélectronique.

Cette nouvelle société devra assurer le développement sur le plan industriel de l'important effort de recherche réalisé depuis 1963 par le L.E.T.I. en liaison avec les grandes administrations et les industriels français dans le domaine de la microélectronique et dans celui de la conception assistée par ordinateur.

La société E.F.C.I.S., implantée provisoirement au L.E.T.I., étudiera et fabriquera à la demande de clients ou de groupes de clients, des petites et moyennes séries de circuits intégrés « particuliers » pouvant comporter jusqu'à plusieurs milliers de transistors sur une même pastille de silicium de quelques millimètres carrés.

Pour l'exercice 1972, le chiffre d'affaires est estimé à plus de deux millions de francs.

La société E.F.C.I.S. portera essentiellement son effort sur la fabrication de circuits effectués sur demande pour répondre à des besoins particuliers.

La société utilisera les techniques et moyens développés dans le laboratoire de microélectronique du L.E.T.I. :

- Moyens informatiques :
- Modèles mathématiques de composants électriques et logiques,
- Programmes de simulation,

- Système de conception assistée par ordinateur des circuits intégrés,
- Système de pilotage automatique pour l'élaboration des microphotomasques.
- Différentes technologies de réalisation de transistors MOS par diffusion et implantation ionique.
- Atelier de fabrication de microphotomasques.
- Chaîne de production de circuits intégrés.

Les possibilités offertes par cette nouvelle société pour l'intégration sous forme monolithique de circuits logiques et analogiques complexes sont susceptibles d'élargir de nombreux secteurs industriels comme l'informatique, les télécommunications, l'électronique industrielle, la mesure, l'aéronautique, le génie biomédical, l'automobile, la radio et la télévision, la musique électronique, etc.

Les moyens dont dispose, dès le départ, la société lui permettent de répondre aux besoins industriels européens pour les circuits à la demande qui constituent un marché appelé à une croissance très rapide dans les cinq ans à venir.

Des protocoles d'accord passés par E.F.C.I.S. avec de grands fabricants européens de composants, notamment la S.E.S.C.O.S.E.M., permettront de prendre en charge des marchés débouchant sur des séries importantes dépassant sa capacité de production.

DEBUT D'EXPLOITATION AU CENTRE « EUROCONTROL » DE MAASTRICHT

Le contrôle du trafic aérien dans l'espace supérieur au-dessus de la Belgique à Maastricht a été transféré, dans les délais prévus, du centre de contrôle de Zaventem à Bruxelles au nouveau centre « Eurocontrol » de Maastricht aux Pays-Bas.

Ce transfert — qui marque le début de l'exploitation opérationnelle du centre de Maastricht — a été rendu possible grâce à la mise en œuvre du système MINFAP (Minimum Facilities Project).

Le système « MINFAP » comporte, outre les facilités de télécommunications classiques, des facilités de visualisation radar purement synthétique. Les informations radars primaires et secondaires des stations de Bruxelles et Leerdam sont déportées par lignes téléphoniques jusqu'au centre de Maastricht où elles sont traitées par un équipement spécialisé. L'originalité du système réside principalement dans ses fonctions de visualisation des informations radars qui utilisent exclusivement des vidéos digitalisées déportées et présentées sur des écrans brillants sous la forme de pistes renseignées par des étiquettes.

La partie traitement radar et visualisation du système MINFAP a été entièrement réalisée par Thomson-C.S.F. visualisation et traitement des informations « T-VT ». Rappelons que T-VT a largement participé à la couverture radar de Maastricht en fournissant l'un des deux radars utilisés actuellement et les deux systèmes de transmission des informations vers Maastricht. Par ailleurs, T-VT, membre, avec Plessey Radar Ltd. et A.E.G.-Telefunken, du consortium chargé de réaliser MADAP, termine l'installation de l'ensemble du système de visualisation du centre « Eurocontrol » de Maastricht.

● L'enregistreur à cassettes National RS256 US	87
● Le sondeur de profondeur Heathkit MI19	89
● Le service des radiorécepteurs : la stéréo 4 canaux	92
● L'amplificateur RIM NFK50	96
● Allumage électronique à thyristor	99
● Banc d'essai : l'autoradio Schneider SV300	103
● Banc d'essai : l'oscilloscope Hameg HM312	105
● Ciné-photo : l'automatisation totale en photographie	113
● Avertisseur d'intrus à photorésistance	117
● Le Fétron	122
● Mesures spéciales en télévision	126
● Radiophonie à impulsions codées	129
● Le calcul analogique	133
● Comment perfectionner votre installation Hi-Fi	139
● Etude de la platine Sony TC165	143
● Les techniques originales d'inscription magnétique et les procédés multipistes	147
● Un générateur de distorsion à 2 transistors	153
● Amplificateur LM380 pour électrophone et interphone	154
● Alimentation programmable 3 à 30 V/2 A	156
● ABC de l'électronique	173
● L'ensemble digital TF6	181
● Ensemble de radiocommande pour débutant	186
● Le magnétophone Sharp RD 717	190
● Générateur BF à 3 transistors	192
● L'ensemble Sharp PW 200/WH43	194
● Nouveaux appareils Hi-Fi	197
● L'ampli-tuner stéréo Scott 3141	199
● Le générateur BF à décades Eico 378	201
● Convertisseurs 12 V, 24 V/6 V	203
● Pourquoi amortir les HP avec des résistances en série	204
● La mesure du taux de pleurage et de scintillement dans les magnétophones	205
● Commande automatique d'amplificateur et module-mètre	208
● Chargeur de batterie à courant constant	209
● Récepteur 144 MHz à arrêt automatique sur les stations	210
● Montage et utilisation d'un mesureur d'ondes stationnaires	212
● CT	214
● OM, ampli 432 MHz	218
● Emetteur exciter SSB 144 MHz, 12 V	220
● L'expérience Frank Valverde	222
● Un préampli 435 MHz à faible bruit de fond	223
● Petites annonces	224

L'ENREGISTREUR-LECTEUR DE CASSETTES

NATIONAL RS-256 US

LES magnétophones à cassettes de bande magnétique étaient considérés il y a quelques années comme des instruments très pratiques mais incapables de restituer des sons avec haute fidélité. Leurs grands inconvénients étaient une bande passante BF relativement réduite et un rapport signal sur bruit de fond incompatible avec la dynamique des prises de son de haute qualité.

L'amélioration constante des bandes et des têtes magnétiques renverse aujourd'hui la situation.

L'utilisation du bioxyde de chrome dans les enduits de bande magnétique permet de réduire notablement le bruit de fond tandis que les têtes magnétiques à entrefer micrométrique permettent d'étendre la bande passante.

Les magnétophones modernes à cassettes sont des appareils avec de grandes qualités musicales et qui gardent les avantages de la cassette : solidité, usure réduite, manipulation très simple.

Les qualités musicales ont conduit à la réalisation de matériels adaptés aux chaînes haute fidélité. Ce sont des lecteurs-enregistreurs sans amplificateur de puissance, destinés à être branchés sur un amplificateur Hi-Fi.

Ces platines fonctionnent évidemment en stéréophonie et les cassettes sont reversibles (4 pistes) ou non (2 pistes).

L'ENREGISTREUR-LECTEUR NATIONAL RS-256 US

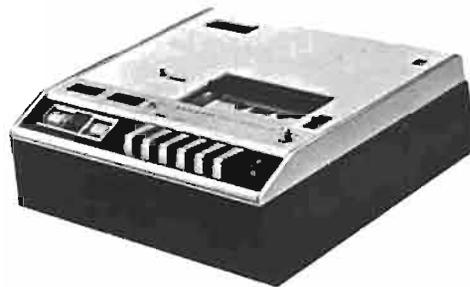
L'enregistreur - lecteur National RS-256 US est l'un de ces appareils destinés à fonctionner avec

un tableau en aluminium mat. Les dimensions sont 26 cm de large, 8 cm de haut, 25 cm de profondeur et le poids 3,3 kg.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Le manuel de service de l'appareil donne les caractéristiques suivantes :

Nombre de pistes : 4.



une chaîne haute-fidélité. Sa présentation sobre (figure 1) convient à tous les styles : socle en teck,

Vitesse de défilement : 4,75 cm/s.

Réponse en fréquences : 30 à 12 000 Hz.

Sensibilité :

a) Sur les deux entrées micro : 0,25 mV pour des impédances entre 200 Ω et 5 k Ω ;

b) Sur les deux entrées auxiliaires : 100 mV pour des impédances de 100 k Ω .

Niveau de sortie :

a) Sur les deux sorties ligne : 500 mV sur 500 Ω ;

b) Sur les deux sorties casque : 600 mV sur 8 Ω .

Effacement et prémagnétisation à 55 kHz.

Avance rapide et rebobinage :

90 s pour cassette C60 standard.

Touche d'arrêt instantané.

Compteur : 3 chiffres.

Filtre passe-bas « antibruit »

commutable.

Arrêt automatique en fin de bande.

Alimentation : 110-115-125-

200-230-250 V ~ 50-60 Hz.

**CIRATEL
COGKIT**
VOUS PROPOSE
**UN CHOIX
INCOMPARABLE**
VOIR PAGES 164 A 168

Chez TERAL

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

Voir nos publicités
pages 157 - 198 - 304 à 308

**OFFRES
EXCEPTIONNELLES
au
COMPTOIR
LAFAYETTE**

VOIR PAGE 81

SOPRADIO
55, RUE LOUIS-BLANC
PAGE 55
du Haut-Parleur

ATTENTION

pages 162 et 163

VOUS TROUVEREZ
la publicité
CIRQUE-RADIO

infra
vous
informe
PAGE 149

**LA MEILLEURE
ADRESSE POUR
L'ACHAT DE
VOTRE
TÉLÉVISEUR**
PAGES 241 à 243

Alfar
ELECTRONIC
VOIR PAGES
158-159

National

LE COMPLÈMENT INDISPENSABLE de votre CHAÎNE HI-FI
PLATINE MAGNÉTOPHONE STÉRÉO à CASSETTES

● **RS256US** ●
ENREGISTREUR/LECTEUR de CASSETTES STÉRÉO
pour installation H-FI

★ Défilement : 4,75 cm/seconde. ★ Réponse : 30 à 12 000 Hz
Filtre de bruit - 2 VU-MÈTRES éclairés (contrôle d'enregistrement)

2 ENTRÉES : Radio ou PU et micro
1 SORTIE : Pour ampli stéréo

Prise casque stéréo Dimensions : 269 x 254 x 95 mm.
Alimentation 110/220 volts.

PRIX CONSEILLÉ 949 F

● Autres fabrications de la marque ●
RS270US - Prix conseillé 1 490 F RS275US - Prix conseillé 2 390 F

● PRIX « RADIO-ROBUR ». Nous consulter.

DÉMONSTRATION et VENTE
RADIO-ROBUR
R. BAUDOIN. Ex. prof. E.C.E.

102, boulevard Beaumarchais - PARIS-XI^e
Tél. : 700.71.31 C.C.P. 7062-05 PARIS

LE SCHEMA

La figure 2 représente le schéma de l'enregistreur-lecteur RS-256 US.

Les deux préamplificateurs BF sont identiques et servent à l'enregistrement ou à la lecture selon la position des commutateurs entrées-sorties, de contre-réaction, et de bande passante (S₁₋₁ à S₂₋₂).

Les prises micro et casque sont des jacks. Les prises auxiliaire et ligne sont du type « américain ». En position lecture une prise DIN à cinq broches est branchée en parallèle sur les prises ligne.

Le dernier étage de chaque préamplificateur (TR₄ et TR₃) délivre une petite puissance BF suffisante pour l'écoute au casque tant à la lecture qu'à l'enregistrement (« monitoring »).

Un petit transformateur (T₁ et T₂) assure l'adaptation des impédances entre l'étage final, la tête d'enregistrement et le casque.

La symétrie entre les voies est ajustable à l'aide des résistances ajustables VR₁ et VR₄ pour le gain, et VR₃ et VR₆ pour la réponse des vu-mètres.

Un filtre passe-bas commutable par l'interrupteur S₂ permet de réduire dans certains cas le bruit de fond.

En position arrêt les sorties lignes sont mises à la masse par S₄. Il n'y a ainsi même plus de souffle dans les haut-parleurs de la chaîne Hi-Fi.

L'alimentation (- 7,1 V) des préamplificateurs est régulée simplement par TR₁₀.

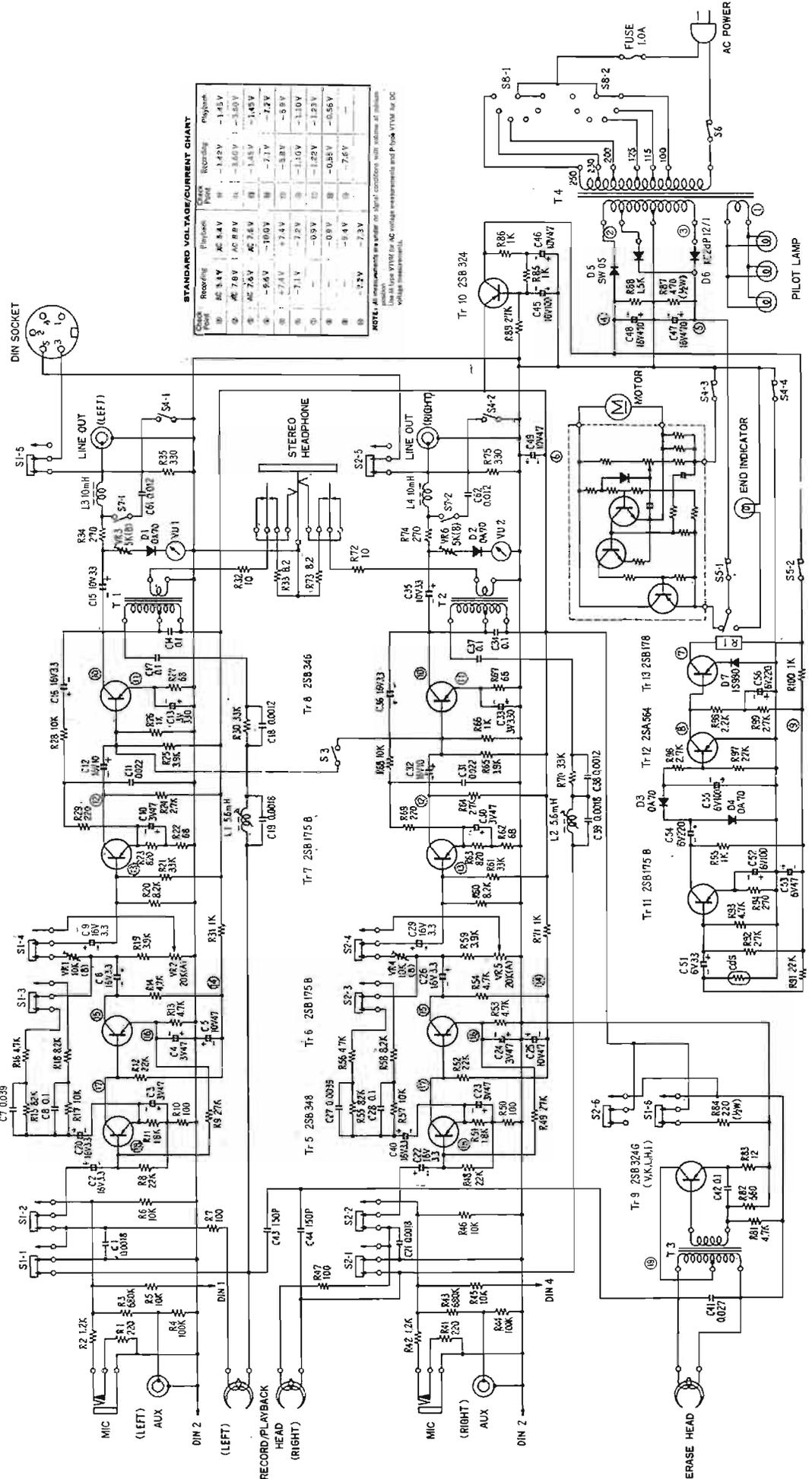
Le moteur fonctionne en courant continu et est alimenté par un régulateur spécial. Le problème de la fréquence du secteur ne se pose ainsi plus.

Le relais R₁ coupe l'alimentation du moteur en fin de bande lorsque celle-ci est terminée par un morceau transparent. Ainsi la lumière d'une petite ampoule alimentée en courant alternatif parvient à la cellule CdS qui la transforme en un signal électrique périodique qui après amplification par TR₁₁ est redressé par D₃ et D₄, et commande la conduction de TR₁₂ et de TR₁₃ qui alimentent le relais.

CONCLUSION

A la facilité d'emploi des cassettes se joint celle du magnétophone lui-même : commandes par touches, éjection automatique de la cassette, etc. L'appareil National est simple et pratique.

Il n'est pas moins complet, car, outre ses deux vu-mètres, ses sorties casque et ligne, il possède un compteur à trois chiffres et une touche d'arrêt instantané.



LE SONDEUR DE PROFONDEUR HEATHKIT MI19

Le sondeur à ultra sons Heathkit est destiné à être utilisé sur les petits bâtiments de plaisance ou de pêche, pour la navigation en mer ou en rivière. Il permet la mesure des fonds avec une bonne précision, et la détection d'obstacles sous-marins ou des bancs de poissons. Le sondeur MI19 est destiné à être installé à demeure sur bateau; le sondeur MI29, électriquement identique, est logé dans un coffret étanche transportable avec alimentation par piles incorporées. Il est plus particulièrement destiné à la détection des bancs de poissons, avec

parasites d'allumage moteur pouvant perturber la lecture. La sonde est reliée par un cordon avec fiche Cinch raccordée à l'arrière du boîtier. Deux types de sondes différentes par leur mode de fixation peuvent être fournies; l'une pour être fixée sur le tableau arrière, l'autre traversant la coque. Le cordon alimentation est raccordé également sur l'arrière par l'intermédiaire d'un connecteur débrochable.

Caractéristiques. Gamme de lecture 0-200 pieds (61 mètres) maximum sur fond dur. Fréquence de récurrence : 24 trains

d'ondes par seconde. Fréquence de travail : 200 kHz environ. Précision 5 % compte tenu des variations de propagation dans l'eau en fonction de la salinité et de la température. Affichage : par néon tournant, indiquant l'origine (surface) et la profondeur. Sonde : en céramique au titanate de barium, avec câble de liaison de 4,5 mètres.

Profondeur minimale mesurable : 1 à 2 pieds (30 à 60 cm).

Alimentation : 120 mA sous 13,5 V. Encombrement : 155 x 136 x 146 mm.

Poids : 2 kg environ.

Principe de fonctionnement.

Les appareils de détection sous-marine sont basés sur un système simple qui a été mis au point durant la Première Guerre Mondiale par le professeur Paul Langevin. Le fonctionnement est analogue à celui du radar, seuls les milieux de propagation et les fréquences de travail sont différents.

Un émetteur travaillant sur une fréquence ultra-sonore, envoie un bref train d'ondes vers le fond de l'eau. La vitesse de propagation de ces ondes est connue. Lorsqu'elles rencontrent le fond ou un obstacle, elles sont réfléchies vers le haut. On recueille ces signaux, et après amplification, on mesure le temps qui s'est écoulé entre l'émission du train d'ondes et son retour, mesure qui est effectuée avec précision. Ce temps correspond au trajet aller plus trajet retour, égaux entre eux. La distance de l'obstacle ou du fond au bateau est donc de la moitié de l'intervalle entre l'impulsion d'émission et le retour de l'écho. Comme nous connaissons la vitesse de propagation des ondes ultra-sonores dans l'eau, un très simple calcul nous donne la distance entre l'écho et le bateau. Cette vitesse est de l'ordre de 1440 m/s, soit 0,7 ms par mètre. Voyons maintenant comment se passent les choses en réalité. Sur la figure 1, nous avons un bateau avec un fond situé à 20 mètres. Le temps mis par le train d'ondes pour atteindre le fond sera de $20 \times 0,7 = 14$ ms, puis il sera réfléchi et reviendra au bateau en 14 ms également. Il se sera écoulé entre l'impulsion de départ et son retour 28 ms, séquences repérées sur le graphique de la figure 1. La durée entre l'émission de deux trains d'ondes est déterminée par la portée et la puissance de l'émetteur du sondeur. En effet, si nous voulons atteindre un fond de 100 mètres, le trajet aller retour durera $100 \times 0,7 \times 2 = 140$ ms.

Le sondeur MI19 est conçu pour une profondeur maximale de 200 pieds soit 61 mètres. Le déclenchement des trains d'ondes est provoqué par un top magnétique délivré par un moteur tournant à 1440 t/mn soit 24 tops/seconde, ce qui donne un intervalle de 41,6 ms entre deux trains d'ondes. Un néon fixé sur un disque couplé au moteur et tournant à la

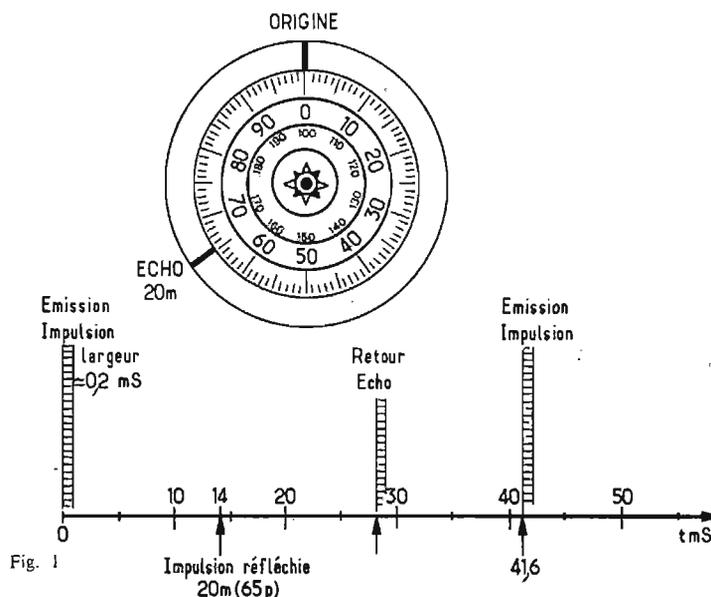
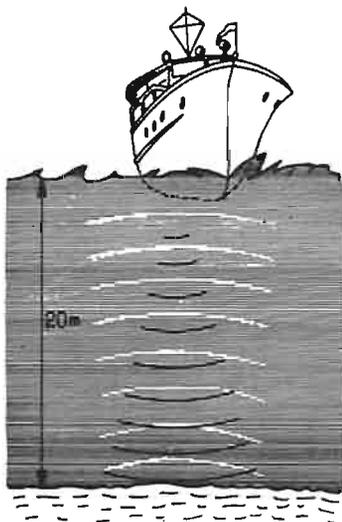


Fig. 1

une sonde rapidement amovible.

Le principe de fonctionnement de ces appareils est identique à celui des « Sonars » utilisés sur les bâtiments de guerre pour la détection sous-marine, mais dans notre cas, la sonde est fixe et non orientable.

Présentation. L'appareil est logé dans un petit boîtier blanc de 155 x 136 x 146 mm, muni d'un étrier de fixation. La face avant est occupée par l'indicateur circulaire de profondeur noir mat, gradué de 0 à 100 pieds et 200 pieds en deux échelles circulaires sur 360°. L'indication de profondeur est visualisée par un néon tournant, coïncidant avec les échelles, lorsque l'appareil est en fonctionnement. Les commandes sont réduites au minimum : sur le bas et à droite, un potentiomètre de sensibilité couplé avec l'arrêt marche, à gauche un potentiomètre « noise reject » destiné à éliminer les



même vitesse, parcourt la fenêtre du cadran située contre les échelles circulaires. Lorsque, partant de l'origine, le zéro du cadran, le néon y revient après en avoir fait le tour, il s'est écoulé 41,6 ms, soit l'intervalle exact entre deux trains d'ondes. Notons que cet intervalle correspond au trajet aller retour pour une profondeur de 100 pieds (30,4 m), et que le cadran est gradué en pieds. Lorsque le néon passe par zéro, ce qui correspond à une émission, il s'amorce, et au retour du train d'ondes, après amplification et traitement, les signaux sont appliqués au néon, provoquant son amorçage après un temps correspondant au trajet aller retour, devant la graduation directe de la distance sur l'échelle circulaire. En fonctionnement nous aurons donc deux illuminations sur l'échelle, l'une au zéro, l'autre correspondant à la profondeur de l'écho (voir cadran sur la fig. 1). Une révolution complète de 360° correspond à 100 pieds. La gamme de mesure du M119 est de 200 pieds. Lorsqu'une profondeur de plus de 100 pieds est atteinte, le retour de l'écho sera reçu après l'émission d'un second train d'ondes (voir fig. 2) et la lecture sera scintillante, le néon amorcera avec un positionnement double, ce qui indiquera que nous sommes dans la zone entre 100 et 200 pieds.

Description des circuits.

L'appareil peut se décomposer en 3 parties comme indiqué sur le schéma synoptique de la figure 3 ; l'émetteur, le récepteur, et la base de temps.

Base de temps (voir schéma).

La base de temps est constituée par le moteur tournant à 1440

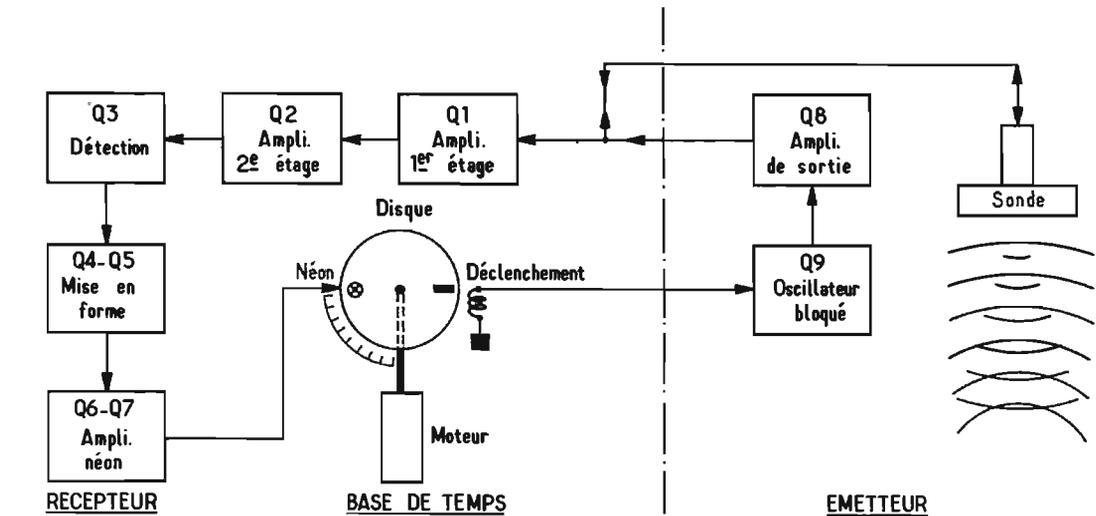


Fig. 3

tr/mn. Sa vitesse est réglée mécaniquement et il peut fonctionner avec une variation de tension d'alimentation relativement importante. Couplé à l'arbre de sortie, un disque en alliage léger comporte un petit aimant permanent, qui passe au-dessus d'une bobine et déclenche l'oscillateur bloqué. Dans une position diamétralement opposée à l'aimant, un petit néon est fixé, alimenté par un balai tournant. Mécaniquement, l'ensemble est équilibré pour tourner sans balourd. L'ensemble fournit donc des impulsions qui autorisent le fonctionnement de l'émetteur pendant 0,2 ms environ toutes les 41,6 ms précises comme nous l'avons expliqué précédemment. Le disque se déplace de telle manière que sa périphérie, où est situé le néon, passe devant une fenêtre circulaire en regard avec les échelles

de profondeur. Lorsque des impulsions correspondant au fonctionnement de l'émetteur et au retour de l'écho sont appliquées au néon, celui-ci s'amorce vis-à-vis du zéro origine et de la profondeur de l'écho.

Emetteur.

L'oscillateur constitué par le transistor Q_9 est bloqué au cut-off au repos. Lorsque l'aimant tournant passe au-dessus de la bobine L_4 , l'impulsion positive recueillie à ses bornes est appliquée sur la base de Q_9 , en traversant le potentiomètre R_{31} et la résistance R_{29} , débloquent celui-ci pendant 0,2 ms environ. La fréquence d'accord de l'oscillateur est de l'ordre de 200 kHz. Le circuit accordé, constitué par la bobine L_3 et le condensateur C_{12} est situé entre émetteur et base du transistor Q_9 , le cou-

plage est réalisé à travers le condensateur C_{13} et prise sur L_3 côté émetteur, à travers le condensateur C_{15} et prise sur L_3 côté base. Nous pouvons noter que L_3 est ajustable, ce qui autorise une assez large variation possible de la fréquence de travail. Le potentiomètre R_{31} , qui reçoit les impulsions de déclenchement positives permet d'ajuster l'amplitude et la durée de ces impulsions avant de les appliquer à l'oscillateur bloqué.

Les trains d'ondes sont prélevés sur l'émetteur du transistor Q_9 sous basse impédance, pour être transmis à travers le condensateur C_{14} sur la base du transistor Q_8 , amplificateur de puissance. Notons la valeur élevée de C_{14} (0,1 μ F) rendue nécessaire pour transmettre correctement les trains d'ondes à basse fréquence (24 Hz). La charge collecteur de Q_8 est constituée par le circuit accordé $L_2 - C_{11}$. La tension recueillie aux bornes du circuit accordé est importante, de l'ordre de 200 V, directement appliquée à la sonde. Celle-ci transforme les tensions haute fréquence en vibrations mécaniques de même fréquence, qu'elle rayonne dans l'eau.

Récepteur.

Le récepteur est du type à amplification directe à deux étages accordés, ce qui est le plus rationnel car il fonctionne sur une fréquence unique. Le transistor Q_1 a sa base reliée directement à la sonde, à travers le condensateur C_1 et reçoit le signal à l'émission, puis le signal retour. La charge de cet étage est constituée par le transformateur accordé T_1 , dont un enroulement basse impédance amorti assure le couplage à l'étage suivant Q_2 à travers le condensateur C_3 . Le potentiomètre R_8 , situé dans le circuit émetteur de Q_2 contrôle son point de fonctionnement et

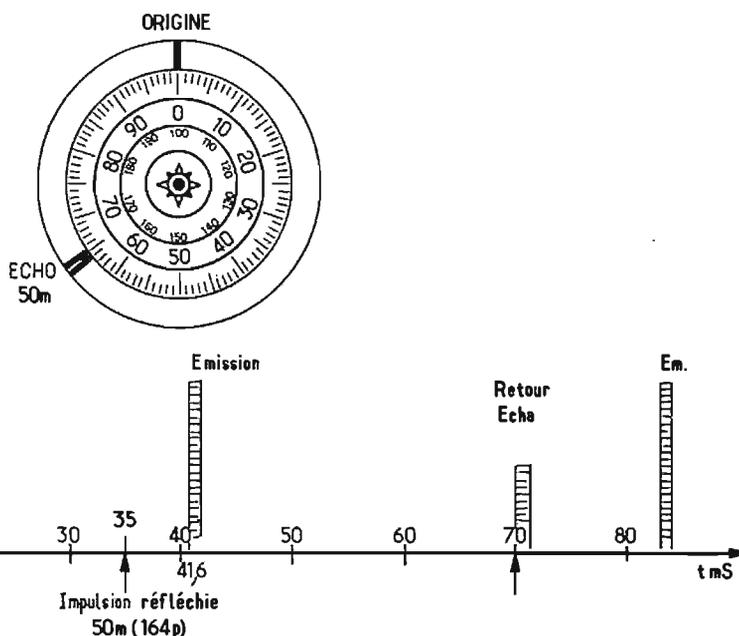
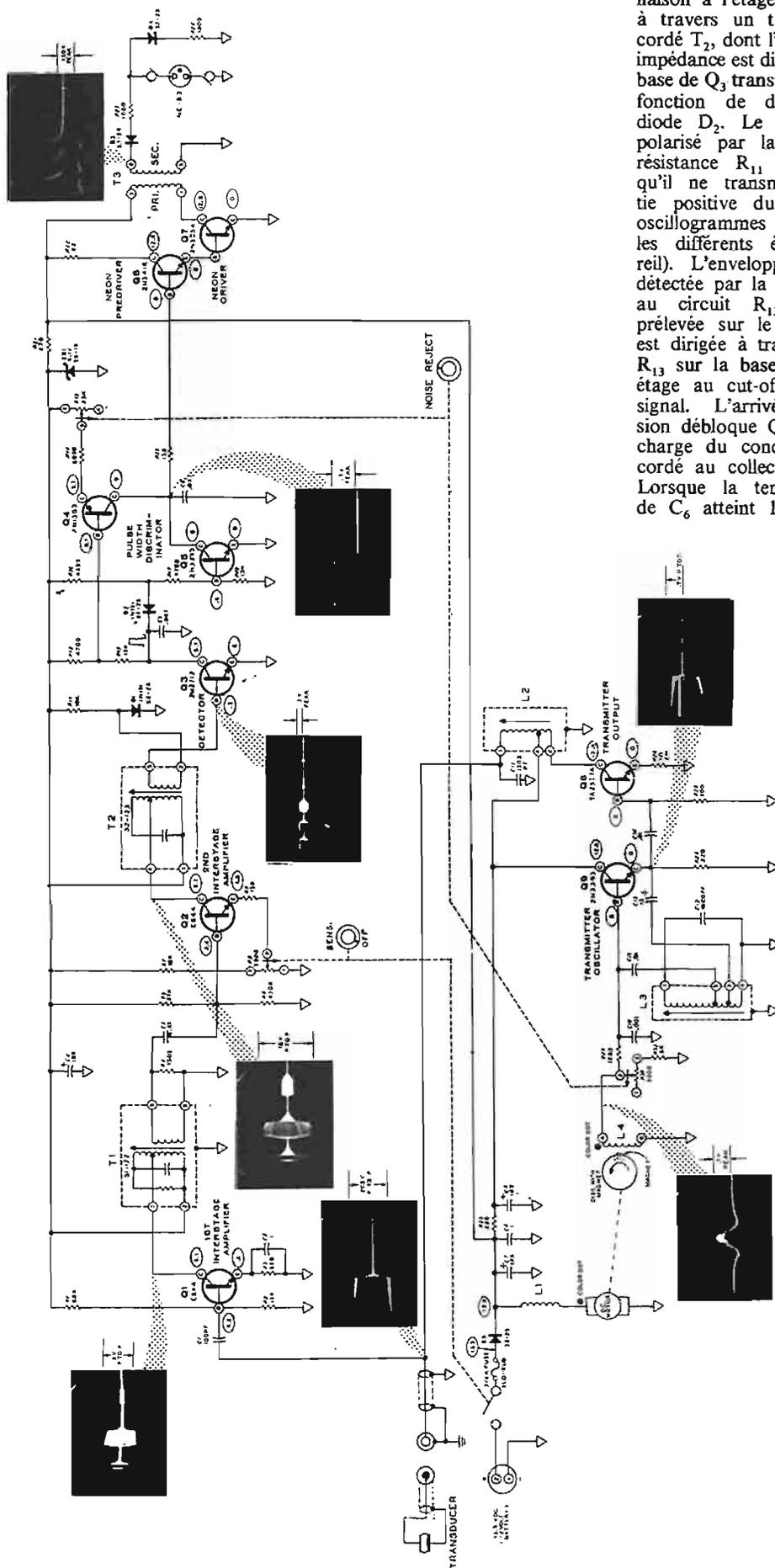


Fig. 2



détermine le gain de l'étage. La liaison à l'étage suivant s'effectue à travers un transformateur accordé T_2 , dont l'enroulement basse impédance est directement relié à la base de Q_3 , transistor remplissant la fonction de détection avec la diode D_2 . Le transistor Q_3 est polarisé par la diode D_1 et la résistance R_{11} de telle manière qu'il ne transmette qu'une partie positive du signal (voir les oscillogrammes des signaux sur les différents étages de l'appareil). L'enveloppe du signal est détectée par la diode D_2 , associée au circuit $R_{13}-C_5$. L'impulsion prélevée sur le collecteur de Q_3 est dirigée à travers la résistance R_{13} sur la base du transistor Q_4 , étage au cut-off en l'absence de signal. L'arrivée d'une impulsion débloque Q_4 , et provoque la charge du condensateur C_6 , raccordé au collecteur de cet étage. Lorsque la tension aux bornes de C_6 atteint 1,2 V, les transis-

tors Q_6 et Q_7 , bloqués au repos conduisent. Ces deux étages à liaison continue en cascade, amplifient le signal et produisent une impulsion au secondaire du transformateur T_3 , d'amplitude 150 V pour amorcer le néon indicateur. Le potentiomètre R_{15} « noise reject » disposé dans le circuit émetteur du transistor Q_4 contrôle sa polarisation et le temps de charge du condensateur C_6 et, par là, évite que des impulsions intempestives de forte amplitude viennent déclencher les transistors Q_6 et Q_7 . A la fin de l'impulsion, le transistor Q_3 retourne au cut-off, la tension collecteur remonte et fait varier la tension base du transistor Q_5 , bloqué lorsque Q_3 conduit. Q_5 conduit. Le condensateur C_6 se décharge à travers lui, provoquant le retour au cut-off des étages Q_6 et Q_7 . La variation de tension brutale aux bornes du transformateur T_3 provoque un courant d'extra-rupture, étouffé par les diodes D_3 et D_4 , le néon s'éteint. Notons que le récepteur fonctionne sur impulsion émetteur, puis sur impulsion écho retour.

L'alimentation est assurée par du 12 V continu, filtré par les réseaux $C_7-C_8-R_{25}-C_9$, et régulée par la diode zener ZD_1 , pour la partie récepteur. L'alimentation du moteur est assurée à travers la self L_1 . La diode D_5 protège l'appareil contre les inversions de polarité, provoquant dans ce cas la rupture du fusible d'entrée.

Exploitation.

Nous n'avons pu mettre l'appareil en exploitation sur bateau et nous avons simplement immergé la sonde dans un puits afin d'en mesurer la profondeur, puis fait varier la profondeur d'immersion de celle-ci. La lecture est très visible même en plein jour, et une petite visière fixe permet d'obtenir un contraste très largement suffisant.

Montage.

Le montage est simple et rapide. Une attention particulière sera portée à la partie mécanique tournante dont le parfait fonctionnement permet la précision de la mesure. L'alignement de l'aimant déclenchant l'oscillateur bloqué est rendu possible par le positionnement exact de la bobine L_4 . Les réglages sont simplifiés et à la portée de l'amateur débutant.

Conclusion.

Cet appareil est certainement appelé à rendre de grands services sur les bâtiments de plaisance. Pour la pêche, il sera très utile en situant les bancs de poissons sur les fonds connus.

J.B.

LA STÉRÉO A QUATRE CANAUX RÉELS EN FM

On a abordé à la fin de notre précédent article, le problème de la transmission de quatre canaux FM à l'aide de deux émissions distinctes de stéréophonie à deux canaux.

Une des émissions transmettra les deux canaux G et D directs, et l'autre, les deux canaux retardés.

Remarquons d'ailleurs qu'un seul canal d'ambiance, à signal retardé peut donner satisfaction et sa transmission se fera alors par une émission FM monophonique. A la réception, il suffira de disposer à l'arrière un ou deux HP en parallèle, l'un à gauche, et l'autre à droite.

CAS DE LA FM QUATRE CANAUX ET UNE SEULE EMISSION :

En FM si f_0 est la fréquence porteuse, on dispose largement de part et d'autre de cette fréquence, de bandes disponibles de 100 kHz au moins.

Pour la FM normale à deux canaux stéréo, la bande nécessaire s'étend de f_0 jusqu'à vers $f_0 \pm 50$ kHz environ permettant ainsi la transmission de la modulation BF normale donnant la somme G + D, du signal pilote à 19 kHz et des bandes latérales de part et d'autre de 38 kHz contenant le signal G - D.

Au-delà de 50 kHz, on trouve aux U.S.A. et même en Europe des signaux transmettant des émissions payantes dont la fréquence porteuse est de l'ordre de 60 à 70 kHz au-dessus de f_0 . Il serait donc possible de prévoir à 76 kHz (4 fois 19 kHz) une seconde voie transmettant les canaux G et D arrière.

Le même signal pilote à 19 kHz permettrait à la réception la reconstitution de la sous-porteuse à 76 kHz.

En généralisant, on pourrait ainsi transmettre des signaux à n fois 19 kHz au-dessus de f_0 .

Dans le procédé QUART, on se propose de transmettre sur 38 kHz au-dessus de f_0 mais sous forme de signal composite constituée par deux signaux en quadrature comme par exemple les signaux I et Q de la TV couleur dans les systèmes NTSC et PAL.

ce fait, aucun montage pratique ne peut être encore proposé.

Parmi les procédés d'enregistrement des disques, il y en a un qui est particulièrement intéressant. Dans les disques stéréo à deux canaux, on dispose pratiquement de deux voies distinctes en BF, aptes à enregistrer et à reproduire jusqu'à une limite supérieure de l'ordre de 10 kHz. En augmentant la bande au-delà

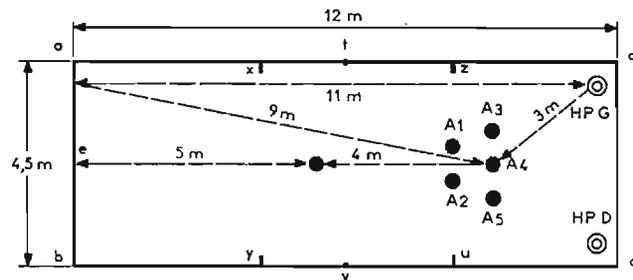


Fig. 2

LES QUATRE CANAUX EN PHONO

Actuellement, tout ce qui concerne les émissions FM à quatre canaux réels est du domaine des projets en étude.

Il en est de même pour la stéréo à phonographe. On a fait des études très avancées sur des PU et des disques à quatre canaux distincts, mais aucun procédé n'a été standardisé et, de

des fréquences dites « audibles » on peut y inclure une fréquence pilote et une fréquence sous-porteuse et, par conséquent, transmettre un deuxième canal sur chaque voie. Dans l'électrophone, on inclura des décodeurs qui donneront finalement les quatre canaux distincts G, D, G' et D'. En pratique, on constatera toutefois que si ces procédés peuvent être acceptables lorsque les quatre enregistrements se ressemblent beaucoup, comme dans la

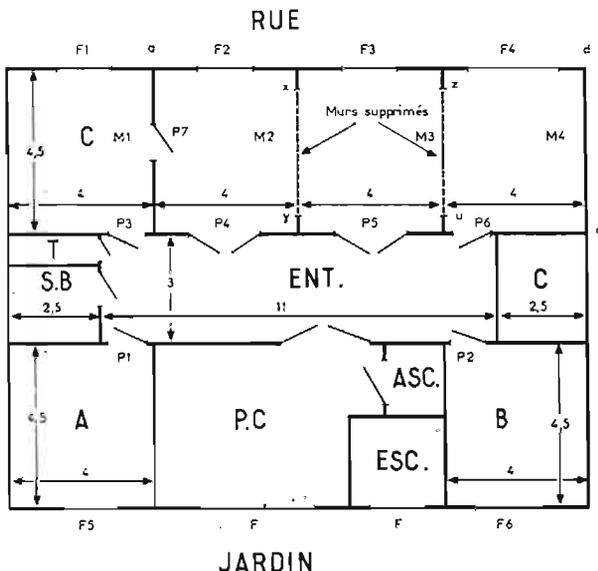


Fig. 1

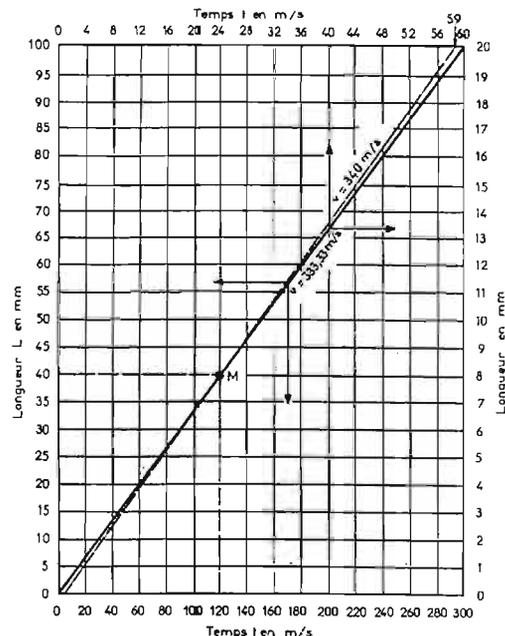


Fig. 3

stéréophonie, il en serait tout autrement si chaque canal correspondait à un sujet différent.

L'influence d'un canal sur un autre devrait alors être nulle ce qui n'est pas le cas. Il y a le problème de la distorsion qui est parfois négligé, certains spécialistes prétendant qu'en stéréo à deux canaux ou même plusieurs canaux, la distorsion pourrait être un peu moins réduite qu'en monophonie.

En stéréo à quatre canaux réels il est évident que la distorsion et la diaphonie devront être aussi réduites que possible. En stéréo quatre canaux dont deux d'ambiance, il est également évident que les sons réfléchis et retardés et ceux créés par des unités de retard, seront forcément affectés de distorsions mais cela est moins grave car les canaux arrière, devront toujours être de puissance modérée par rapport aux canaux directs. Dans certains cas, il sera même nécessaire de supprimer les canaux d'ambiance pour ne pas risquer de voir des passages musicaux rapides, s'embrouiller.

INSTALLATION DANS UN APPARTEMENT

On a donné aux paragraphes précédents quelques indications sur la manière de disposer les microphones, les haut-parleurs, et bien entendu, les auditeurs, dans un local d'appartement. Précisons que dans une salle de grandes dimensions, le problème de l'ambiance est résolu avec l'orchestre réel ou avec deux ou plusieurs haut-parleurs disposés à la place de l'orchestre et simulant les parties qui constituent celle-ci. Il n'est donc pas nécessaire de disposer de haut-parleurs d'ambiance derrière les auditeurs car les réflexions sur les murs sont justement présentes pour créer les effets attendus dans une salle bien étudiée.

Considérons toutefois le cas d'un appartement de grande surface permettant d'obtenir des parcours des sons, supérieurs à 5 m, longueur maximum habituelle d'une assez grande pièce. Dans beaucoup d'appartements, leurs locataires, au lieu de 5 ou 6 pièces préfèrent deux ou trois dont une ou deux très longues réalisées en supprimant les murs qui séparent deux pièces voisines. La figure 1 donne un exemple d'appartement ainsi modifié.

On voit que sur rue, il y a quatre grandes pièces de $4 \times 4,5$ m chacune. Sur jardin ou cour, sont prévues deux pièces de mêmes dimensions entre lesquelles se trouvent les parties communes PC c'est-à-dire le palier, l'ascenseur et l'escalier. Au milieu, on trouve, de gauche à droite : la salle de bains, une très grande entrée ENT de 11×3 m avec les portes d'entrée dans toutes les pièces et sur le palier.

Nous supposons que l'on a supprimé ou réduit considérablement les murs M_2 et M_3 afin de réaliser un seul grand salon de $12 \times 4,5$ m, la pièce C restant séparée de D par un mur M_1 ou une porte. Les portes supprimées ou remplacées par une grande porte, xy et zu sont indiquées sur la figure 1.

Considérons maintenant le salon abcd, long de 12 m. Le maximum de parcours du son dans ce local est $L = 11$ m environ et il crée un retard $t = L/v = (33/1000) s = 33$ ms environ. C'est là une bonne valeur qui permettra de se dispenser de tout, dispositif artificiel de retard. En effet, en examinant ce salon que nous reproduisons à la figure 2 avec l'indication de quelques dimensions, on voit que l'installateur a disposé les deux haut-parleurs de bistéréophonie dans les coins

c et d du local. Ils sont distants de 3,5 m entre eux, valeur pouvant être diminuée d'après les essais expérimentaux, en fonction de l'emplacement des auditeurs, qui dépend souvent de leur nombre.

Considérons l'auditeur A_4 se trouvant à environ 3 m de chaque haut-parleur.

Pour faciliter les évaluations des temps de parcours du son et en nous basant sur $v = 333$ m/s, nous avons établi le graphique de la figure 3 à échelles linéaires. Cette valeur de v est très proche de 340 m/s. En ordonnées, à gauche la longueur L du parcours, de 0 à 100 m et en abscisses en bas, le temps de parcours t en millisecondes (*).

En remarquant que pour $L = 100$ m et $v = 333,3$ m/s, le temps de parcours est $t = (100/333,3) s = (100\,000/333,3) ms = 300$ ms environ, on obtient aisément le point M_1 qui qui correspond à ces deux coordonnées.

Comme la relation $L = vt$ est linéaire (v étant une constante), il suffira de réunir l'origine 00 au point M_1 pour obtenir la courbe qui est une droite, dans ce cas.

Exemple 1 : soit à déterminer le temps t pour parcourir une distance L de 40 m. On obtient de $L = 40$ m le point M_2 qui correspond à un temps $t = 120$ ms. Le calcul donne la même valeur. Il n'est pas nécessaire de calculer L ou t avec une très grande précision car la valeur de v est elle-même approximative, car elle dépend de nombreux paramètres, en particulier de la température. Sur la même figure 3 on a inscrit en haut et à droite, des échelles plus réduites, t jusqu'à 60 ms et L jusqu'à 20 m. La même droite est valable pour ces deux échelles.

Exemple 2 : soit $L = 8$ m. On obtient le point M_2 et le temps t correspondant est 24 ms.

Revenons au plan du local de la figure 2 et à l'auditeur A_4 .

Le son du haut-parleur HPG par exemple, lui parvient avec un retard t_1 correspondant à $L_1 = 3$ m, ce qui donne $t = 9$ ms. Le même son est transmis du HPG vers le mur ab . Il parcourt 11 m environ. Il est réfléchi par ce mur, et il revient vers l'auditeur A_4 en ayant parcouru 9 m. Au total, le son a parcouru $11 + 9 = 20$ m, ce qui donne un retard $t_2 = 60$ ms (point M_3 de la courbe).

Le son direct ayant subi un retard t_1 de 9 ms, la différence des deux retards est $60 - 9 = 51$ ms, valeur qui est indiquée comme maximum usuel pour une bonne impression d'ambiance (en général 45 à 60 ms).

L'ambiance sera, d'ailleurs améliorée encore par les réflexions sur les murs latéraux ad et bc et donneront toute une série de retards compris entre 9 ms environ et 51 ms. Tout ce qui vient d'être dit pour HPG est valable aussi pour HPD.

On voit qu'un local dont la longueur L est de l'ordre de 12 m peut permettre une bonne reconstitution de l'ambiance mais celle-ci ne se manifesterait que si les diverses réflexions se produisent.

En effet, il faut que les sons retardés qui parviennent à l'auditeur, de l'arrière ou des parois latérales soient suffisamment puissants. Leur puissance dépend du pouvoir réfléchissant des murs ou des objets divers qui sont dans la salle. Si tout est absorbant, les réflexions des sons seront impossibles et aucun effet d'ambiance ne se produira.

Dans ce cas, l'installateur (ou l'utilisateur) pourra recourir aux solutions suivantes :

(*) m/s = mètres par seconde.
ms = milliseconde.

1° Améliorer l'acoustique du local au point de vue qui nous intéresse ici, en modifiant le décor.

2° Laisser le local tel quel et réaliser une installation d'ambiance à retard comme indiqué précédemment à l'aide des dispositifs à tube, ressort ou magnétophone, ce dernier étant évidemment parmi les meilleurs.

Les haut-parleurs HPG et HPD deviendront dans ce cas HPG AV et HPD AV et on leur adjointra, à l'arrière, les HPG AR et HPD AR ou un seul HP AR.

Comme le retard maximum produit par les dispositifs acoustico-électroniques est de l'ordre de 50 ms, on ne devra pas disposer les HP AR aux coins a et b du local car la distance de 9 m ajoutera un retard supplémentaire de 26 ms environ aux 50 ms obtenues avec le dispositif mentionné.

Un bon emplacement est aux points t et v. Si l'on adopte la première solution, l'installateur devra convaincre l'utilisateur de la nécessité de transformer le local en enlevant les revêtements absorbants de son et en disposant aux endroits convenables, des surfaces réfléchissantes qui sont les suivantes : glaces, surfaces laquées, parquets polis, portes avec vitres épaisses et non vibrantes.

Les surfaces absorbantes à supprimer ou à réduire sont, dans un appartement, les suivantes : tapis, rideaux, tentures, meubles recouverts de tissus, paravents en tissus, etc.

Les auditeurs eux-mêmes sont très « absorbants » de sons et l'acoustique d'un local peut changer complètement lorsqu'il est rempli de personnes.

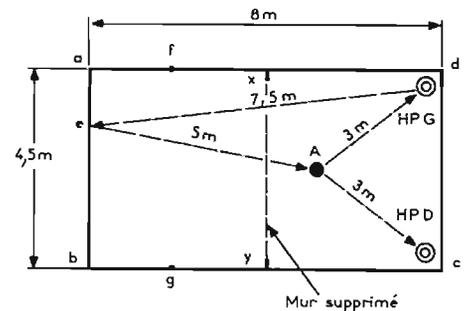


Fig. 4

Finalement, on peut constater qu'au point de vue du prix de revient, l'agencement d'un local en vue de le rendre apte à la réflexion des sons sera en général, beaucoup plus élevé qu'un appareil nécessaire à l'introduction d'un dispositif d'ambiance. De plus, ce dernier donnera, généralement de bons résultats sans aucune recherche laborieuse des emplacements des haut-parleurs tandis qu'un agencement acoustique peut nécessiter de nombreux essais.

Un utilisateur-installateur, toutefois, disposant, du temps nécessaire et ayant le désir de réaliser lui-même l'installation acoustique pourra réussir à mener à bien ces travaux, mais il sera obligé, le plus souvent, de sacrifier la décoration initiale du local en enlevant des meubles et autres objets trop absorbants et en en ajoutant d'autres.

CAS D'UN LOCAL MOYEN

Dans de très nombreux appartements moins grands que celui de la figure 1, il n'y a pas trois ou quatre pièces en ligne, mais seulement trois ou même deux.

Le locataire prévoit généralement, une seule suppression de mur de séparation entre deux pièces, ce qui crée un local comme celui de la figure 4.

Un auditeur A se placera devant les HPG et HPD, comme celui du local de la figure 2. Le parcours direct sera $L = 3$ m donc avec un retard de 8,4 ms et le parcours total retardé sera de $7,5 + 5 = 12,5$ m correspondant à un retard de 37 ms. Le retard effectif sera $37 - 12,5 = 24,5$ ms, donc, en principe insuffisant, car il ne vaut que la moitié de ce qui est admis.

La solution acoustico-électronique semble la plus simple et la plus économique.

En plaçant les HP AR en f et g par exemple, ils produiront un retard de 45 ms par exemple. A ce retard, il faut ajouter celui du parcours $A_f = A_{mg} = 4$ m et retrancher le retard du son direct, ce qui conduit à un retard effectif de $45 + 12 - 8 = 49$ ms, ce qui est excellent.

Revenons maintenant au local des figures 1 et 2, long de 12 m et large de 4,5 m et considérons un autre auditeur placé derrière l'auditeur A_4 , par exemple, l'auditeur A_1 . Cet auditeur est à 6,5 m environ de HPG et HPD et à 5 m du mur arrière ab . Les sons directs lui parviennent avec un retard de 19,5 ms. Ceux provenant du mur arrière ont parcouru 11 m (son direct) et 5 m (son réfléchi) ce qui donne 16 m correspondant à un retard de 48 ms. Le retard entre les sons directs et les sons réfléchis sera $48 - 19,5 = 28,5$ ms ce qui est insuffisant.

On voit que dans un local de 12 m de longueur, les sons d'ambiance ne seront pas les mêmes pour tous les auditeurs mais cela est vrai également dans une salle publique.

Supposons maintenant qu'il y ait un HP arrière d'ambiance placé au point e (Fig. 2) en plus des HP AR des points t et v . Ce HP donnera lieu à des sons retardés correspondant à une distance de 5 m soit 15 ms et au retard du dispositif acoustico-électronique, soit 45 ms, donc en tout 60 ms et en retranchant ce retard des sons directs qui est de 19,5 ms, il restera 41,5 ms, valeur presque satisfaisante, plus proche de 45 ms que celle de 28,5 ms obtenue sans dispositif acoustico-électronique.

L'idée de brancher un troisième HP AR d'ambiance nous semble d'ailleurs excellente, car il ajoutera aux sons retardés produits par les deux HP AR G et D des points t et v , des sons à retards différents, ce qui augmentera l'effet d'ambiance. Cette idée peut être généralisée en disposant toute une série de petits haut-parleurs d'ambiance comme le montre la figure 5. Remarquons que c'est le même signal qui sera appliqué à ces haut-parleurs HPA 1 à HPA 7.

Ceux-ci pourront être le petit diamètre, par exemple, de 10 cm et de faible puissance, de 1 W ou un peu plus. En ce qui concerne leur mode de branchement, il est évident que celui-ci devra être effectué de manière à ce que l'on obtienne une impédance Z imposée par le dispositif d'ambiance.

Les montages possibles sont au nombre de trois. Voici une méthode de détermination du groupement en fonction de l'impédance Z exigée et de l'impédance Z' de chaque haut-parleur.

GROUPEMENT DES HAUT-PARLEURS

Montage 1 : Les N haut-parleurs d'impédance Z' sont en parallèle, ce qui correspond à la disposition de la figure 6 (A). Il est évident que l'on a $Z = Z'/N$ et $Z' = NZ$.

Montage 2 : les M haut-parleurs sont montés en série comme l'indiqué la figure 6 (B). On a, évidemment : $Z = MZ'$ et $Z' = Z/M$.

Montage 3 : les HP sont en série-parallèle. Ce cas est plus compliqué car on doit consi-

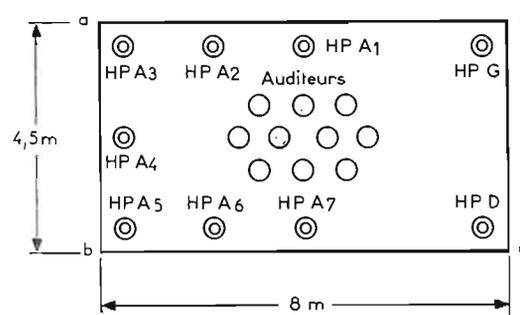


Fig. 5

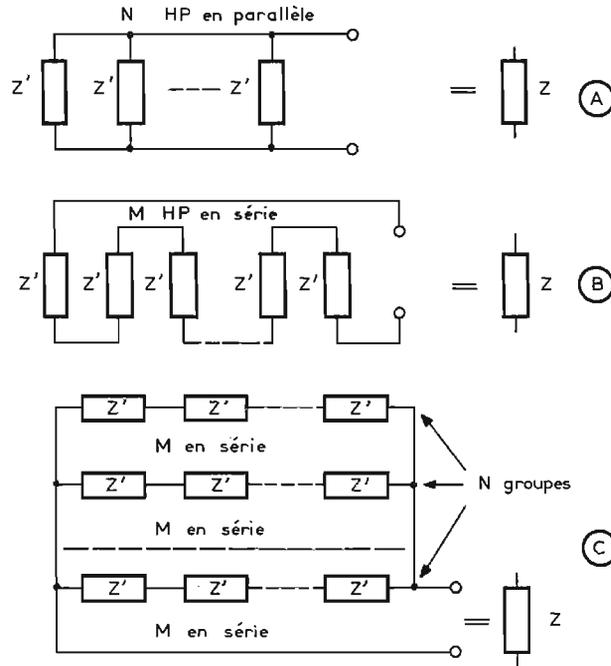


Fig. 6

dérer $X = MN$ haut-parleurs groupés comme le montre la figure 6 (C) sur laquelle le nombre des HP en série est M et celui des groupes de M HP en série, montés en parallèle est N .

Chaque groupe série à une impédance MZ' et leur mise en parallèle donne $X = MZ'/N$. On a les deux formules équivalentes $Z = MZ'/N$ et $Z' = NZ/M$ avec $X = MN =$ nombre des HP d'impédance Z' chacun.

Le calcul pratique peut conduire à des valeurs de Z en fonction de Z' qui ne soient pas exactement celles recherchées mais des valeurs approchées à $\pm 10\%$ et même $+20\%$ peuvent être acceptées car il ne s'agit que de HP d'ambiance.

Voici d'abord des formules générales permettant de déterminer les grandeurs inconnues en fonction de celles données. On a $X = MN$, X étant le nombre total des HP. D'autre part, on a aussi, $Z = MZ'/N$. De ces deux relations, on peut tirer, par élimination de M par exemple :

$$Z' = N^2 Z / X \quad (1)$$

qui peut s'écrire aussi sous les formes :

$$N^2 = Z'X / Z \quad (2)$$

$$X = N^2 Z / Z' \quad (3)$$

$$Z = Z'X / N^2 \quad (4)$$

On utilisera la relation qui donne la grandeur inconnue. Exemple 1 : Soit le cas de $X = 6$ haut-parleurs à adapter à une impédance $Z = 5 \Omega$. Les HP peuvent être à impédance Z' de 2, 2,5, 4, 5 ou 8Ω . On utilisera la relation (1) dans laquelle N est à choisir parmi les nombres entiers 1 à 6 ; $Z = 5 \Omega$, $X = 6$, donc :

$$Z' = N^2 5 / 6$$

Essayons avec $N = 1$, d'où $Z' = 5/6 \Omega$, valeur qui ne convient pas, puisque $Z' > 2$.

Avec $N = 2$ on obtient $Z' = 20/6 = 3,3 \Omega$ valeur pas assez proche de 4Ω (mais parfois acceptable).

Avec $N = 3$ on obtient $Z' = 45/6 = 7,4 \Omega$ valeur très proche de 8Ω , qu'il faudra adopter en pratique.

Avec $N = 4$, il y a impossibilité, car si $X = MN = 6$, M ne peut être égal à 1,5.

On adoptera par conséquent $N = 3$ d'où $M = 2$, ce qui conduira à monter $N = 3$ groupes de $M = 2$ HP en série, tous de 8Ω .

On aura alors : par groupe de 2 : 16Ω et la mise en parallèle de ces trois groupes donnera $Z = 16/3 = 5,3 \Omega$ valeur excellente pour Z , proposée pour valoir 5Ω . Voici maintenant un autre exemple où l'on part d'une situation de fait, par exemple celle d'un utilisateur qui possède 8 petits haut-parleurs de $2,5 \Omega$ et dont son installation exige une impédance de 16Ω . Essayons avec $X = 8$.

Dans ce cas particulier : $MN = 8$, $Z' = 2,5 \Omega$ et $Z = 16 \Omega$. La relation (2) donne :

$$N^2 = 2,5 \cdot 8 / 16 = 20 / 16 = 1,25$$

La valeur entière la plus proche de N est alors $N = 1$. Dans ce cas $M = 8/1 = 8$. On devra alors monter en série 8 haut-parleurs de $2,5 \Omega$, ce qui donnera $Z = 20 \Omega$ au lieu de la valeur 16Ω demandée.

Quelle est alors la solution : notre utilisateur ne se servira pas des 8 haut-parleurs mais d'une partie d'entre eux seulement. Divisons $Z = 16$ par $Z' = 2,5$. On obtient $16/2,5 = 6,4$, donc, on utilisera 6 HP de $2,5 \Omega$ en série

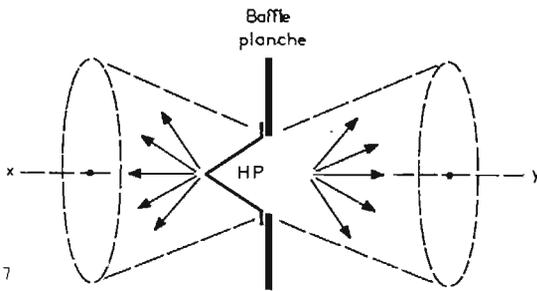


Fig. 7

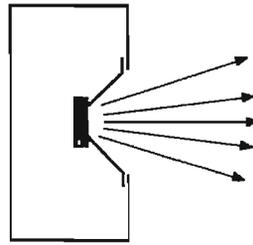


Fig. 8

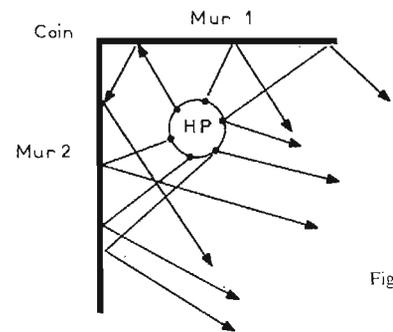


Fig. 10

et on obtiendra $6 \cdot 2,5 = 15 \Omega$, valeur très satisfaisante pour approcher 16Ω . La méthode de calcul que nous venons d'indiquer est valable pour n'importe quel problème de groupement de haut-parleurs, et plus, généralement, de n'importe quels composants de valeur égale pouvant se monter en série, parallèle ou série parallèle, par exemple résistances, microphones, bobines non couplées. Pour les capacités, les mots série et parallèle seront permutés car les capacités en parallèle s'ajoutent, comme les résistances en série.

En ce qui concerne la puissance des haut-parleurs, le calcul est très simple. Si P est la puissance exigée, celle de chaque haut-parleur sera $P' = P/X$ au moins.

Exemple : P : 10 W et le nombre des HP du groupe est X = 8 donc $P' = 10/8 = 1,25$ W mais toute valeur supérieure à $1,25$ X sera excellente, par exemple, 1,5, 2, 4 W. Le diamètre minimum pour les HP d'ambiance sera de 10 cm mais des diamètres supérieurs seront encore plus avantageux pour la reproduction du médium. Il n'est pas nécessaire de dépasser 16 cm. Des HP disparates de même valeur Z' peuvent convenir dans cette application.

Ces haut-parleurs pourront être montés dans des enceintes de dimensions relativement réduites, par exemple des boîtes ouvertes à l'arrière de 30 cm de hauteur, 20 cm de large et 10 à 15 cm de profondeur disposées à 50 cm des murs.

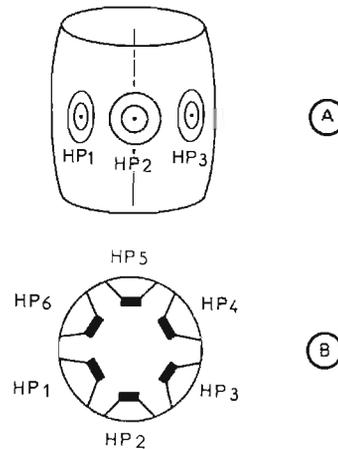


Fig. 9

ENCEINTES ACOUSTIQUES MULTI-DIRECTIONNELLES

Tout haut-parleur est multidirectionnel mais lorsqu'il est monté sur baffle plan, les deux directions privilégiées sont vers l'avant et vers l'arrière de la membrane comme le montre la figure 7. On entend toutefois, encore assez bien dans les directions situées dans le plan du baffle.

Si le HP est complètement enfermé dans une enceinte, les sons se propageront le mieux vers l'avant (Fig. 8). Pour réaliser une enceinte omnidirectionnelle, on pourra monter plusieurs haut-parleurs dans une enceinte prismatique ou cylindrique ou en forme de tonneau comme le montre la figure 9. En (A) le « tonneau » vu de l'avant avec les HP 1, HP 2 et HP 3 (les trois autres se trouvant vers l'arrière); en (B) le « tonneau » vu de haut. Il sera fermé partout sauf aux ouvertures de six haut-parleurs.

La figure 10 montre un HP de ce genre placé dans un coin de local, à environ 1 m de chaque mur. Sur cette figure, on indique quelques parcours des sons directs et réfléchis.

F. JUSTER

VIENT DE PARAÎTRE

Les THYRISTORS et les TRIACS

par Roger RENUCCI

Ingénieur de l'Ecole Supérieure d'Electricité, licencié en Sciences, Chef de travaux adjoint à l'Ecole Supérieure d'Electricité

Le thyristor et le triac sont et vont devenir de plus en plus les organes essentiels de tout appareil fournissant ou recevant de la puissance électrique. Or, le grand public connaît peu ces nouveaux composants. Si les applications industrielles telles que les convertisseurs à thyristors

pour les interconnexions des gros réseaux de transports d'énergie électrique, les réglages de fours à induction, les entraînements de laminoirs sont l'affaire de spécialistes, à l'autre bout de l'échelle les applications domestiques des thyristors et des triacs vont rentrer de plus en plus dans la vie courante. Dans un avenir proche, les perceuses électriques, les éclairages, les régulations de température, les temporisateurs, tous les appareils ménagers (fours électriques, mixers, machines à laver...) seront commandés et réglés par ces nouveaux composants, et ceci d'autant plus vite que le prix des semi-conducteurs diminuera encore dans les années à venir.

De la même façon que l'introduction du transistor nécessita un approfondissement de ses propriétés pour mieux en comprendre les avantages, l'examen du fonctionnement, des propriétés et des principales applications de ces nouveaux organes de commande est nécessaire.

Ses applications variées et son orientation vers des puissances de plus en plus élevées jusqu'à commutation de 600 kW en font un organe industriel. Faisant suite et complétant le thyristor voici le triac.

Le triac n'est pas comme le thyristor un redresseur et un élément de contrôle, mais seulement un élément de contrôle permettant la commutation du courant alternatif. Le triac permet d'obtenir une simplification dans les montages de commandes de charges alternatives (évitant ainsi l'emploi du montage classique de deux thyristors tête-bêche, avec deux commandes séparées, utilisé en alternatif). Ceci explique le développement actuel de nouveaux triacs de plus en plus puissants.

L'excellent ouvrage de M. Renucci permettra à tous ceux qui s'intéressent aux techniques actuelles de se familiariser avec la théorie et la pratique des THYRISTORS et des TRIACS; ils pourront également réaliser toute une série de montages relativement simples pour leurs besoins personnels, ce qui leur permettra également de vérifier l'amélioration des notions théoriques acquises en lisant la première partie de ce livre.

Un ouvrage de 128 pages - Format 145 x 210 mm sous couverture laquée couleur - Prix 19 F

En vente à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - PARIS (10°)

Quels que soient vos problèmes en radiocommande, CONSULTEZ-NOUS !

Nous pouvons vous fournir :

- Tous les composants spéciaux et subminiatures : 10 modèles de relais, 12 types de servos pour tout ou rien.
- Les filtres BF les plus petits du marché européen - 21 fréquences disponibles.
- 20 moteurs électriques différents.
- Coffrets pour la réalisation des circuits imprimés et tous les ingrédients nécessaires.
- Transistors et circuits intégrés ITT - TELEFUNKEN - NSF - RADIOTECHNIQUE.
- Pignons cuivre et acier : 150 modèles différents.
- Antenne CLC nouveau modèle, fabrication française, 3 présentations différentes.
- Ensembles en kit ou tout monté : monocanal - 2/4 et 8 canaux.
- Ensemble digital SUPERPROP nouveau modèle décrit dans le Haut-Parleur Spécial Télécommande, complet en kit avec 4 servos 1 450,00
Idem en état de marche 1 650,00

NOTE - Cet ensemble peut être livré indifféremment et aux mêmes prix avec des servos Kraft WORLD ENGINE ou LOGICTRON.

Servo LOGICTRON sans électronique	80,00
» » avec électronique en kit	140,00
» » avec électronique en état de marche	175,00
Accus DEAC 4-8 V à point milieu 500 mA	48,50
Accus DEAC 6 V 500 mA pour émetteur	60,50

NOUVEAUTÉS : Circuit intégré SAK 100 utilisé sur les servos GRUNDIG et SIMPROP, PU, T.T.C. avec schéma de montage 50,00

Notice technique sur nos ensemble Digital - Triton et Superprop contre 5,00 F pour :

- Servos proportionnels avec ou sans électronique : Kraft - RS 9 - World Engine - S 4 B - Simprop O 502 et Tiny.
- Manche de commande double pour proportionnel Kraft.
- Manche de commande simple pour proportionnel et tout ou rien.
- Et nos montages électriques pour la maison, le bateau, l'automobile, etc.

N.B. - Nous pouvons vous fournir toutes les pièces de l'ensemble Digital TF6 décrit par F. THOBIS. - Liste de prix sur demande.

ATTENTION ! TRÈS IMPORTANT - En raison des Championnats du Monde de télécommande Modèles Réduits d'Avions qui vont se dérouler à TOULOUSE, RD ÉLECTRONIQUE sera ouvert jusqu'au 5 août inclus et se met à la disposition de tous ses clients qui pourraient avoir besoin de ses services pendant ces concours.

Catalogue géant contre 6,00 F - Remise 10% pour commande à en-tête de Club.

R.D. ÉLECTRONIQUE

4, rue Alexandre-Fourtanier - 31-TOULOUSE - Allo ! 21-04-92

Amplificateur BF push-pull classe B 60/50 W à symétrie complémentaire

RIM NFK50

Le schéma de cet appareil est caractéristique des amplificateurs modernes de ce type. La structure des amplificateurs basse fréquence actuels s'est développée à partir de l'élément de base utilisé, le transistor au silicium. Les étages push-pull classe B — à courant de repos différent de zéro, afin d'éliminer le pourcentage élevé de distorsions qui apparaît pour les signaux faibles, par suite de la courbure du pied de la caractéristique — sont maintenant équipés de paires de transistors de puissance au silicium ayant des caractéristiques identiques. Si les transistors sont du même type (les deux NPN, ou les deux PNP) ils constituent une paire symétrique, s'ils sont de type différent, c'est une paire complémentaire. Cette dernière disposition permet de réaliser d'importantes simplifications de montage. D'une part, par l'élimination de l'étage déphaseur ou du transformateur driver, du fait qu'automatiquement un transistor de la paire complémentaire est commandé par l'alternance

positive et l'autre par l'alternance négative du signal d'attaque. D'autre part, par l'élimination du transformateur de sortie et même du condensateur de couplage avec le haut-parleur, si l'on adopte une batterie au point milieu liée à la masse, comme il a été fait dans le montage que nous examinons. Débarrassé des encombrants transformateurs, source de distorsions et qui limitaient la bande de fréquences, et réalisé avec des liaisons directes entre les transistors, sans condensateurs (couplage en continu) l'amplificateur push-pull est devenu amplificateur à large bande à performances appréciables.

Pour maintenir ces performances il faut assurer la stabilité de fonctionnement et protéger les transistors contre la destruction par un système limiteur de courant.

Ainsi, les courants de repos qui circulent dans les étages push-pull (en absence de la modulation) ont une valeur critique donc il faut assurer leur stabilité.

La tension continue du point milieu, noté avec la lettre M sur le schéma, doit être maintenue à une valeur constante à mi-chemin entre le (+) et le (-) de l'alimentation, et cela est réalisé par une boucle de réaction négative en c.c.

En présence du signal de modulation la tension du point milieu de sortie M, se rapproche alternativement de la tension d'alimentation du transistor qui se trouve en état de conduction. Ainsi la tension de M s'approche de + 29 V lorsque T_{12} conduit et de - 29 V lorsque T_{13} est en état de conduction. Cette variation de tension du point M, au rythme de la modulation, est appliquée au reproducteur de son qui se trouve lui aussi branché, au même rythme, dans le circuit de la cellule d'alimentation du transistor qui se trouve en état de conduction.

Pour assurer la stabilité de fonctionnement de l'amplificateur, celui-ci doit être muni d'une boucle de réaction négative c.a., depuis le point de sortie M jusqu'à l'étage d'entrée.

ETUDE DU SCHEMA

L'amplificateur comporte un étage d'entrée, constitué par l'amplificateur différentiel (T_1, T_2) alimenté par la source de courant constant (T_3, D_1), un étage pré-driver (T_4), le driver avec la paire complémentaire (T_8, T_9) et l'étage de puissance avec (T_{10}, T_{12}) et la paire complémentaire conjuguée (T_{11}, T_{13}). T_5 assure le décalage de tension entre les bases de T_8 et T_9 . Le disjoncteur électronique est constitué d'une partie supérieure avec T_6, D_2, D_4 et R_{12}, R_{13} qui protège les transistors T_8, T_{10}, T_{12} , et d'une partie inférieure avec T_7, D_3, D_5 et R_{14}, R_{15} qui assure la protection des transistors T_9, T_{11} et T_{13} . La boucle de réaction négative comporte les résistances R_5, R_6 et C_2 . Par le condensateur C_3 une réaction positive en c.a. est introduite dans la résistance de charge du collecteur de T_4 . R_2 et C_7 constituent un circuit de protection par compensation aux fréquences élevées et enfin D_6, R_{23}, R_{24} et C_8 est un circuit pour mesurer le niveau de sortie.

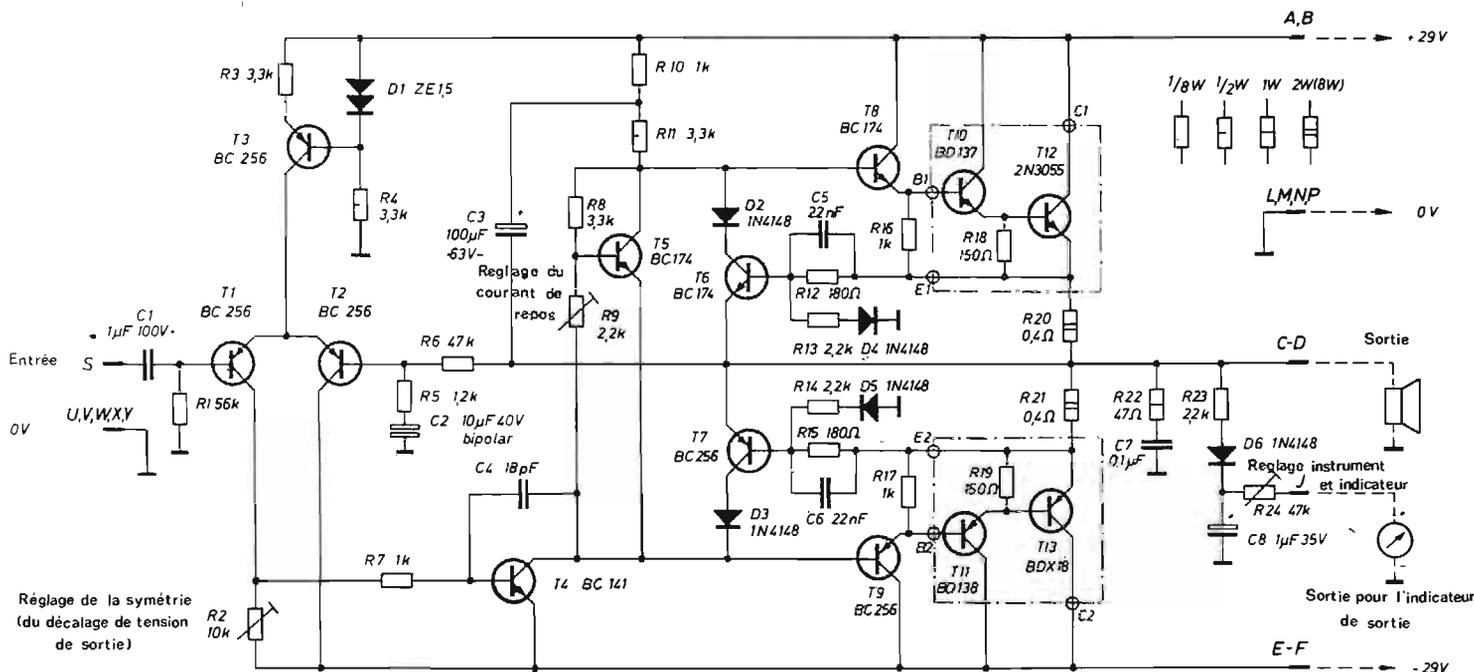


Fig. 1

FONCTIONNEMENT

Le signal d'entrée passe par le condensateur sous polarité C_1 à la base du transistor T_1 polarisé par la résistance R_1 . Sur la base de T_2 , est appliquée, par la boucle de réaction R_6, R_5, C_2 , une fraction de la tension a.c. de sortie. L'amplificateur différentiel amplifie seulement la différence des signaux existant sur les deux bases. Le signal de sortie alimente le tran-

amplifie les alternances négatives.

A cause de l'asymétrie du circuit de sortie la base de T_9 , est reliée directement à son collecteur tandis que la base de T_8 est reliée à l'extrémité de R_{11} , les alternances positives sont plus faibles et pour les renforcer on crée une réaction positive à travers C_3, R_{10} et R_{11} . En effet, lorsque la base de T_8 est positive la tension du point de sortie M augmente, en phase, vers + 29 et cette variation est appli-

est à peu près celui du point M, et peut être relevé ou abaissé à l'aide du potentiomètre R_2 .

La différence de potentiel entre la base de T_8 et le point M d'une part, et de la base de T_9 et le même point M, d'autre part, détermine les courants de repos de la branche supérieure respectivement de la branche inférieure du push-pull. Ces différences, ou, ce qui revient au même, le décalage de potentiel entre les deux bases doit être

Les deux branches du push-pull sont montées en Darlington afin d'augmenter le gain en courant. La forte réaction négative appliquée à ces étages par les résistances d'émetteur a une action stabilisatrice sur l'amplification et interdit en même temps l'emballement thermique. Pour la dissipation thermique, les transistors de puissance T_{10}, T_{12} et T_{11}, T_{13} sont montés sur radiateur largement dimensionné. Le système de protection des transistors du push-pull contre les intensités dangereuses utilise comme tension de référence la chute de tension sur les résistances R_{20} ou R_{21} . Si le courant à travers R_{20} par exemple, dépasse une valeur fixée, une tension positive apparaît sur la base du transistor T_6 , normalement bloqué qui passe à l'état de conduction. La diminution de la tension de la base de T_8 bloque T_8, T_{10} et T_{12} .

Une certaine protection est assurée par R_{22} et C_7 par la compensation de la charge inductive aux fréquences élevées.

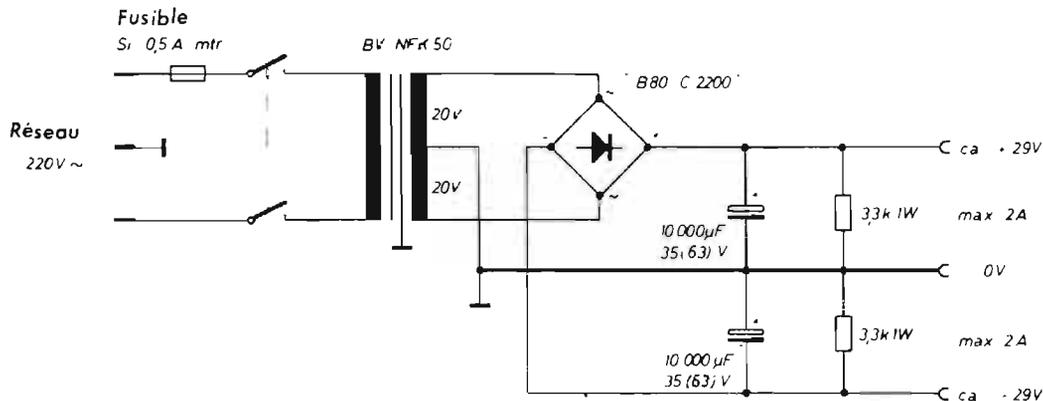


Fig. 2

sistor T_4 . Du fait que la réaction est appliquée sur Q_2 , l'impédance d'entrée n'est pas modifiée. Toute variation par effet thermique de la chute de tension émetteur-base de l'un des transistors T_1 ou T_2 est compensée par une variation identique de l'autre.

Le transistor T_4 est un NPN monté en émetteur commun. Le signal amplifié apparaît sur sa résistance de collecteur et attaque en parallèle les deux transistors complémentaires du driver, T_8 et T_9 . La branche supérieure du push-pull (T_8, T_{10}, T_{12}) amplifie les alternances positives du signal tandis que sa branche inférieure

est toujours en phase sur la base de T_8 .

Le condensateur C_4 monté entre le collecteur et la base de T_4 introduit une réaction négative qui stabilise le fonctionnement, en évitant les oscillations en haute fréquence du fait que la bande passante est sensiblement réduite par cette réaction. C'est justement pour cela que T_4 est du type NPN au silicium car sa bande passante est plus étendue que celle du type PNP, et même avec cette réduction par réaction négative il reste encore une marge suffisante pour une reproduction de qualité.

Le potentiel du collecteur de T_4

est stabilisé pour éviter les distorsions de passage. Ce rôle revient au transistor T_5 . Le décalage de tension collecteur-émetteur de T_5 détermine la polarisation de sa base, réglable au moyen de R_9 . On peut ainsi régler les courants de repos de l'étage push-pull. Les réglages de R_2 (symétrie) et de R_9 (courants de repos) s'influencent mutuellement, donc il est nécessaire de faire des retouches. Pour assurer la stabilité thermique des courants de repos il est nécessaire que T_5, T_8 et T_9 soient en contact thermique afin que leurs variations de chute de tension émetteur-base se compensent.

CARACTERISTIQUES

Puissance sinusoïdale 55 W sur 4Ω pour une tension d'entrée de 350 mV ; 30 W sur 8Ω pour une tension d'entrée de 380 mV ; 15 W sur 16Ω pour 400 mV à l'entrée.

Distorsion harmonique $\leq 1\%$ pour 50 W sur 4Ω .

Bande passante : 25 Hz... 25 kHz ± 1 dB.

Impédance d'entrée : environ 50 k Ω (à 1 000 Hz).

Alimentation : 29 + 29 V/2 A.

Consommation : environ 1,7 A pour modulation 50 W sur 4Ω

Courant de repos : environ 30 mA.

Semi-conducteurs : 9 transistors au silicium, 6 diodes.

LISEZ

SYSTEME D

LA REVUE DES BRICOLEURS

**Le plus important tirage
de la presse spécialisée**

QUI VOUS AIDERA A MIEUX

METTRE EN VALEUR VOTRE CHAÎNE HI-FI

196 pages — En vente partout — 2,50 F

RIM
electronic

« MUNICH »

*** ELA - SYSTEM 1004 •**
STÉRÉO PROFESSIONNEL

* Puissances de sortie sinusoïdales :

60 W en $4 \Omega/350$ mV.

30 W en $8 \Omega/380$ mV.

15 W en $16 \Omega/400$ mV.

* Taux de distorsion $\leq 1\%$ 50 W * Bande passante : de 25 Hz à 25 kHz ± 1 dB

* Entrée : 350 mV/50 W/4 Ω * Charge d'entrée : 50 k Ω (1 000 Hz)

* Alimentation : 110/220 V (29 + 29 V 4 A)

L'AMPLI COMPLET, en ordre de marche

Avec coffret

950 F

• Module séparé mono 250 F

Alimentation séparée :

2 A pour ampli mono 195 F

4 A pour ampli stéréo 215 F

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF :

Comptoirs
CHAMPIONNET

14, rue Championnet, PARIS-18^e

Tél. : 076-52-08

C.C. Postal : 12.358.30 PARIS

le salon permanent de l'équipement auto

EUROMAR

DANS LA REGION PARISIENNE
 12 Arrt. 131/135, BOULEVARD DIDEROT
 15 Arrt. 50, RUE DES ENTREPRENEURS
 15 Arrt. 11, RUE DU HAMEAU
 17 Arrt. 12, AVE DE LA GRANDE ARMEE
 17 Arrt. 27bis, BOULEVARD PEREIRE
 92 - COLOMBES - 68, RUE SAINT-DENIS
 92 - MONTROUGE - 60, AVENUE A.BRIAND
 92 - CHAVILLE - 44bis, RUE R. SALENGRO

EN PROVINCE
 33 - BORDEAUX - 10, COURS A. BRIAND
 02 - CHATEAU-THIERRY - 74, RUE ST-MARTIN

ouvert de 9h à 19h
du lundi au samedi
TEL. 577. 24. 25



a sélectionné pour vous

une offre sensationnelle!

POUR SEULEMENT 62,00!



GALERIE + BACHE 62F

+SANDOWS pour seulement 62F

(plus 12.-F de port) soit 74.-F

1 GALERIE MULTI-SERVICE universelle de belle fabrication en acier cadmié inoxydable de 1m x 1m, supporte 100 kgs et s'adapte instantanément sur toutes voitures. Tient aisément dans le fond du coffre une fois repliée.

1 BACHE DE PROTECTION imputrescible, imperméable, indéchirable de 160x140 cm. Coloris gris bleuté. Elle abritera efficacement vos bagages, mais vous servira aussi de nappe en pique-nique, de tapis de sol en camping, de toile de protection pour votre coffre, etc. . .

1 FIXE-TOUT 6 BRANCHES en caoutchouc haute résistance pour arrimer parfaitement vos bagages de toutes formes et de toutes dimensions.

L'ensemble complet 62.-plus 12.- de port, soit 74.- F
 Modèle spécial pour R16 71.-plus 12.- de port, soit 83.- F

PROFITEZ DE CETTE OFFRE DES AUJOURD'HUI

EUROMAR 50, rue des entrepreneurs PARIS XV

1 ou ... Ensemble WEEK-END pour ...
 1 ou ... Ensemble WEEK-END R16 pour ...

NOIRCISSEZ LA CASE DE VOTRE CHOIX DE PAIEMENT

Je paierai au facteur à réception du colis (dans ce cas 3.00 F de frais de port et de remboursement en plus).

Je tiens à économiser les frais d'envoi en joignant, un chèque bancaire, mandat-lettre, avis de virement C.C.P. 19.284.09 PARIS. (joindre les 3 volets)

GARANTIE TOTALE
 Il est bien entendu que si je ne suis pas pleinement satisfait vous me rembourserez sans discussion dans les 20 jours.

Demandez notre catalogue en couleurs des dernières nouveautés Européennes H.P.01.506.

NOM PRENOM.....
 ADRESSE COMPLETE

540

carrières qui montent

90 CARRIERES INDUSTRIELLES

Monteur-dépanneur radio - T.V. - Dessinateur industriel en construction mécanique - Technicien électromécanicien - Mécanicien automobile - Analyste du travail - Technicien en chauffage - Monteur frigoriste - Chef du personnel - Opérateur topographe - Opérateur radio - Technicien en micromécanique - Conducteur offset - Esthéticien industriel - Agent de planning - Monteur électricien - Monteur d'auto-école - Technicien en moteurs - etc...

100 CARRIERES FEMININES

Assistante secrétaire de médecin - Auxiliaire de jardins d'enfants - Décoratrice-ensemblier - Secrétaire - Standardiste - Hôtesse d'accueil - Laborantine médicale - Aide comptable - Esthéticienne - Infirmière - Couturière - Réceptionnaire - Vendeuse - Dessinatrice publicitaire - Econome - Programmeur - Perleuse-vérieuse - Fleuriste - Technicienne en analyses biologiques - Aide-maternelle - Dessinatrice industrielle - etc...

70 CARRIERES COMMERCIALES

Ingénieur directeur commercial - Comptable commercial - Décorateur ensemblier - Représentant voyageur - Technicien du commerce extérieur - Programmeur - Analyste - Directeur administratif - Attaché de presse - Gérant d'hôtel - Acheteur - Econome - Conseiller fiscal - Gérant d'immeubles - Inspecteur d'assurances - Visiteur médical - Directeur du marketing - Inspecteur des ventes - Chef de comptabilité - Adjoint en relations publiques - etc...

50 CARRIERES INDEPENDANTES

Expert automobile - Directeur d'agence immobilière - Gérant de station service - Entrepreneur en chauffage central - Exploitant de superette - Expert-comptable - Conseil en organisation - Transporteur routier - Courtier d'assurances - Courtier publicitaire - Pédiacre - Commerçant de produits diététiques - Mécanicien exploitant de bateaux de plaisance - Gardienne d'enfants - Hôtelier - Garagiste - Agent de renseignements commerciaux - etc...

60 CARRIERES DE LA CHIMIE

Aide-chimiste - Laborantin médical - Technicien de transformation des matières plastiques - Conducteur d'appareils des industries chimiques - Prospecteur géologue - Chimiste de raffinage du pétrole - Technicien en protection des métaux - Physicien - Technicien du traitement des textiles - Technicien de fabrication du papier - Biochimiste - Chimiste - Agent de maîtrise d'installations chimiques - Chimiste contrôleur de laiterie - etc...

50 CARRIERES DU BATIMENT

Dessinateur en bâtiment - Chef de chantier bâtiment et travaux publics - Maître en bâtiment, maçonnerie, peinture - Commis d'architecte - Technicien en bâtiment préfabriqué - Conducteur d'engins - Coffreur en béton armé - Plombier sanitaire - Monteur en chauffage - Promoteur de construction - Carreleur mosaïste - Technicien acousticien - Conducteur de travaux bâtiment - Surveillant de travaux bâtiment - Mètreur en travaux publics - etc...

60 CARRIERES AGRICOLES

Technicien en agronomie tropicale - Sous-ingénieur agricole - Dessinateur paysagiste - Eleveur - Mécanicien de machines agricoles - Technicien de laiterie - Horticulteur - Technicien en alimentation animale - Représentant en engrais et antiparasites - Délégué de coopérative - Représentant rural - Sous-ingénieur en agronomie tropicale - Entrepreneur de jardins paysagistes - Chef de cultures - Conseiller agricole - Pisciculteur - Journaliste agricole - etc...

60 CARRIERES ARTISTIQUES

Journaliste politique - Critique littéraire - Dessinateur illustrateur - Lecteur de manuscrits - Styliste de meubles et d'équipements intérieurs - Peintre aquarelliste - Dessinatrice de mode - Photographe publicitaire - Décorateur cinéma - T.V. - Maquettiste - Décorateur de magasins et stands - Opérateur de prises de vues - Imprimeur offset - Romancier - Antiquaire - Chroniqueur sportif, automobile - Critique de cinéma - Secrétaire d'édition - etc...

Vous pourrez d'ores et déjà envisager l'avenir avec confiance et optimisme, si vous choisissez votre carrière parmi les 540 professions sélectionnées à votre intention par UNIECO (Union Internationale d'Ecoles par Correspondance), organisme privé d'enseignement à distance.

PREPARATION EGLEMENT A TOUS LES EXAMENS OFFICIELS: CAP-BP-BT-BTS
 Retournez-nous le bon à découper ci-dessous, vous recevrez gratuitement et sans aucun engagement, notre documentation complète et le guide officiel UNIECO (de plus de 200 pages) sur les carrières envisagées.

BON GRATUITEMENT

notre documentation complète et le guide officiel UNIECO sur les carrières que vous avez choisies (faites une X).

90 CARRIERES INDUSTRIELLES
 100 CARRIERES FEMININES
 70 CARRIERES COMMERCIALES
 50 CARRIERES INDEPENDANTES
 60 CARRIERES DE LA CHIMIE
 50 CARRIERES DU BATIMENT
 60 CARRIERES AGRICOLES
 60 CARRIERES ARTISTIQUES

NOM.....
 ADRESSE.....

UNIECO 2666, rue de Neufchâtel - 76-ROUEN
 (pas de visite à domicile)

ALLUMAGE ÉLECTRONIQUE A THYRISTOR

(Suite : Voir nos 1 351 et 1 355)

LES numéros d'avril et mai du Haut-Parleur, ont consacré à l'allumage électronique décrit une longue étude théorique et nos lecteurs non-théoriciens ont ainsi eu toutes les informations nécessaires pour comprendre parfaitement le fonctionnement qui n'est simple qu'en apparence. Rappelez-vous la recharge des condensateurs C_{1A} et C_{1B} en 1,6 ms due au convertisseur d'une part et par l'onde « back swing » d'autre part ! Et ceci n'est qu'un des aspects théoriques rencontrés par le montage élaboré. Avant d'aborder la partie technologique, signalons que les schémas 5 et 6 du n° 1351 ont été inversés : nos lecteurs auront sans doute rectifié eux-mêmes... dont acte. Dans la seconde partie de l'analyse de l'allumage électronique, nous avons conseillé de placer une résistance de 180Ω - 1/2 W en série dans la base de $TR_3/BC107A/2N3704$. Cette disposition est à adopter systématiquement pour éviter la destruction du transistor TR_3 par des courants inverses de claquage base-émetteur et également par des courants directs transitoires.

Selon quelques lecteurs qui nous ont écrit, des « ratés » d'allumage se produisent à certains régimes de fonctionnement du moteur. Malheureusement, le peu de précisions apporté dans la description de leurs ennuis ne nous permet pas d'y remédier avec facilité. Il est probable cependant qu'une majorité de ces ennuis provient d'une résistance excessive dans la liaison entre la borne 1 (voir la Fig. 6, Haut Parleur n° 1351) et la borne positive + 12 V de la batterie dans le cas de la version « négatif à la masse ».

Si cette résistance dépasse 0,5 Ω, il est possible que le thyristor $SCR_1/2N3525-RCA$ soit aussi bien amorcé par les impulsions venant du circuit rupteur (voie normale) que par les impulsions de commutation du convertisseur (voie parasite). Il s'agit alors d'un couplage intempestif amenant des ratés d'allumage et des pertes de puissance dans le système. Pour mettre en évidence ce défaut, il faut procéder comme suit :

Débrancher le fil de liaison entre la bobine d'allumage et le « delco », côté delco. Placer l'extrémité de ce câble de telle façon qu'il se produise un amorçage entre cette extrémité et le châssis. Mettre sous tension le système d'allumage décrit (borne 1 au + 12 V) et faire avancer la voiture en la poussant pendant un cycle complet de révolution. Si le défaut décrit ci-dessus est présent un amorçage contraire et puissant se produit à l'extrémité du câble quand les contacts du

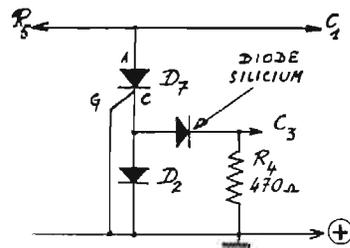


Fig. 1

rupteur sont en circuit ouvert.

Une fois ce défaut constaté, vérifier soigneusement les câblages de liaisons entre la borne 1 du circuit d'allumage électronique et la batterie en cherchant les causes possibles d'une résistance élevée (par exemple fil de section trop faible).

La tension mesurée entre la borne 1 et le pôle + 12 V de la batterie — l'allumage en service — ne doit pas excéder normalement 0,2 V à 0,3 V et en aucune façon dépasser 0,5 V.

Si en dépit des vérifications, la tension mesurée ne peut être réduite et si l'on constate toujours l'auto-amorçage du thyristor $SCR_1/D_7/2N3525$, le défaut peut être éliminé en plaçant une diode silicium de 250 mA genre 11J2-Sesosem en série avec la gâchette du thyristor. Les figures 1 et 2 montrent l'emplacement de cette diode selon la version + ou - à la masse.

ÉTUDE TECHNOLOGIQUE DE L'ALLUMAGE ÉLECTRONIQUE

Pour faciliter la construction du montage décrit, nous allons passer en revue les différentes pièces détachées nécessaires à sa réalisation.

1. — Le transformateur du convertisseur.

Dans l'analyse technique faite en première partie (Haut-Parleur n° 1351), nous donnions par circuit magnétique du transformateur le standard 50 × 60. Il s'agit d'une erreur de notre part. En effet pour les 30 VA ou plus exigés, il faut disposer d'un transformateur à circuit classique 62,5 × 75 avec un empilage de tôles de 2,6 cm. Rappelons brièvement les caractéristiques :

- Tension primaire : 2 × 8 V.
- Tension secondaire : 240 V.
- Rapport de transformation : $n = \frac{240}{16} = 15/1$

En branchant un secteur 240 V - 50 Hz, c'est-à-dire la tension alternative disponible dans la majorité des appartements aux bornes de l'enroulement 240 V~, nous devons mesurer avec un contrôleur Métrix 430/20 kΩ/V une tension de 2 × 8 V soit 16 V aux bornes de la totalité de l'enroulement.

L'utilisation d'un transformateur ne répondant pas aux normes données ci-dessus peut amener un fonctionnement incorrect de l'ensemble allumage électronique-moteur. Si nous avons par exemple 300 V de tension de charge aux bornes de C_1 au lieu des 400 V exigés dans notre étude, l'énergie emmagasinée par C_1 est à peine supérieure à la moitié de l'énergie emmagasinée sous 400 V. Comparons les formules 1 et 2 :

$$W = \frac{1}{2} C \cdot V^2 = \frac{1}{2} \cdot 10^{-6} \cdot 300^2 = 0,05 \text{ J (1)}$$

$$W = \frac{1}{2} C \cdot V^2 = \frac{1}{2} \cdot 10^{-6} \cdot 400^2 = 0,08 \text{ J (2)}$$

et nous comprendrons alors l'utilité d'un transformateur bien calculé.

Pour éviter tous les problèmes d'humidité, ennemi mortel d'un transformateur, celui-ci sera avantageusement imprégné d'un vernis spécial avant le montage.

2. — Le thyristor 2N3525/D₇

Différents essais de thyristors de diverses origines ont montré que pour un bon fonctionnement le choix du thyristor est très important. Tous les paramètres sont à examiner et nous allons les passer en revue.

- Tension inverse de crête non répétitive : (V_{RSM}).
- Tension inverse de crête répétitive : (V_{RRM}).
- Courant continu à l'état passant : (I_T).
- Courant non répétitif de surcharge accidentel à l'état passant : (I_{TSM}).
- Puissance de pointe de gâchette : (P_{GM}).
- Courant de gâchette d'amorçage : (I_{GT}).
- Tension d'amorçage pour la gâchette : (V_{GT}).
- Vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué : $\frac{d \cdot V}{d \cdot t}$
- Courant de maintien : (I_{HO}).
- Résistance thermique en °C/W : (R_{th}).

En ce qui concerne le thyristor $RCA/2N3525$ monté en boîtier TO-66 donc du même type que celui du 2N3054, nous avons les paramètres suivants et nos lecteurs ne pouvant se procurer le modèle précis mais désirant acquérir un type de remplacement doivent s'en inspirer au plus près pour obtenir un montage fonctionnant sans problèmes :

- V_{RSM} : 660 V.
- V_{RRM} : 400 V.
- I_T : 5 A efficaces.
- I_{TSM} : 60 A.
- P_{GM} : 5 W.
- I_{GT} : 8 à 15 mA.
- V_{GT} : 1,2 V à 2 V.
- $\frac{d \cdot V}{d \cdot t}$: 10 μs/V à 200 μs/V.
- I_{HO} : 10 à 20 mA à 25°C.
- R_{th} : 4°C/W.

Des échantillons de thyristor exigeant une puissance de commande élevée ne peuvent convenir ici, étant limité par la tension de la batterie et le courant circulant dans le rupteur. Nos essais ont parfaitement confirmé ce point de vue; c'est pourquoi nous avons passé en revue les caractéristiques essentielles des thyristors.

Au catalogue RCA, nous avons noté quelques types pouvant également convenir : 2N4101, 40813, 40379; ce dernier modèle est très facile à utiliser étant monté en boîtier TO5. Le thyristor 2N1778 pourrait sans doute également convenir; nous ne l'avons toutefois pas essayé.

3. - Les transistors TR₁ et TR₂/2N3055/RCA.

Ce type de transistor de forte puissance est maintenant employé universellement et nous le rencontrons au niveau des étages de puissance, des amplis Hi-Fi et de sonorisation dans les alimentations stabilisées, dans les convertisseurs BT/HT, etc.

Le transistor 2N3055 employé par l'auteur est un modèle RCA choisi pour sa fiabilité et sa tenue des paramètres. Les caractéristiques essentielles doivent être rappelées :

- V_{CBO} : 100 V.
- V_{CEO} : 60 V.
- I_C : 15 A.
- I_B : 7 A.
- Puissance dissipée à 25°C : 115 W.
- Résistance thermique : 1,5 °C/W.
- Boîtier : TO-3.
- Température de fonctionnement : - 65°C à + 200°C.

Nous ne conseillons pas de type de remplacement estimant que le 2N3055/RCA est disponible chez tous les revendeurs de composants.

4. - Transistor TR₃/BC107/2N3704.

L'un ou l'autre de ces modèles est très employé dans les étages préamplificateurs BF pour cellule magnétique. Le BC107 est surtout apprécié pour son faible niveau de bruit intrinsèque. Ses caractéristiques en font un circuit de mise en forme des impulsions et éliminateur des déclenchements parasites particulièrement efficace.

Signalons que le modèle utilisé sur le prototype est un BC107A monté en boîtier métal TO-18.

5. - Diodes D₃ - D₄ - D₅ - D₆

Les diodes utilisées sur la maquette sont des modèles Sescosem 50J2 montées en boîtier DO3, favorable à un bon refroidissement. Les caractéristiques de cette diode 50J2 sont les suivantes :

- Tension inverse : 1 000 V.
- Courant redressé : 750 mA.
- Diodes possibles de remplacement : BY127 - 1N4007 et en règle générale toute diode tenant 800 à 1 000 V et 0,75

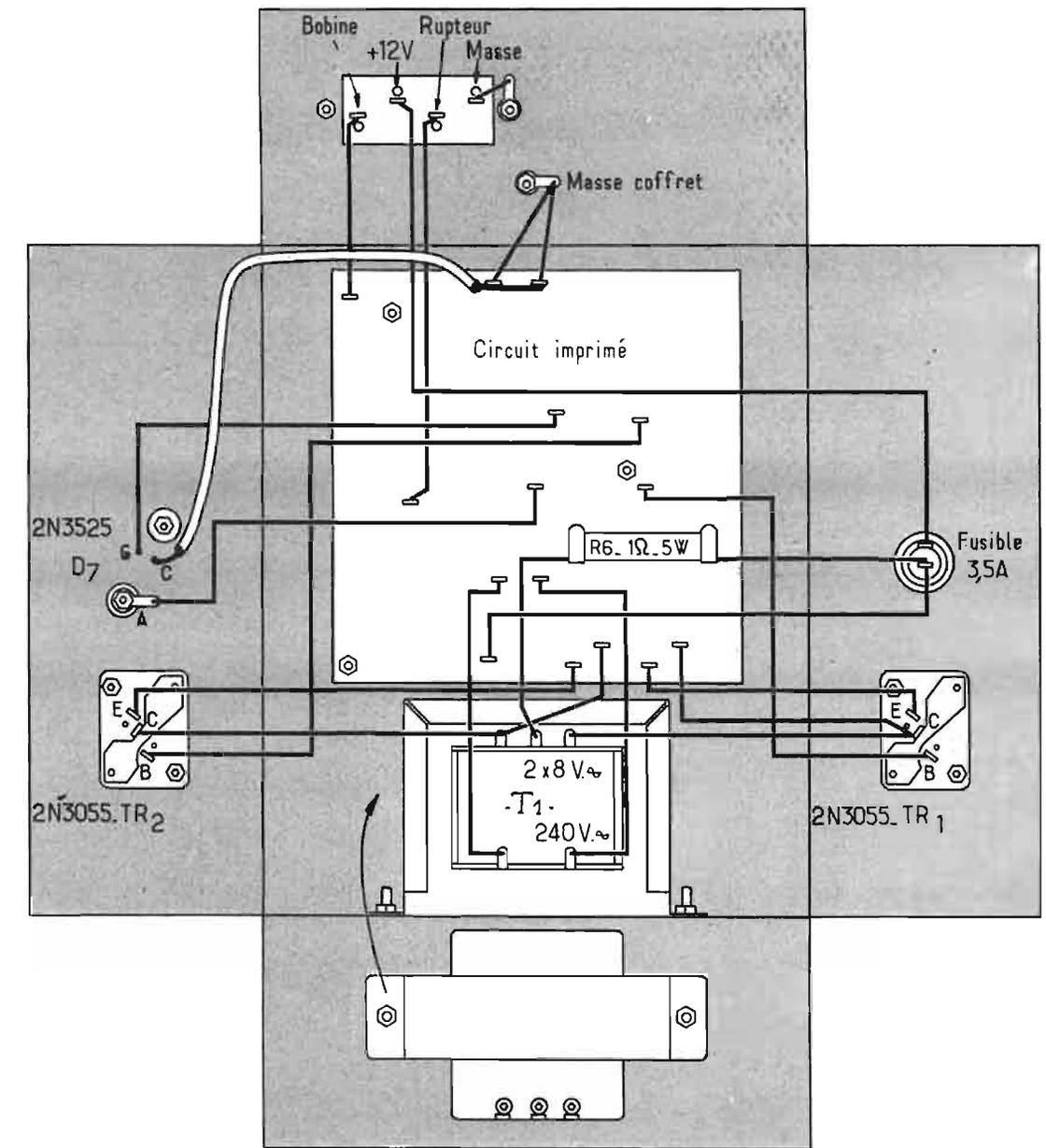


Fig. 3

à 1 A en courant. La diode D₂ dans la version + à la masse est un modèle 11J2 ou 1N4001.

6. - Diode D₁.

Nous avons monté sur le prototype une diode BA100 en boîtier miniature DO7. Une diode 10J2 - 11J2 - 1N4001 peut également convenir.

7. - Diodes Zener ZD₁ et ZD₂.

N'ayant pu nous procurer des diodes Zener de 27 V - 500 mW, nous avons adopté la combinaison suivante :

- BZY88/C12 et BZY88/C15 en série (C₁₂ et C₁₅ désignant respectivement 12 V et 15 V).
- Toute diode Zener de 27 V - 400 mW/500 mW à ± 5% convient parfaitement.

8. - Condensateurs C_{1A} et C_{1B}.

Le condensateur C₁ est formé par la mise en parallèle de C_{1A} et C_{1B} de 0,5 μF chacun. Ces condensateurs à diélectrique papier ou nylon doivent obligatoirement être isolés à 600 V - 900 V (tension service) et être bi-film. Ces modèles sont conçus pour circuits d'impulsions à tension de crête élevée. Les condensateurs conçus pour la récupération en TV conviennent très bien.

9. - Condensateurs C₂ et C₃.

Les condensateurs utilisés sont des modèles polyester Mylar Cogeco, réf. C296AA/A. Tension de service : 160 V =. Il est possible pour réduire l'encombrement, d'employer des condensateurs Mylar/Placo à sorties radiales à tension de service 250 V. Les valeurs de C₂

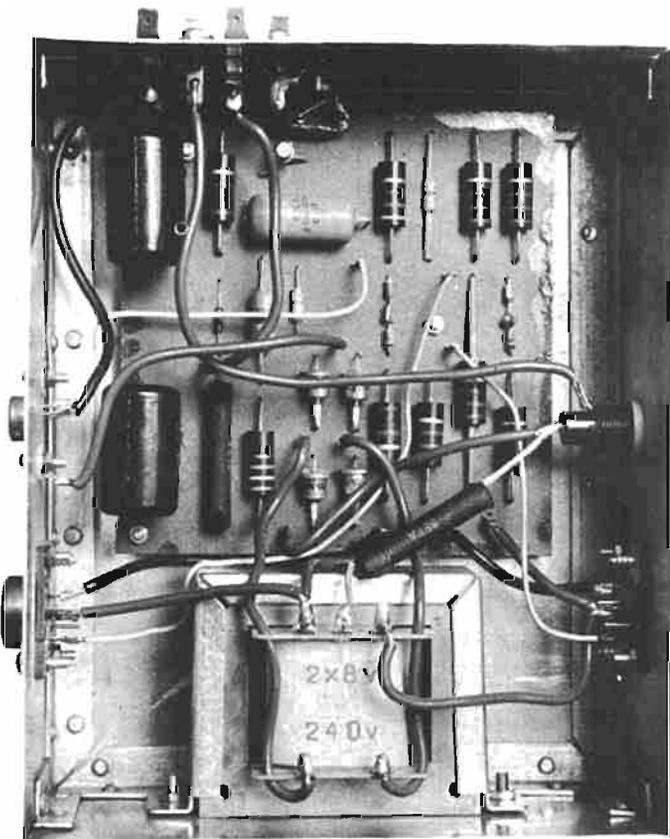
et C₃ sont respectivement de 20 à 22 nF et 0,22 μF.

10. - Résistances utilisées.

- R₁ : 50 Ω - 5 W bobinée.
- R₂ : 68 KΩ - 1/2 W.
- R₃ : 1 KΩ - 1/2 W.
- R₄ : 470 Ω - 1/2 W.
- R₅ : 3,3 MΩ - 1/2 W.
- R₆ : 1 Ω - 5 W bobinée.
- R₇ : 270 Ω - 2 W.
- R₈ : 270 Ω - 2 W.
- R₉ : 220 Ω - 1/2 W.
- R₁₀ : 220 Ω - 1/2 W.
- R₁₁ : 100 Ω - 1/2 W.
- R₁₂ : 100 Ω - 1/2 W.

La résistance en série dans la base de TR₃ est de 180 Ω - 1/2 W.

Toutes les résistances 1/2 W employées sont des modèles miniatures à couche de carbone Cogeco à ± 5%. Ce type de résistances



protégées et isolées par une laque spéciale convient à cause de sa haute stabilité dans le temps.

N.B. — Les puissances de dissipation doivent être respectées.

REALISATION PRATIQUE

Le prototype a été réalisé dans un coffret d'aluminium dont les dimensions sont les suivantes : L 200 × 1165 × H 70 mm. La photographie illustrant l'article et le plan de câblage (Fig. 3) montrent ce coffret et son implantation interne. Nous remarquons de bas en haut :

- Le transformateur T_1 du convertisseur.
- De part et d'autre du transfo, les transistors TR_1 et $TR_2/2M3055$ montés sur des supports.
- D_7 , TR_1 et TR_2 sont isolés du coffret par le mica d'isolement.
- Au-dessus du transfo le circuit imprimé supportant tous les éléments à l'exception de $D_7/2N3525$, de TR_1 , TR_2 et de la résistance R_6 .
- A gauche du circuit imprimé : le thyristor D_7 .
- A droite : le porte-fusible.
- A la partie supérieure du coffret une plaquette à 4 cosses permet les liaisons vers la bobine, la masse, le rupteur et le + 12 V. Les cosses visibles sur la photographie sont disponibles chez les revendeurs d'accessoires automobiles.

LE CIRCUIT IMPRIMÉ

Le circuit imprimé, en verre époxy de préférence pour éviter les déformations à la chaleur et résister à l'humidité, est fixé en 3 points par des entretoises taraudées de 10 mm. Sous les écrous de fixation en général il est prudent d'interposer des rondelles éventail (résistance aux vibrations).

Les figures 4 et 5 montrent respectivement le circuit imprimé côté cuivre et côté éléments. La figure 5 donne également le raccordement aux autres composants extérieurs :

- $8\text{ V}\sim/C_{TR1}$: liaison vers une cosse 8 V du transfo et le collecteur de TR_1 .
- E_{TR1} : liaison vers l'émetteur de TR_1 .
- B_{TR1} : liaison vers la base de TR_1 .
- $8\text{ V}\sim/C_{TR2}$: liaison vers l'autre cosse 8 V du transfo et le collecteur de TR_2 .
- $E_{TR2} - B_{TR2}$; respectivement vers émetteur et base de TR_2 .
- $R_6/+12\text{ V}$ à la sortie du porte-fusible est dirigé vers R_6 et la cosse + 12 V (voir Fig. 3).
- Les lettres A, C, G représentent respectivement les liaisons vers l'anode, la ca-

thode, et la gachette du thyristor SER_1/D_7 .

- Les diodes Zener ZD_1 et ZD_2 , représentées par un seul élément peuvent en réalité être constituées de 2 diodes Zener en série (voir le texte ci-dessus).
- Les 2 cosses marquées 240 V \sim sont à relier aux bornes 240 V du transformateur.
- Les condensateurs C_{1A} et C_{1B} étant des composants lourds et encombrants, il sera nécessaire de les coller sur le circuit imprimé, côté éléments. Leur vibration pourrait entraîner une rupture des fils de sortie au ras du corps du condensateur.
- Les éléments mis en place et soudés, le circuit imprimé recevra — côté cuivre — 2 couches de vernis pour éviter l'oxydation.

LA MISE AU POINT

Mise au point est sûrement exagérée ici car à proprement parler, il n'y en a pas. Toutefois avant d'aborder la mise sous tension, il faudra vérifier la polarité des diodes, des transistors, du thyristor. Un examen complet du câblage est également indispensable.

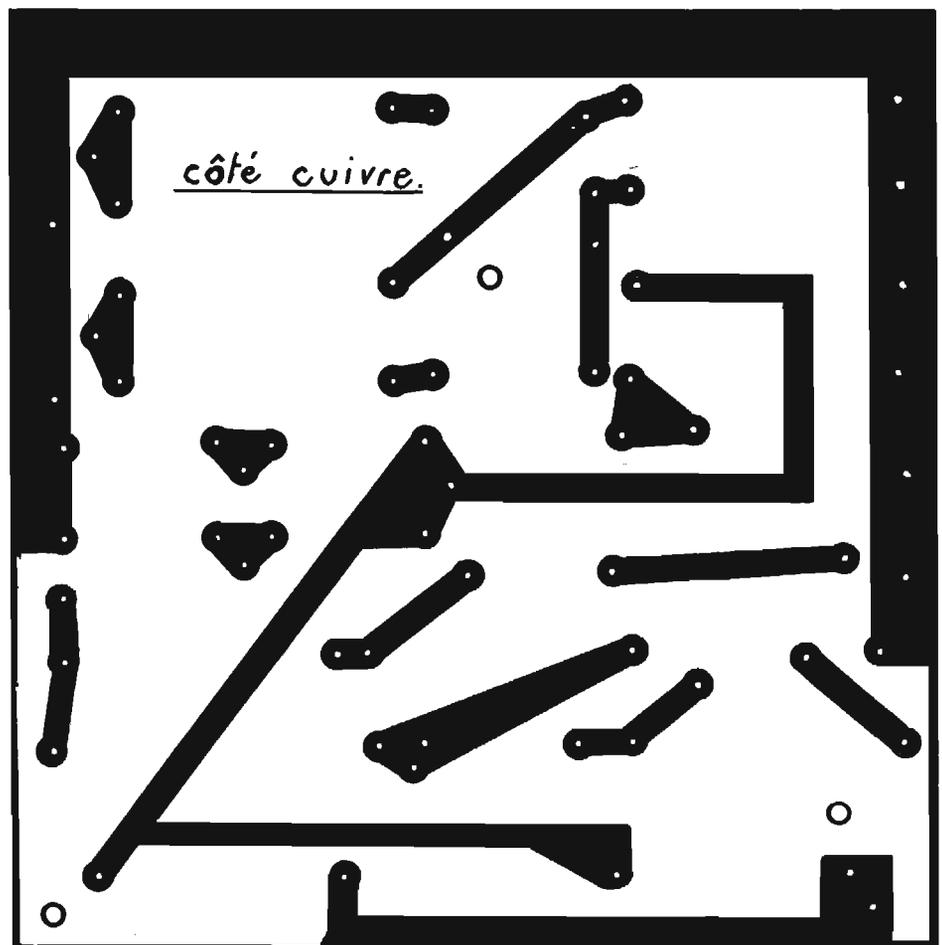


Fig. 4

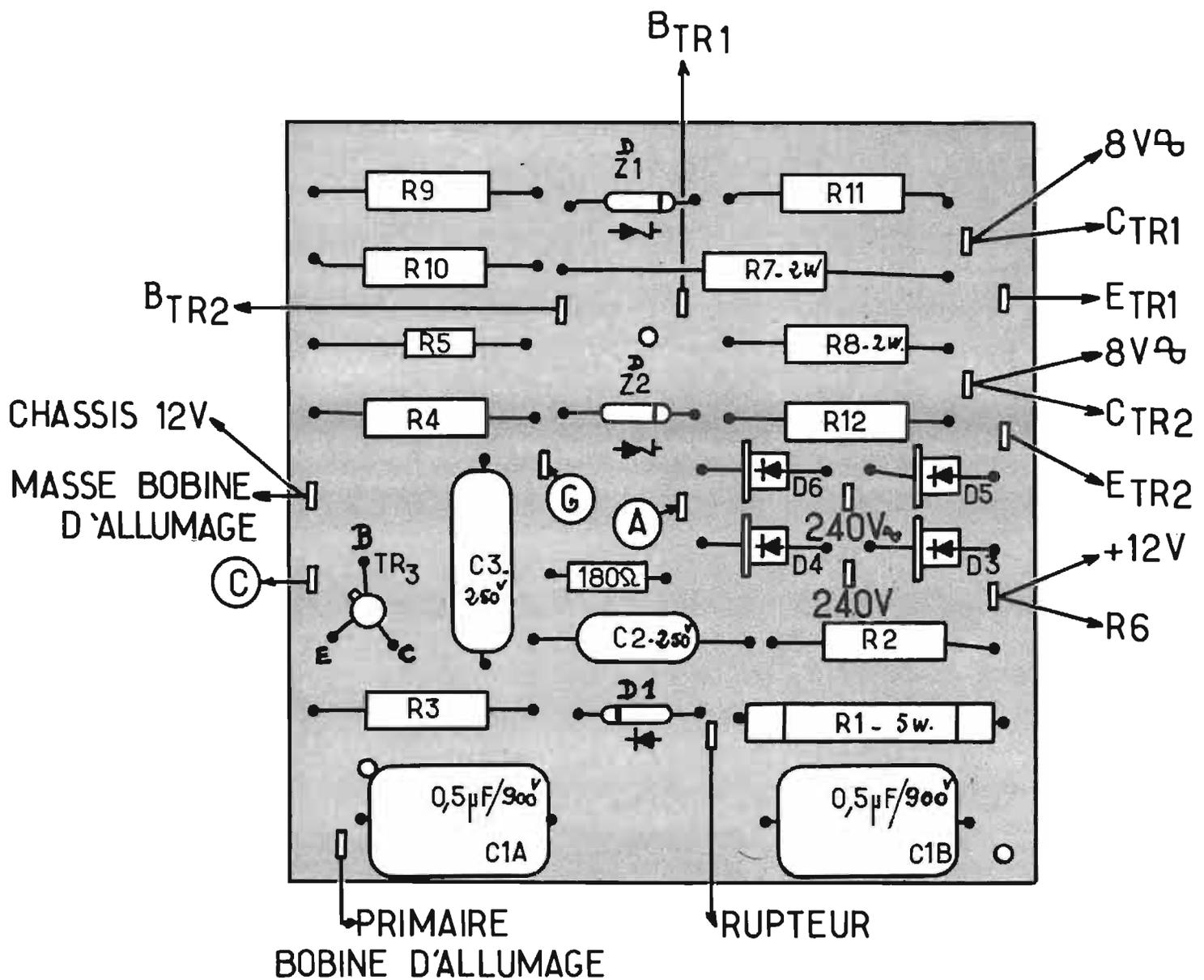


Fig. 5

La borne rupteur (Fig. 3) étant mise à la masse, amener le + 12 V sur la cosse correspondante. L'on doit entendre à ce moment une vibration indiquant un bon fonctionnement du convertisseur. La consommation mesurée sur plusieurs prototypes est de l'ordre de 800 mA. Si le rupteur est mis en circuit ouvert, le convertisseur s'arrête (plus de vibrations) et la consommation doit monter à 2 ou 3 A.

La tension mesurée sur l'anode du thyristor (rupteur à la masse) est de l'ordre de 350 V, ceci parce que la sortie de C_1 est en l'air. Si l'on referme C_1 sur la masse, la tension monte à + 400 V / + 430 V.

Ces vérifications préliminaires faites, il est possible de procéder au montage de cet ensemble sur la voiture. L'auteur indique ici un processus de montage sur la « 304 Peugeot ».

Monter mécaniquement le bloc allumage électronique sur la partie gauche du moteur vers le pare-brise avant. Un emplacement idéal est disponible à cet endroit. Deux vis à tôle suffisent. Les 4 cosses seront dirigées vers le haut, donc accessibles.

Sur la bobine, débrancher l'arrivée du + 12 V (marquée batterie) et la cosse marquée rupteur.

Le fil allant précédemment sur la borne « Batterie » de la bobine est à brancher sur la cosse « + 12 V » de l'allumage électronique.

Placer un fil avec des cosses aux deux extrémités entre la borne « rupteur » de la bobine et la cosse « masse » de l'allumage électronique.

Amener le fil venant du rupteur (en le prolongeant si nécessaire) sur la cosse « rupteur » de l'allumage électronique.

Placer un fil entre la borne marquée « batterie » sur la bobine d'allumage et la cosse « bobine » de l'allumage électronique.

Sur la 304 Peugeot ces connexions suffisent. Il peut toutefois être nécessaire sur certaines voitures de placer une liaison entre la borne « masse » du système électronique et l'endroit où le pôle moins de la batterie est mis à la masse.

Au ralenti la tension sur l'anode du thyristor est de + 430 V environ. Moteur emballé, la tension descend à environ + 350 V, ceci sur la 304.

EN CONCLUSION

Nous espérons que cette série de 3 articles sur l'étude et la réalisation d'un système d'allumage électronique par décharge capaci-

tive tentera les automobilistes électroniciens désireux d'améliorer grandement les performances générales de leur voiture.

L'auteur reste à la disposition de tous les lecteurs réalisateurs du dispositif décrit pour tout renseignement complémentaire. Des suggestions autour du schéma et des améliorations possibles seront les bienvenues.

HENRI LOUBAYERE

Bibliographie :

- 1) *Capacitive-discharge ignition system* : R.M. Martson's study Wireless World.
- 2) *Improvement on C.D.I. system* : R. Carroll, Electronics world.
- 3) *Allumage électronique sans bobine spéciale* : Radio-Pratique.
- 4) *Allumage électronique à thyristor* : Haut-Parleur n° 1165.
- 5) *Les thyristors et les triacs* par Renucci (E.T.S.F.).

L'AUTORADIO SCHNEIDER SV300

CET autoradio qui vient d'être mis sur le marché est un récepteur de la série économique à deux gammes d'ondes, PO et GO. Il existe en deux versions, différant entre elles par la présence sur le modèle supérieur de trois touches préréglées permettant la réception de France 1, Europe 1 et Luxembourg ainsi que d'un correcteur de tonalité. Ce récepteur est d'une réalisation simplifiée, il comporte pour les fonctions haute fréquence trois transistors, et fait appel à un circuit intégré pour la partie basse fréquence. Cet appareil est destiné à être alimenté uniquement sous 12 V continu avec le négatif à la masse. D'encombrement standard, son montage est rapide, il peut être soit encastré dans la découpe standard d'un tableau de bord ou fixé sous celui-ci. Les accessoires livrés pour son montage permettent la fixation sur des parois d'épaisseur maximale de 1 cm.

esthétique très sobre. Sur le panneau arrière, nous trouvons la fiche de raccordement antenne et un petit connecteur deux contacts pour le branchement du haut-parleur. Un fil noir équipé d'un porte-fusible est destiné à être raccordé au + 12 V alimentation. Il semble que la couleur du fil à raccorder au + de l'alimentation ne soit pas heureuse, le rouge s'impose dans ce cas.

Capot ôté, nous constatons que tous les éléments sont disposés sur un seul circuit imprimé formant le fond de l'appareil. Les compo-

reil, et de 2 condensateurs d'antiparasitage. Les condensateurs sont destinés à être montés, l'un sur le + bobine, le second sur la sortie du régulateur. Le constructeur indique que si l'antiparasitage est insuffisant, d'autres points sont à découpler également. Nous rappelons qu'outre les deux points cités ci-dessus, on pourra vérifier et antiparasiter le moteur d'essuie-glaces, les embouts de bougies, le distributeur, la dynamo ou l'alternateur, et réunir par des tresses de masse différentes pièces de la carrosserie, capots et ailes.

sateur de 47 nF. L'oscillateur local est constitué du transformateur accordé K_{164} associé au condensateur variable de 120 pF, et des différents condensateurs ajustables réglés en usine pour les stations préréglées. Sur le collecteur du transistor T_1 , un enroulement couplé à l'oscillateur est disposé en série avec le premier transformateur F_1 J_{122} ajusté sur 455 kHz. Un enroulement basse impédance attaque ensuite directement la base du transistor suivant T_2 , qui comporte une charge collecteur constituée par un transformateur accordé. Le point milieu de l'enroulement primaire de ce transformateur est relié à la diode D_1 , puis au premier transformateur F_1 , ce qui assure la commande automatique de gain. Nous attaquons ensuite le transistor T_3 , dernier étage F_1 , dont la charge est constituée par le transformateur accordé J_{193} . Le secondaire de ce transformateur est raccordé à la diode D_2 , assurant la détection avec la cellule condensateur 10 nF

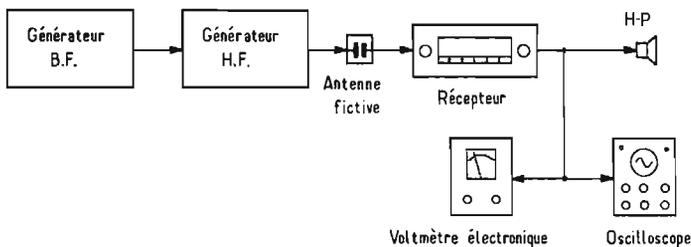


Fig. 1

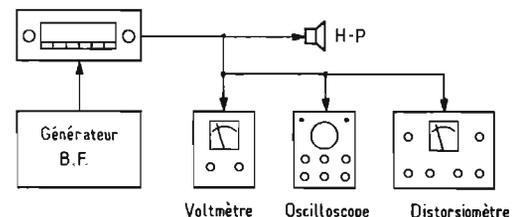


Fig. 2

PRESENTATION

La face avant est habillée d'un bandeau en matière plastique noire, le cadran est équipé d'une aiguille rouge sur fond vert, ce qui procure une très bonne lisibilité. Sous le cadran, le bloc de touches à cinq positions commande de gauche à droite : les stations préréglées Radio Luxembourg, Europe 1, France 1 ; les commutateurs de gamme GO et PO. Le bouton de gauche contrôle l'arrêt-marche couplé au volume, ainsi que le correcteur de tonalité graves aiguës. Sur la droite, symétriquement à la commande de volume, se trouve le bouton de recherche manuelle des stations. La face avant est d'une

sants sont de bonne qualité, et l'emploi d'un circuit intégré pour toutes les fonctions basse fréquence laisse beaucoup de place libre dans l'appareil. Les réglages accord antenne et ajustage des stations préréglées sont accessibles sur la face avant, lorsque le cache est ôté nous découvrons quatre trous donnant accès aux condensateurs ajustables. L'accord variable est assuré à l'aide d'un double condensateur variable miniature.

L'équipement fourni avec le récepteur comprend un haut-parleur logé dans une petite enceinte en plastique de couleur noire, de différents éléments destinés au montage et à la fixation de l'appa-

DESCRIPTION DES CIRCUITS (voir schéma)

Comme nous l'avons signalé plus haut, le nombre de composants est réduit du fait de l'emploi d'un circuit intégré en basse fréquence. Les signaux provenant de l'antenne traversent un condensateur de 330 pF avant d'être appliqués aux bobinages d'accord PO ou GO. L'accord est réalisé en position recherche manuelle par le condensateur variable de 380 pF, et par différents condensateurs fixes, pour les stations préréglées. Le signal est appliqué après sélection et commutation sur la base du transistor T_1 étage changeur de fréquence, à travers un conden-

et résistance de 2,2 k Ω . Une résistance de 22 k Ω renvoie une tension continue de contre-réaction sur la base du transistor T_2 pour stabiliser le gain de la chaîne F_1 .

En sortie de détection, les signaux basse fréquence sont appliqués au potentiomètre de volume 10KT, puis passant à travers un condensateur de 47 nF sont appliqués sur l'entrée 7 du circuit intégré TBA641B11. La tension d'alimentation est appliquée sur la broche 14, et les différents éléments de compensation extérieure raccordés comme l'indique le schéma. Le circuit de correction de tonalité est constitué par le réseau comprenant les condensateurs de 220 pF, 10 nF, 3,3 nF, la résistance de

5,6 k Ω et le potentiomètre 220K Ω . Le haut-parleur est raccordé entre le + et la borne 12, et nous voyons qu'il est shunté par un condensateur de 0,33 μ F et une résistance de 1 Ω , destinés à stabiliser la charge. Dans le circuit alimentation, notons en série avec le fusible, la bobine d'arrêt 920 destinée à filtrer les parasites véhiculés par le câble d'alimentation.

MESURES

Bien que les mesures de sensibilité ne soient qu'indicatives, nous avons testé ce récepteur sur ses 2 gammes et ceci à leurs deux extrémités. Présentée en chiffres, la sensibilité est très bonne pour un appareil de cette classe. Nous avons voulu aller jusqu'au fond des choses et effectué deux séries de mesures : mesure de l'intensité du signal d'entrée nécessaire pour obtenir un niveau de sortie basse fréquence de 50 mW, et mesure du rapport signal + bruit/bruit. Toutes ces mesures ont été faites également sur les stations pré-régées (voir tableau).

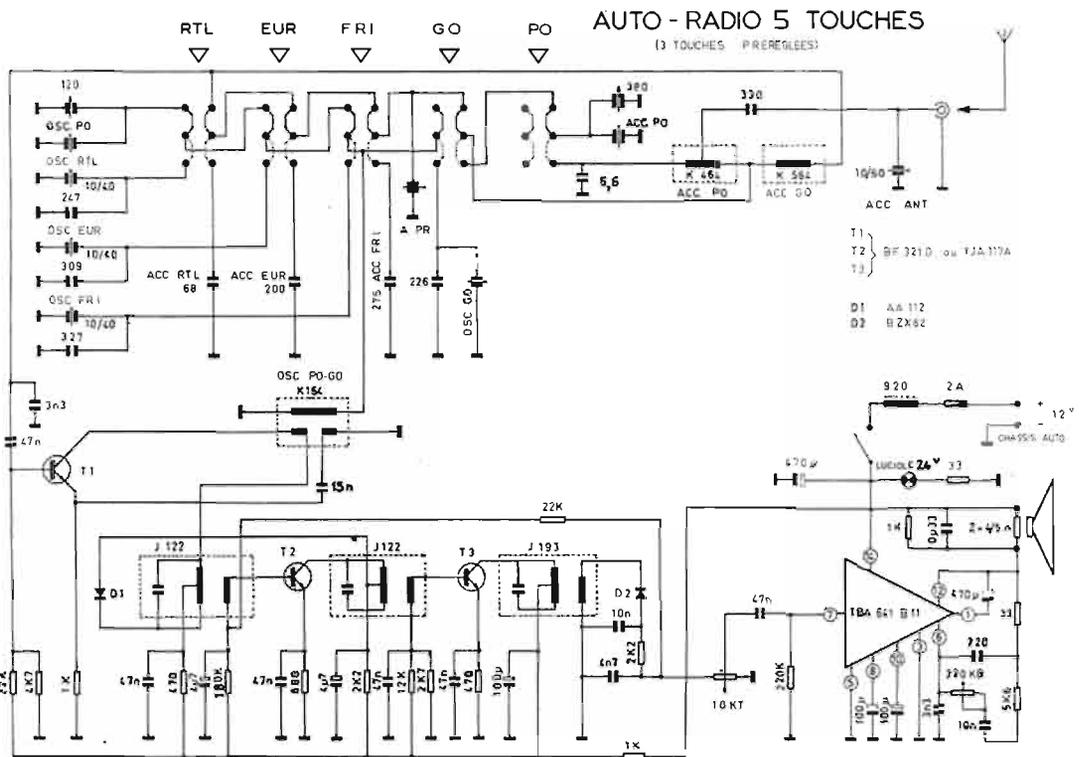


Fig. 3

CONCLUSION

Le SV300 est un récepteur conçu à l'aide de composants

modernes offrant un bon rapport qualité/prix. Ses performances sont très intéressantes, et il permet l'écoute dans de bonnes conditions.

Gamme	Signal antenne pour sortie 50 mW	Signal antenne pour signal/bruit constant 20 dB
PO 600 kHz 1 450 kHz	15 μ V 12 μ V	100 μ V 60 μ V
GO 180 kHz 250 kHz	12 μ V 10 μ V	90 μ V 65 μ V
France 1	15 μ V	95 μ V
Europe 1	12 μ V	85 μ V
Luxembourg	9 μ V	60 μ V

Pour la partie basse fréquence nous avons relevé la puissance maximale à 1 000 Hz, le taux de distorsion harmonique, ainsi que la bande passante, en injectant des signaux basse fréquence issus d'un générateur raccordé aux bornes du potentiomètre de volume 10KT. Toutes les mesures ont été faites appareil alimenté sous 14 V continu.

Appareil raccordé à un haut-parleur de 4 Ω , la puissance maximale délivrée à 1 000 Hz est de 3,4 W eff., avec un taux de distorsion harmonique de 1,1% ce qui est très intéressant. La bande passante s'étend de 60 à 7 000 Hz à -3 dB, valeurs très supérieures à celles de la bande transmise par les émetteurs de radiodiffusion.

ECOUTE

Les résultats des mesures de sensibilité étant très bons, nous avons voulu voir ce qu'il en était à l'écoute dans des conditions de réception difficiles. Monté sur une R16 soigneusement antiparasitée nous avons mis ce récepteur en service sur notre circuit habituel ville-routes de banlieue. Les résultats d'écoute sont très bons compte tenu de la classe économique de cet appareil. Nous avons recherché des zones où le parasitage était intense, et avons noté quelques perturbations dues à des véhicules mal antiparasités. Nous signalons que tous les véhicules à carrosserie plastique rayonnent hélas, des parasites violents, et qu'il n'y a aucun remède sérieux pour éviter ces perturbations.

Votre physique deviendra en 67 jours un corps musclé d'athlète de stade

Nouveau ; le Rotor-Muscles vous donnera les muscles puissants des hommes de l'âge de pierre.

Cet entraîneur gyroscopique avec rotor de force motrice monté sur roulement à billes (2.800 tours/minute) remodelera votre corps en 67 jours et vous donnera un physique athlétique. Le Rotor-Muscles gyroscopique développe vos muscles en quelques semaines ; votre tour de poitrine atteindra rapidement 1 m 30, votre tour de bras 49 cm. L'excès de graisse sera éliminé en un rien de temps et ne parviendra plus à s'incruster nulle part. Soutenu par une forte musculature, votre ventre deviendra plat ; vos jambes seront extraordinairement puissantes et musclées ; votre respiration sera plus profonde. Vos épaules s'élargiront. Ces transformations d'aspect de votre corps se produisent automatiquement, presque sans effort, grâce au Rotor-Muscles.

UNE NOUVELLE TECHNIQUE QUI TIENDE LA MAGIE

Tirez la poignée de l'appareil - une demi-seconde plus tard le Rotor rappelle la poignée avec une force égale ! Cet appareil restitué à chaque muscle la puissance initiale qu'il lui imprime en tirant la poignée. Ne nécessite aucun réglage ni mise en route car le Rotor-Muscles est un appareil entièrement automatique.

VOUS FEVEZ TOUT A COUP UNE SURPRENANTE DECOUVERTE !

Tous vos muscles travaillent merveilleusement bien ! Certains auront leur force multipliée par 7. En quelques semaines vous aurez la maîtrise totale de votre corps ! De plus l'appareil Rotor-Muscles ne s'use pas ! Et vous n'entendez aucun bruit, si ce n'est un léger sifflement. Le Rotor-Muscles se règle automatiquement en quelques secondes au fur et à mesure de l'augmentation de votre puissance musculaire.

N'ENVOYEZ PAS D'ARGENT !

Une brochure en couleurs vous donne tous les renseignements nécessaires pour obtenir en un temps record un physique d'athlète et vous indique le mode d'emploi de l'appareil. Envoyez de suite le bon ci-contre ou écrivez directement à CO - FRAL, Boite Postale 67028 CEDEX 67 - STRASBOURG



GRATUIT

BON à découper ou à recopier, et à envoyer à CO - FRAL (Dépt. Rotor-Muscles 4391254) Boite Postale 67028 CEDEX 67 STRASBOURG pour recevoir gratuitement par la poste une merveilleuse brochure illustrée de photos en couleurs sur l'entraîneur Rotor-Muscles.

NOM _____
 PRENOM _____
 N° _____ RUE _____
 DEPARTEMENT N° _____
 VILLE _____

AU BANC D'ESSAI

Le constructeur qui désire vendre un oscilloscope monocourbe 10 MHz doit particulièrement tenir compte de la concurrence qui est nombreuse et bien établie. Son appareil doit se distinguer très nettement des autres pour ne pas rester dans la masse. Triompher par les performances techniques est impossible car tous les constructeurs savent maintenant dépasser les 10 MHz et obtenir une bonne synchronisation bien au-delà.

Il reste deux solutions : ou réaliser un oscilloscope aux caractéristiques mécaniques étonnantes (fiabilité, résistance aux chocs, étanchéité, etc.), ou construire un appareil bon marché.

Mais attention ! Bon marché ne signifie pas de mauvaise qualité. Si à un prix avantageux correspond une « gamelle » sa réputation sera rapidement établie, dans le mauvais sens...

En fait le fabricant qui veut dominer doit proposer un appareil bon marché ayant les performances des appareils plus coûteux de la concurrence. Le fameux rapport performances sur prix doit être très favorable.

Cette dernière solution a été adoptée avec bonheur par Hameg pour son oscilloscope 10 MHz HM312.

L'OSCILLOSCOPE HAMEG HM312



Fig. 1

PRESENTATION

La photographie 1 représente l'oscilloscope Hameg 312. L'esthétique est fidèle à celle adoptée par la firme depuis des années : aspect très strict, boîtier gris foncé, façade gris clair avec boutons gris foncé, pas de couleur.

Le tube cathodique est rond, de diamètre 13 cm, avec fond plat. Un cache en plastique en laisse paraître une surface rectangulaire de 10 x 8 cm réticulée avec des carreaux de 1 cm sur une surface de 10 x 6 cm.

Les ouïes latérales d'aération sont aussi importantes que pour un oscilloscope à lampes alors que la consommation totale est d'une trentaine de watts !

Une poignée souple au-dessus de l'appareil facilite le transport. Le poids est d'environ 10 kg

Les dimensions sont : hauteur 275 mm, largeur 210 mm, profondeur 360 mm.

ORGANISATION INTERNE

La figure 2 représente l'organisation interne du dernier modèle d'oscilloscope HM312 : le type HM312/4.

La conception est très classique. Le signal est ramené à un niveau convenable par un atténuateur à

une position sur trois du sélecteur de temps, en renonçant aux vitesses très lentes qui sont rarement employées, etc.

Par ailleurs, l'oscilloscope HM312 bénéficie des avantages de la production en grande série (35 000 exemplaires par an).

On peut penser que la firme allemande a commencé par étudier un oscilloscope performant puis a entrepris d'en réduire le prix de revient sans atteinte à la qualité c'est-à-dire en simplifiant la décoration et la forme du châssis, en supprimant carrément

TOUS S'ARRESENT A LA QUALITE SES ATOUTS MAJEURS :



1) ISONETTA "Hi Fi Ball" diamètre 90 mm, et pourtant... + de 8 W. ! Idéale aussi pour la voiture.

1



2) LUNA 2.000 — Projecteur spatial d'aigus 100 W. — 2 x 3 Tweeters pivotant de 360°, complément indispensable de toutes les enceintes Hi Fi de 4 ou 8 ohms, par exemple : l'enceinte TMB 4501.

3) TMB 4501 — Enceinte basse médium 35 à 30.000 Hz — 35 W. sinus — 45 W. musicaux.

HAUT-PARLEURS pour ENCEINTES CLOSSES parmi une large gamme :

4) ORCHESTER — Haut parleur coaxial, norme DIN 45.500 — 20 W. sinus — 45 W. musicaux.

5) KK 10 — Tweeter à calotte (diffusion hémisphérique) de 800 à 20.000 Hz. Dim. : 95/95 mm.

6) BAFFLES PLAN BS 35/8 — Norme DIN 45.500 — Système à 3 voies — 35 W. sinus — 50 W. musicaux.

7) G 3037 — 4 ou 8 ohms — 30 W. sinus — 50 W. musicaux. Dim. : 600/450/200 mm.



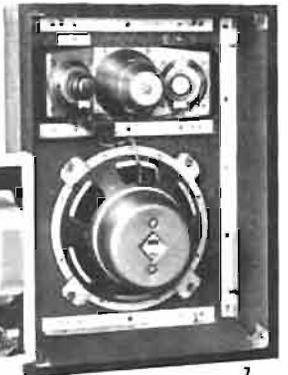
4



5



6



7

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

PARMI NOS REVENEURS

KIT-SHOP : 85, rue de Gergovie, PARIS-14^e et 47, bd Beaumarchais, PARIS-3^e — D.E.D. : Centre Commercial Barnéoud, 13-CABRIES — DECOCK : 4, rue Colbert, 59-LILLE — ILLEL : 143, av. Félix-Faure, PARIS-15^e — COMPTOIR DU LANGUEDOC : rue du Languedoc, 31-TOULOUSE

deno

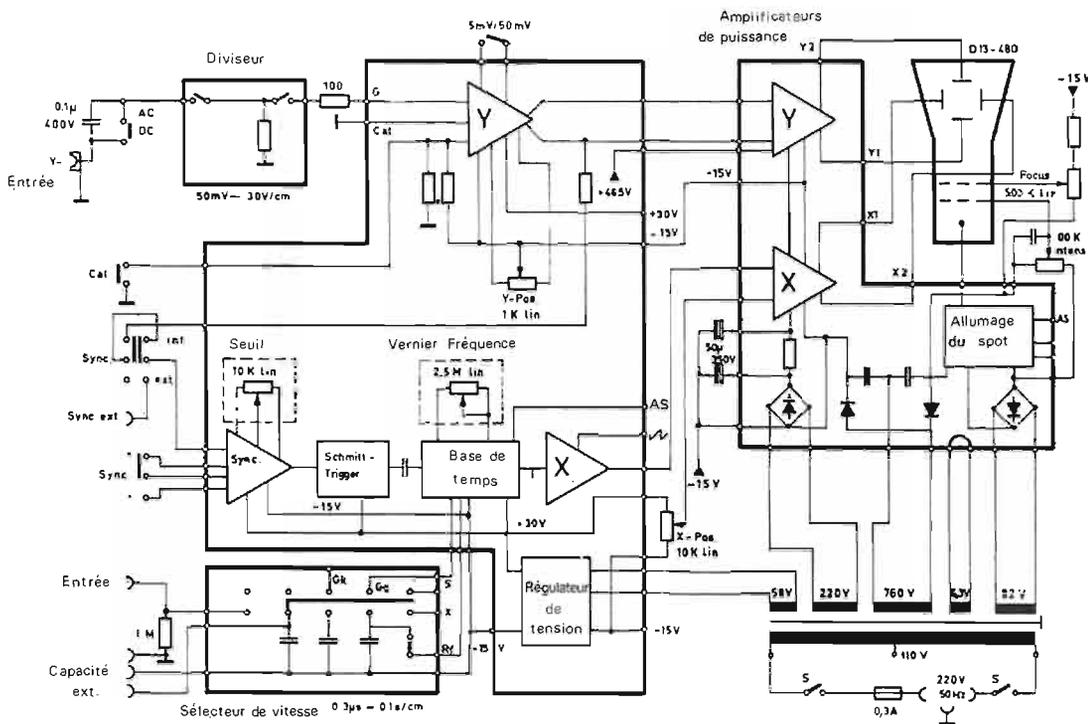


Fig. 2

douze positions avant d'attaquer le préamplificateur vertical dont le gain peut être choisi entre deux valeurs de rapport dix.

Le signal de synchronisation est prélevé entre le préamplificateur et l'amplificateur vertical. Il est amplifié et sert à commander un trigger de Schmitt qui déclenche le balayage.

La base de temps délivre une dent de scie qui après amplification attaque les plaques de déviation horizontale. Cette dent de scie est également disponible sur une prise à l'avant de l'oscilloscope pour des applications particulières telle la commande d'excursion d'un wobblateur.

La base de temps fournit également des impulsions (AS) de même durée que la dent de scie et qui servent à allumer le spot.

Ainsi en l'absence de balayage le spot est-il éteint et les risques de brûlure du phosphore pendant l'attente du balayage supprimés.

Un transformateur d'alimentation unique donne toutes les tensions nécessaires au fonctionnement des circuits. Les tensions d'alimentation des préamplificateurs X et Y, des circuits de synchronisation et de la base de temps sont réglées. Les alimentations des amplificateurs X et Y et du tube cathodique ne sont pas stabilisées.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Le manuel fourni avec l'oscilloscope comporte tous les schémas et l'implantation des composants sur les circuits imprimés sans cependant donner le dessin côté

cuire. Une traduction en français est disponible.

Les caractéristiques techniques suivantes sont annoncées :

- Voie verticale :**
 - Bande passante : 0 à 10 MHz à - 3 dB.
 - Temps de montée : environ 30 ns.
 - Dépassement : maximum 1 %.

Avec une sensibilité maximale de 50 mV/cm.

- Bande passante à la sensibilité maximale de 5 mV/cm : 0 à 8 MHz à - 3 dB.
- Sensibilité réglable entre 50 mV et 30 V/cm en douze positions de progression 1-2-3-5-10, avec une précision de $\pm 5\%$.
- Expansion de gain vertical de dix fois amenant la sensibilité à 5 mV/cm.
- Impédance d'entrée : 1 M Ω en parallèle sur 30 pF.
- Tension maximale admissible : 500 V.
- Hauteur maximale de l'image : 8 cm.
- Décadrement jusqu'à 3 fois la hauteur du réticule (6 cm).

- Base de temps :**
 - Vitesses de balayage : 11 entre 0,3 μ s/cm et 30 ms/cm avec une progression 1-3-10. Précision $\pm 5\%$. Réglage fin permettant un recouvrement total.
 - Longueur de la trace sur l'axe des temps : 10 cm.

- Expansion horizontale : 3 fois.
- Gamme de déclenchement : 1 Hz à 10 MHz.
- Niveau de déclenchement : à partir d'une amplitude de 0,5 cm sur l'écran.

- Polarité de déclenchement : plus ou moins.

- Déclenchement : avec seuil réglable (balayage déclenché) ou en position automatique (balayage relaxé).

- Erreurs de non linéarité de l'ensemble de la base de temps : inférieures à 5 %.

- Sortie dent de scie : impédance de charge supérieure à 10 k Ω , amplitude du signal environ 5 V c/c.

Voie horizontale :

- Bande passante : 0 à 1 MHz à - 3 dB.

- Sensibilité maximale : 250 mV/cm, avec gain variable de manière continue dans le rapport 3/1.

- Impédance d'entrée (couplage continu) : 1 M Ω en parallèle sur 28 pF.

Alimentation :

- Tension : 110-220 V \sim .
- Consommation : 33 W environ.

Cette énumération des caractéristiques est assez complète. Les informations de dépassement, de décadrement et d'erreur de non linéarité de la base de temps sont très rarement communiquées pour les oscilloscopes de cette catégorie. Dans le cas d'espèce le constructeur aurait eu tort de ne pas les diffuser.

LE SCHEMA

Le schéma de l'atténuateur d'entrée est donné par la figure 3. Un inverseur permet de choisir le couplage continu ou alternatif, sans possibilité de mise à la masse de la prise BNC d'entrée. La combinaison de cinq cellules atténuatrices compensées donne 12 positions de progression 1-2-3-5-10 avec curieusement une position 3 que l'on ne retrouve pas sur les autres oscilloscopes. Cette possibilité supplémentaire de l'atténuateur d'entrée compense l'absence de réglage progressif de la sensibilité.

Le premier étage du préamplificateur vertical (Fig. 4) est constitué d'un déphaseur paraphase équipé de deux transistors à effet de champ montés en drain commun. L'impédance d'entrée est ainsi élevée et dès cet étage l'amplification est symétrique.

Les diodes EC401 protègent le transistor d'entrée et écrètent les signaux de $\pm 1,5$ V environ. La sécurité est augmentée par la résistance de 100 Ω en série dans la porte.

Le potentiomètre SYMM permet de compenser les inégalités électriques du montage entre les deux branches symétriques de l'ensemble de déviation verticale, et notamment le déplacement dû au courant de fuite des diodes de protection.

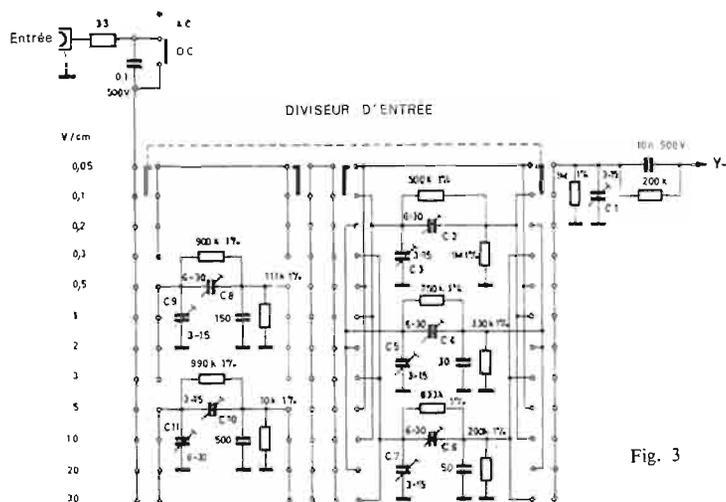


Fig. 3

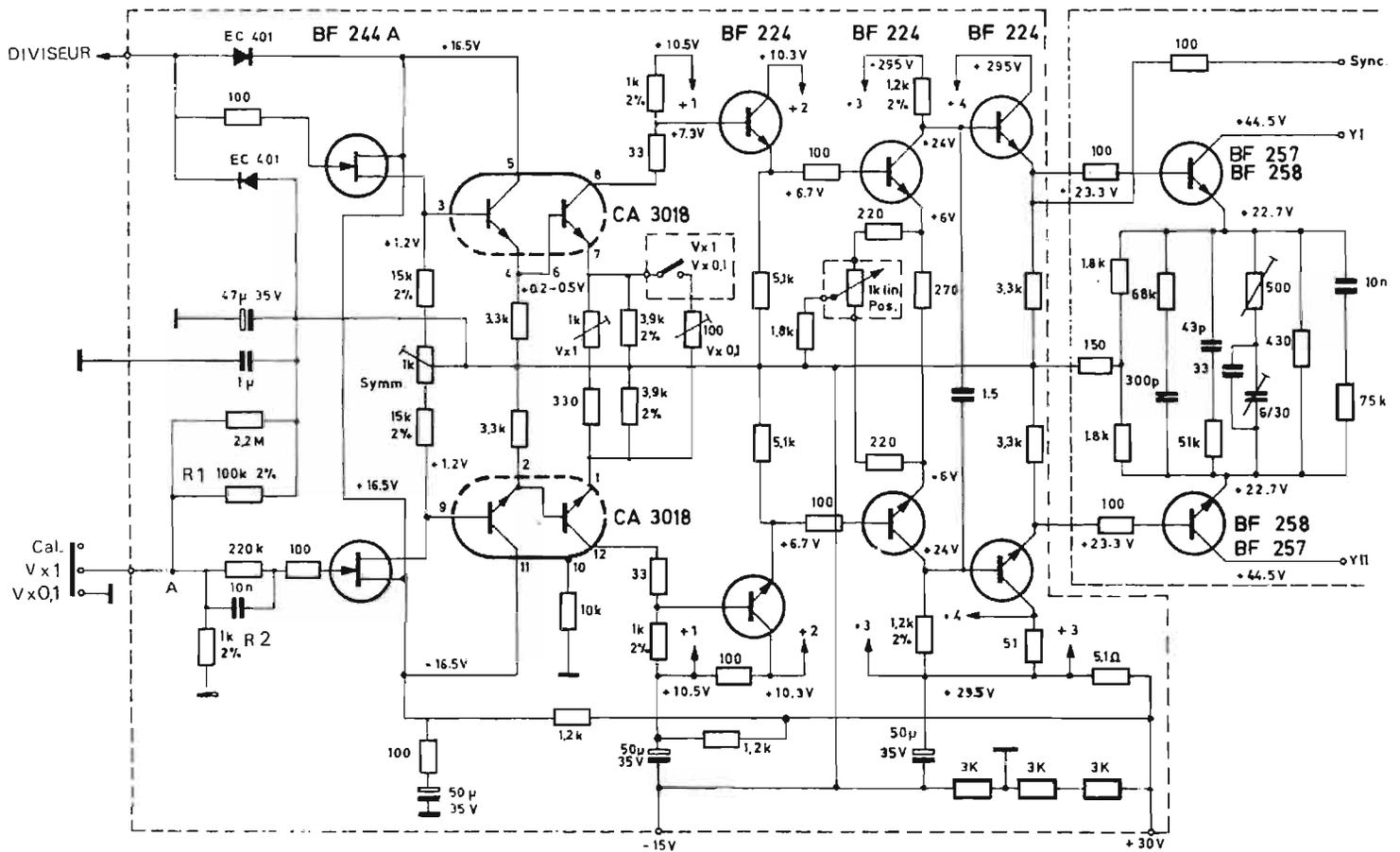


Fig. 4

Le gain du préamplificateur peut être multiplié par dix par la mise en circuit de la résistance de 100Ω marquée $V \times 0,1$ qui diminue la charge d'émetteur du dernier transistor du circuit intégré, entraînant une augmentation de la pente. Ce marquage signifie que les indications du sélecteur sont multipliées par 0,1. Ainsi lorsque le bouton indique 50 mV/cm la sensibilité devient $50 \times 0,1 = 5 \text{ mV/cm}$ ce qui correspond bien à une augmentation de dix fois du gain.

Le calibre est original. Pendant le fonctionnement normal le point A, entré R_1 et R_2 sur le schéma de la figure 4, est relié à la masse et est donc à potentiel nul.

Les commandes du calibre et de gain sont couplées et en position CAL la sensibilité de la voie verticale est automatiquement de 50 mV/cm . Par ailleurs le point A n'est plus à la masse mais à un potentiel donné par la tension aux bornes de $R_1 + R_2$ affaiblie par le diviseur de tension formé de R_1 et R_2 . Si tout fonctionne normalement la tension aux bornes de $R_1 + R_2$ est -15 V et la tension au point A est à peu près :

$$V_A = -\left(15 \times \frac{R_2}{R_1}\right) = -\left(15 \times \frac{1}{100}\right) = -150 \text{ mV}$$

Cette tension de -150 mV correspond à une translation de la trace de trois divisions puisque la sensibilité est dans cette position 50 mV/cm .

La translation s'effectue vers le haut de l'image car les -150 mV sont appliqués à la chaîne inversée de l'amplificateur vertical et correspondent à $+150 \text{ mV}$ sur la chaîne non inversée.

Ainsi pour vérifier que le gain vertical est bien calibré il suffit de passer en position CAL; de constater que la trace monte bien de trois centimètres.

Toutes les liaisons sont effectuées en continu : l'amplificateur vertical « passe » le continu. L'important réseau de résistances et de condensateurs entre les émetteurs des transistors drivers BF257 est destiné à équilibrer la réponse en fréquence entre les deux chaînes symétriques. L'importance de ce réseau est très grande et il influe largement sur la bande passante globale.

Les liaisons à impédance relativement basse et l'absence de selfs de correction laissent présager une bande passante plate et un dépassement réduit.

La figure 5 représente les circuits qui attaquent directement le tube cathodique et notamment

l'étage symétrique ($2 \times \text{BF258}$) final de déviation verticale relié au préamplificateur analysé plus haut.

Le schéma des circuits de synchronisation est donné par la figure 6. La source de synchronisation est externe ou interne à partir du signal observé. Il n'y a pas de synchronisation interne à partir du secteur.

Le signal de la voie verticale prélevé sur l'émetteur du transistor TR_4 (Fig. 4) est amplifié et mis en forme par l'amplificateur différentiel $\text{TR}_{11}\text{-TR}_{12}$. Le potentiomètre marqué NIVEAU permet de choisir le point de déclenchement sur le signal. C'est la commande de seuil qui sert au balayage déclenché.

Lorsqu'un signal est appliqué à l'amplificateur vertical des pseudo-impulsions apparaissent à la sortie de l'amplificateur différentiel qui sont transformées par le trigger de Schmitt $\text{TR}_{15}\text{-TR}_{14}$ en signaux rectangulaires qui sont différenciés par la faible capacité (12 pF) de liaison à la base de temps et transformés en impulsions très fines particulièrement propres au déclenchement de la base de temps.

En l'absence de signal sur la voie Y il n'y a pas de signaux de déclenchement donc pas de balayage. Il est possible d'obtenir un

balayage dans ce cas en transformant, en position AT, l'amplificateur différentiel en oscillateur synchronisable qui délivre un signal permanent sur le trigger de Schmitt. Le balayage est alors déclenché continuellement et appelé improprement « relaxé » par analogie avec les anciennes bases de temps à thyatron.

Le schéma de la base de temps est donné par la figure 7.

Les différents circuits sont isolés les uns des autres par des étages tampons qui achèvent éventuellement la mise en forme des signaux (TR_{17} , TR_{18} , TR_{20} , TR_{24}). Cette disposition laisse penser que les résultats seront intéressants.

Les impulsions de déclenchement issues du trigger de Schmitt commandent l'état de la bascule $\text{TR}_{15}\text{-TR}_{16}$. Les créneaux délivrés par la bascule servent à allumer le spot. Après passage à travers l'étage émettodyne TR_{17} , ils sont disponibles au point AS puis différenciés par la faible capacité (47 pF) de C_{32} (Fig. 5). Ils commandent une autre bascule TR_{28} TR_{29} dont l'état détermine le potentiel de cathode du tube cathodique de manière à provoquer ou supprimer le faisceau électronique qui donne le spot.

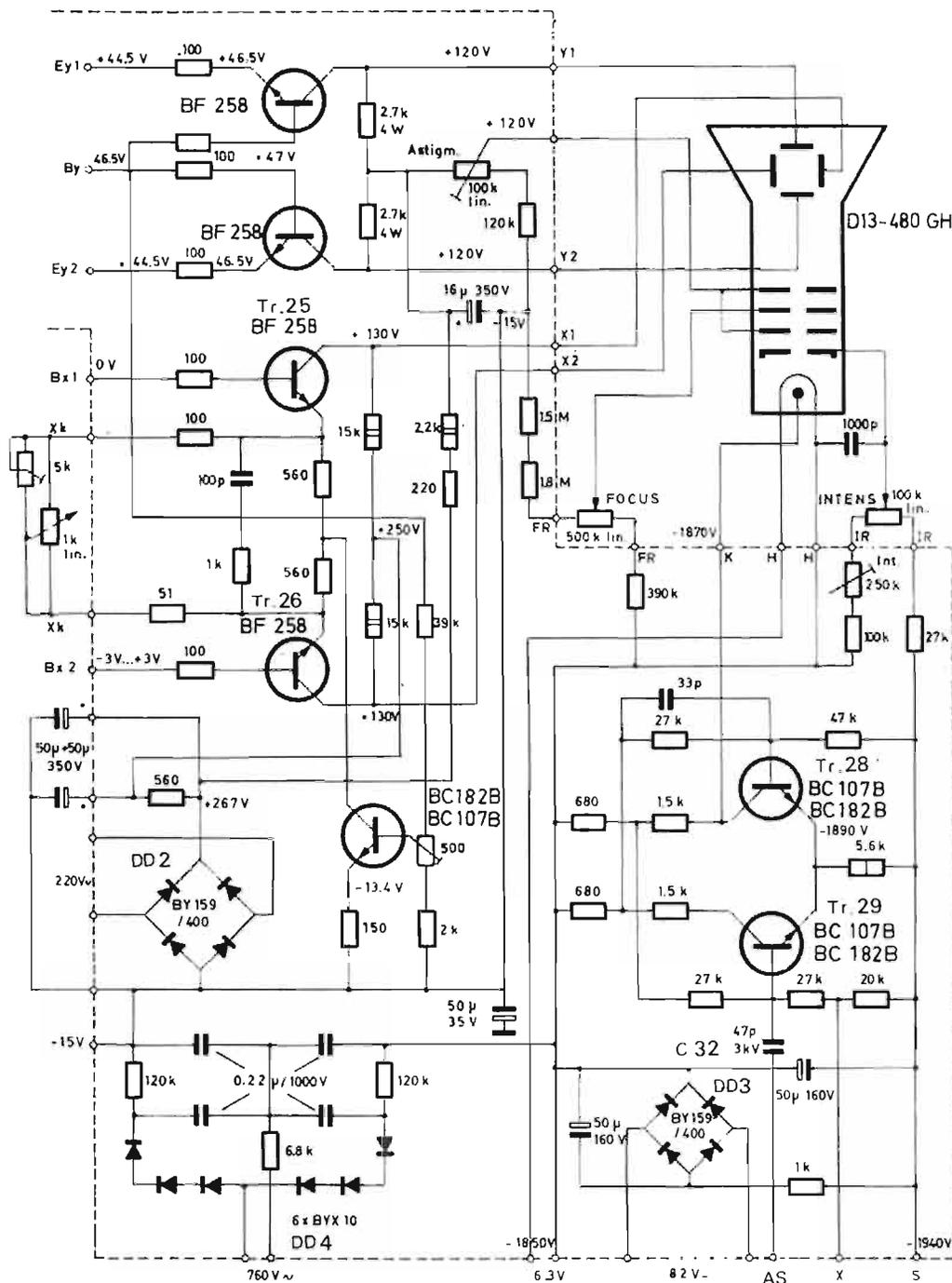


Fig. 5

Les créneaux de la bascule TR₁₅-TR₁₆ commandent également le circuit de charge à courant constant du condensateur sélectionné pour obtenir une vitesse déterminée.

La dent de scie est recueillie par un transistor à effet de champ TR₂₂ dont la très haute impédance d'entrée réduit au minimum les défauts de non linéarité de la dent de scie inégalement provoqués par une charge branchée aux bornes du condensateur.

La dent de scie est ensuite appliquée via TR₂₄ à l'entrée de la bascule TR₁₅-TR₁₇, qui est ainsi bloquée et ne peut pas changer d'état pendant le balayage. Les

impulsions de synchronisation parvenant à la bascule pendant ce temps n'ont aucune influence. Dès que le balayage est terminé la bascule peut à nouveau être commandée et la première impulsion de synchronisation qui se présente provoque le déclenchement d'une nouvelle dent de scie.

Le transistor émettodyne TR₂₀ isole la base de temps de l'amplificateur déphaseur horizontal (TR₂₅-TR₂₆ de la Fig. 5).

Les multiples tensions nécessaires aux divers circuits sont obtenues à partir d'un transformateur à cinq enroulements secondaires (Fig. 8).

L'enroulement 220 V \sim allié au redresseur DD₂ (Fig. 5) donne après filtrage les 130 V d'alimentation des étages finals X et Y.

Le secondaire 58 V \sim alimente le régulateur de tension TR₃₂-TR₃₃-TR₃₄ qui délivre -15 V et +30 V pour les préamplificateurs, les circuits de synchronisation et la base de temps.

Le circuit d'allumage du spot est alimenté sous 90 V obtenus à l'aide de l'enroulement 82 V et le redresseur DD₃.

Le filament du tube cathodique est alimenté sous 6,3 V \sim et porté à -1850 V pour éviter tout amorçage avec la cathode.

La haute tension d'accélération du tube cathodique est au total de 1970 V dont 1850 obtenus par doublage de la tension de 760 V \sim que délivre le dernier enroulement du transformateur d'alimentation.

L'intensité lumineuse dépend de la tension du Wehnelt réglée à l'aide du potentiomètre Intens (Fig. 5). La résistance ajustable de 250 k Ω montée en série avec le potentiomètre permet de fixer la luminosité maximale permise avec le potentiomètre. Ce montage assure une protection de l'écran contre les brûlures d'un faisceau électronique trop violent.

TECHNOLOGIE

Les composants sont soudés sur deux circuits imprimés simple face fixés sur un châssis très rigide (Fig. 9). Les galettes des contacteurs et les circuits imprimés sont en bakélite HF ce qui est acceptable à 10 MHz.

Les contacteurs de sensibilité Y et de vitesse sont sans butée ce qui est agréable à l'usage.

Les résistances, à couche ou bobinées, ont une précision de 5% ou mieux.

Le transformateur d'alimentation est bien dimensionné.

Pour passer de 110 à 220 V il faut dessouder les fils du secteur arrivant au transformateur. Il est plus pratique d'utiliser un auto-transformateur léger puisque la puissance consommée est d'une trentaine de watts, lorsque la tension du réseau change souvent, pour le dépannage volant par exemple.

Il n'y a aucun problème de chauffage car, outre la faible consommation, le boîtier est très aéré et surtout vaste; vaste... Comme le montre la photographie 9 le volume libre est considérable. L'oscilloscope HM312 aurait pu être un appareil compact et plus maniable. C'est un instrument peut-être un peu volumineux mais avec l'avantage d'une parfaite accessibilité. Tous les circuits sont directement à portée des sondes ou du fer à souder ce qui est très pratique pour les réglages ou le dépannage (et pour les bancs d'essai!).

La surface de l'écran de 8 x 10 cm permet une observation aisée. Il n'y a pas de filtre vert ce qui permet au réticule rouge d'être visible sur le fond blanc de l'écran. Le réticule n'est pas éclairé et n'apparaît pas sur les photographies des signaux sauf si une petite ampoule est placée au bord de la plaquette de plexiglas réticulé (Fig. 10). La parallaxe n'est pas négligeable car le verre de l'écran est épais et il faut se placer bien en face de l'écran pour obtenir les précisions annoncées. La trace est fine et lumineuse, au point que le souffle propre de l'oscilloscope est visible après ajustage précis de la concentration, même en expansion,

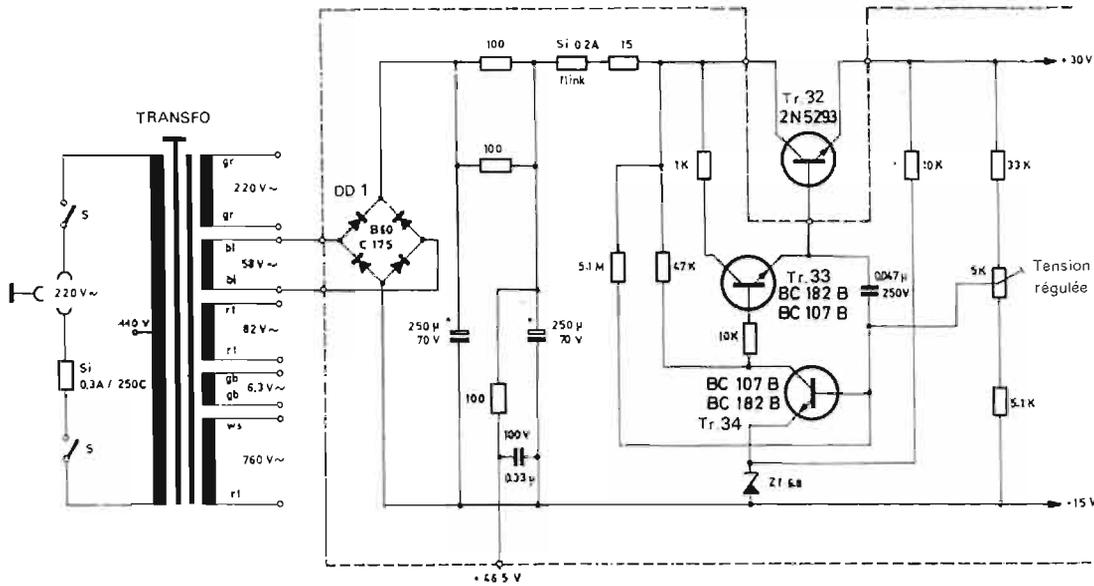


Fig. 8

Avant les essais l'oscilloscope a été étalonné selon les indications du manuel d'entretien. Les essais ont été effectués à une température de 22 °C, après une période de chauffe de 30 minutes.

VOIE VERTICALE

La bande passante verticale a été relevée pour la position 50 mV/cm du sélecteur de sensibilité verticale d'abord avec le gain normal, puis avec le gain multiplié par 10 (5 mV/cm).

Les courbes correspondantes sont données par la figure 11. Les résultats sont nettement meilleurs que ceux communiqués puisque la bande passante à 50 mV/cm atteint 14 MHz pour 10 MHz annoncés, avec un temps de montée de 27 ns environ pour 30 ns annoncées. Au maximum de sensibilité la bande passante est de 12 MHz pour 8 MHz annoncés et le temps de montée approximatif de 33 ns.

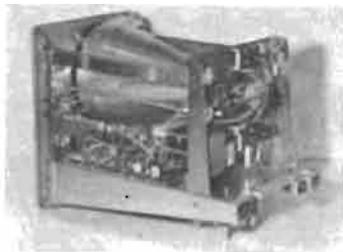


Fig. 9

traduit par une compression ou une expansion de l'image selon sa position verticale sur l'écran. Par exemple il y a compression si un signal d'amplitude 2 cm au centre de l'écran ne mesure plus que 1,8 cm si on le place en haut de l'écran.

La forme du signal observé doit être aussi proche de la réalité

que possible. Toutes les composantes du signal doivent être amplifiées. La bande passante de l'oscilloscope doit être en rapport avec le spectre du signal. Les possibilités de l'oscilloscope sont donc liées à sa bande passante verticale, et à deux autres caractéristiques étroitement en rapport avec elle : le temps de montée et le développement.

Le spot se déplace également horizontalement. Les graduations du réticule sont espacées de manière égale de 1 cm. Le déplacement du spot doit donc être à vitesse constante. Pour cela la linéarité doit être parfaite à tous les niveaux : dent de scie, amplificateur horizontal, tube cathodique.

Enfin nous avons testé les circuits de synchronisation dont dépend la stabilité de l'image et la facilité d'emploi de l'appareil.

Le matériel suivant a été mis en œuvre : générateur à niveau constant Tektronix 191, générateur de signaux carrés Tektronix 104A, générateur BF Heathkit IG18, fréquencemètre numérique Ferisoi HB200, multimètre numérique DigimétriX, alimentations haute et basse tension, sondes, charges, etc.

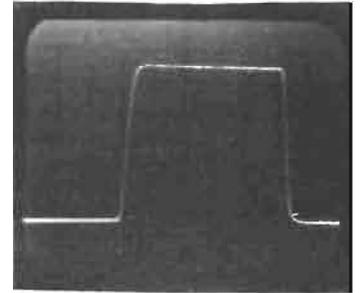


Fig. 12

La photographie 12 représente un signal de 12 ns de temps de montée à la vitesse maximale de balayage soit 100 ns/cm. Nous voyons que le front est raide et donc la mesure délicate. Il faut tenir compte des erreurs de linéarité horizontale sur la quatrième division et de la parallaxe pour avancer après calcul un temps de montée de 27 ns environ. Aucun dépassement n'est visible sur cette photographie.

La précision de la déviation verticale a été mesurée avec le banc d'essai de la figure 13. Dans tous les cas la précision a été supérieure aux erreurs de lecture. Ces dernières qui dépendent de l'opérateur déterminent en pratique toute la précision de l'oscilloscope. Le chiffre de 5 % annoncé par le constructeur est raisonnable.

Les défauts de compression et d'expansion sont si faibles qu'ils n'apparaissent pas sur l'écran dans l'aire 10 x 8 cm (nous supposons, à priori, qu'ils existent !)

DEVIATION HORIZONTALE

Ici encore les erreurs de lecture dominant dans le résultat final.

Une précision de 5 % est atteinte sans acrobatie pour la lecture.

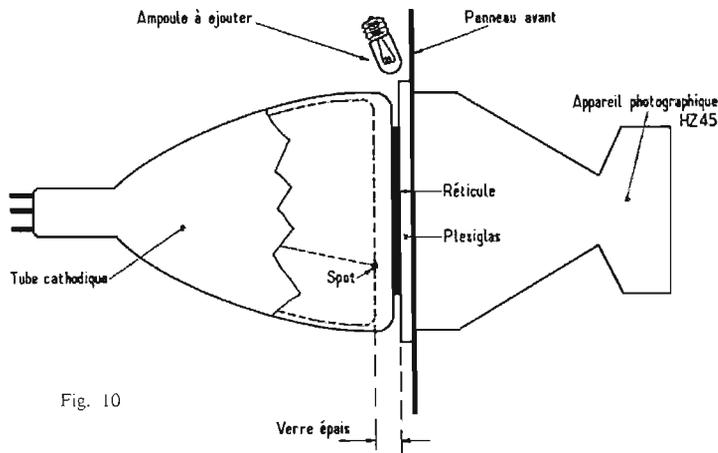


Fig. 10

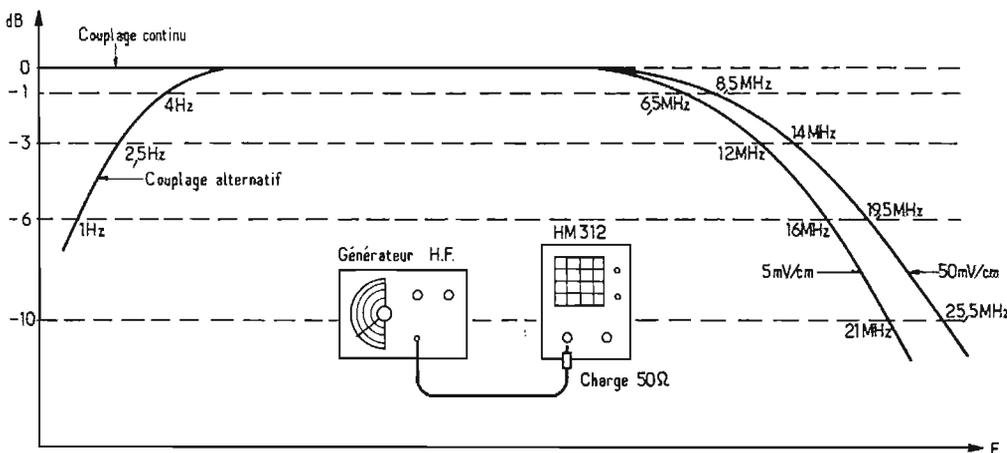


Fig. 11

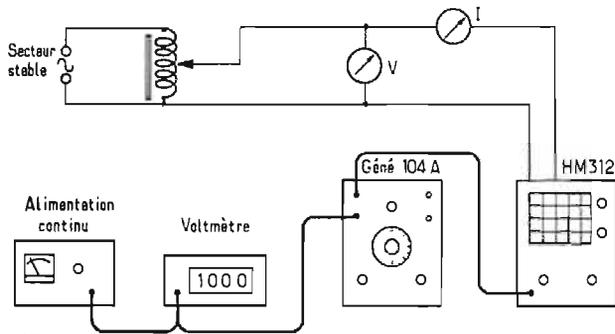


Fig. 13

La part des erreurs de non-linéarité a été délicate à extraire, car celle-là est très faible. En comparant les fréquences F_1 , F_2 et F_3 de signaux sinusoïdaux inscrivant un cycle complet dans la 2^e (F_1), la 5^e (F_2), et la 9^e (F_3) division et en prenant F_2 comme référence nous n'avons pas trouvé d'erreur supérieure à 2 %, même avec expansion et décadrement simultanés ! Ce résultat obtenu au maximum des possibilités de l'oscilloscope HM312 paraît spectaculaire comparé à celui obtenu sur

Ces résultats sont comparables aux performances communiquées par Hameg qui annonce en synchronisation interne une déviation minimale de 0,5 division entre 1 Hz et 10 MHz. Nous avons trouvé 1 division à 10 MHz, car nous sommes sévère, voulant donner aux mots « stable et durable » tout leur sens.

Tous les oscilloscopes modernes de la classe 10 MHz peuvent donner une image stable d'une sinusoïde à 10 MHz. La diffé-

Fréquence	Synchro extérieure en mV efficaces	Synchro intérieure en div. crête/crête	Mode
100 Hz		0,1	déclenché
1 kHz	4	0,1	déclenché
1 MHz	4	0,5	ou
10 MHz	150	1	relaxé
15 MHz		2	déclenché
20 MHz		4	déclenché

Une telle facilité de synchronisation n'est pas une nouveauté, mais se rencontre surtout sur des oscilloscopes beaucoup plus élaborés et coûteux.

L'utilisation d'un oscilloscope de cette catégorie en fonctionnement X et Y n'est pas courante et nous avons effectué ce test à titre indicatif.

GEOMETRIE

La figure 15-A représente un signal rectangulaire parfaitement reproduit sur l'écran d'un oscilloscope. Le même signal reproduit avec un oscilloscope présentant des défauts de géométrie à la périphérie de la surface d'observation prend l'aspect de la figure 15-B (déformation en coussin) ou 15-C (déformation en tonneau). D'habitude nous nous contentons de vérifier que la déformation n'affecte pas la précision de mesures comparatives entre deux points d'une courbe et de mentionner simplement que les erreurs de géométrie peuvent être négligées. Mais nous devons signaler qu'avec l'oscilloscope HM312 les défauts de géométrie proprement dit ne provoquent pas d'écart supérieur à 0,5 mm lorsque le spot est à l'intérieur de la surface réticulée ce qui est excellent. Et encore, à ce niveau la mesure effectuée avec des moyens simples est discutable !

FUNCTIONNEMENT EN X ET Y

L'appareil n'a manifestement pas été conçu pour fonctionner en X et Y, c'est-à-dire pour recevoir sur la voie horizontale un signal autre que la dent de scie. En effet, si une prise d'entrée horizontale est prévue il n'y a aucun atténuateur et le déphasage entre

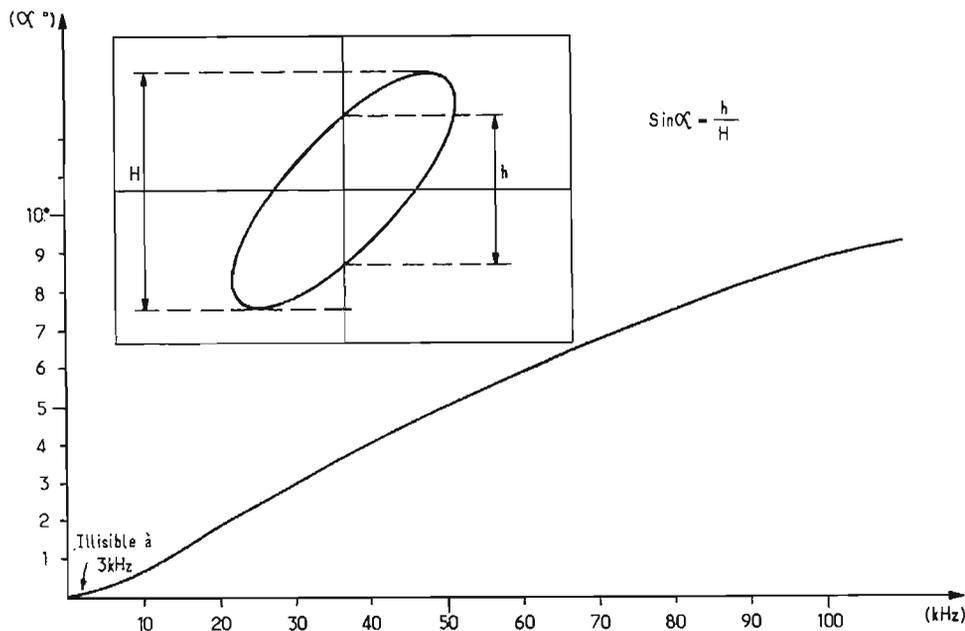


Fig. 14

d'autres oscilloscopes 10 MHz. Mais il faut noter que l'expansion est de trois et amène la vitesse à 100 ns/cm alors que sur les autres appareils la vitesse maximale atteint 40 à 50 ns/cm pour une expansion de cinq en général. Dans ces conditions les défauts de non-linéarité sont évidemment plus prononcés, car la dispersion des caractéristiques des transistors se fait sentir.

LA SYNCHRONISATION

Le tableau ci-dessous donne en fonction de la fréquence l'amplitude minimale d'un signal sinusoïdal pour obtenir un verrouillage stable et durable :

rence provient de la facilité avec laquelle le verrouillage est obtenu.

Sur ce point l'oscilloscope HM312 est l'un des meilleurs. La seule commande à régler pour avoir une trace stable est le bouton de seuil (marqué Niveau). Le réglage est souple, peu pointu, immédiat, sur tous les signaux sinusoïdaux, carrés, vidéo, etc. En position « relaxé » (bouton sur AT) il n'y a même plus de réglage : la synchronisation s'établit automatiquement.

Le bouton « stabilité » habituel a disparu pour laisser place à un potentiomètre ajustable qu'il n'est pas besoin de retoucher après la mise au point initiale de l'appareil.

les voies X et Y augmente assez rapidement avec la fréquence (Fig. 14). Il reste cependant inférieur à 2° pour les fréquences inférieures à 20 kHz.

INFLUENCE DU SECTEUR

Comme le montre le synoptique de la figure 2 une partie seulement des circuits de l'oscilloscope Hameg est alimentée sous des tensions stabilisées. Cette solution a été adoptée pour des raisons évidentes d'économie par de nombreux constructeurs avec plus ou moins de bonheur.

L'oscilloscope HM312 est relativement sensible aux variations de la tension du réseau.

Le tableau suivant a été établi en comparant les amplitudes d'un signal carré stable de 1 V c.c., fréquence 1 kHz, pour diverses tensions alternatives d'alimentation de l'oscilloscope.

Secteur 220 V ~ %	Amplitude verticale %	Amplitude horizontale %
+ 20	- 12	- 13
+ 10	- 8	- 9,5
+ 5	- 2,5	- 3
220 V ± 0	± 0	± 0
- 5	+ 4	+ 6
- 10	+ 10	+ 12,5
- 20	+ 17,5	+ 18

HAMEG

Oscilloscope

HM 312/4

transistorisé



AMPLIFICATEUR Y :

- Bande passante de 0 à 10 MHz - 3dB
- Sensibilité : 5 mV jusqu'à 30 V cc/cm
- Entrée à 2 transistors FET
- Temps de montée : environ 30 ns

BASE DE TEMPS :

- Générateur déclenché, vitesse de balayage : 0,3 μ s jusqu'à 0,1 sec/cm
- Etalement jusqu'à 3 x diamètre écran
- Niveau de déclenchement réglable

- 34 transistors, 1 C.I. et 14 diodes
- Ecran plat 8 x 10 cm
- Tension d'anode : 2 KV.

PRIX : 2.116 F (T.T.C.)

Documentation relative à nos différents modèles sur simple demande

HAMEG-FRANCE

30, rue Notre-Dame des Victoires
75- PARIS (2^e) Tél : 236.12.75

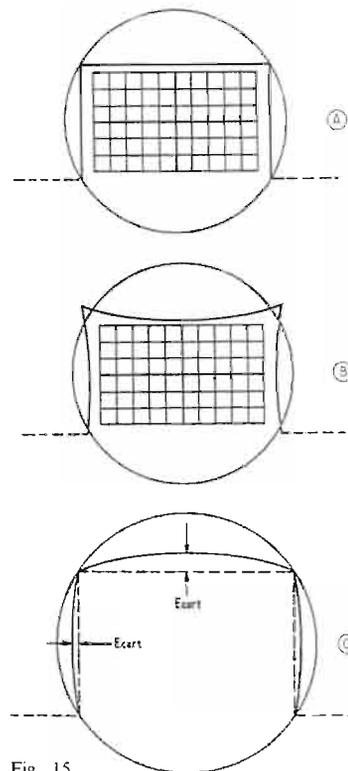


Fig. 15

A une variation de $\pm 5\%$ du secteur correspond une variation moyenne de $\pm 5\%$ des amplitudes X et Y ainsi qu'une translation générale et, pour des écarts plus importants du secteur, un changement de luminosité. Pour ces derniers écarts le fonctionnement reste le même, mais la précision est altérée.

Sur le plan électronique c'est le point faible de l'oscilloscope Hameg.

Mais tout est relatif : au laboratoire les appareils de mesures sont souvent alimentés à l'aide d'un régulateur de tension à sinusoïde reformée et le problème ne se pose plus. Par ailleurs, le secteur est aujourd'hui en général assez stable pour que les variations ne gênent pas les opérations courantes de dépannage et de maintenance.

La puissance consommée sous 220 V a été mesurée de 30 W.

REMARQUES

La base de temps couvre de 0,3 μ s/cm à 30 ms/cm en 11 positions avec progression 1-3-10. Cette progression n'est pas courante et les mesures de temps

exigent un petit calcul mental des opérateurs habitués à la progression classique 1-2-5-10.

L'expansion horizontale de trois, calibrée, est heureusement en rapport avec la progression.

L'énerverment au début de l'utilisation devrait disparaître avec l'habitude.

L'oscilloscope HM312 peut être livré équipé d'un tube rémanent. Un tel tube est, en général, utilisé pour la visualisation de phénomènes lents pour lesquels des vitesses de balayage lentes sont nécessaires.

Les vitesses de la base de temps conviennent aux examens des signaux BF ou HF, mais non pour les phénomènes plus lents. Pour ces applications particulières il faut brancher une capacité extérieure à l'oscilloscope ce qui n'est évidemment pas pratique.

La boîte de condensateurs Hameg HZ29 permet de ralentir la vitesse jusqu'à 1 s/cm.

CONCLUSION

Parmi les nombreux appareils que nous essayons nous devons établir une sélection pour être présentée dans cette rubrique. Nous retenons de préférence les appareils qui se distinguent par leur originalité ou leur qualité. Pourquoi consacrer cinq ou dix pages à un engin sans intérêt ? Car, nous le rappelons ces lignes n'ont aucun caractère publicitaire.

L'oscilloscope décrit ce mois-ci est l'un de ceux qui nous a le plus enthousiasmé ! Les oscilloscopes 10 MHz sont nombreux et beaucoup sont réellement des appareils de qualité. Le choix est difficile. L'appareil Hameg est manifestement parmi les meilleurs pour le rapport qualité/prix.

François ARNAUD.

BIBLIOGRAPHIE

Haut-Parleur, n° 1 103, sept. 66 : Comment choisir un oscilloscope.

Haut-Parleur, n° 1 104, oct. 66 : Réalisation d'un oscilloscope à transistors.

Haut-Parleur, n° 1 247, fév. 70 : Sondes pour oscilloscope.

Haut-Parleur, n° 1 322, sept. 71 : Commutateur électronique pour oscilloscope.

Radio-plans, n° 286, sept. 71 et suivants : Mesures en BF.

OUI	NON
Sensibilité	Progression temps 1-3-10
Bande passante	Parallaxe
Synchronisation	Volumineux
CATEGORIE DE PRIX 1 700 F HT	
Autres oscilloscopes 10 MHz monocourbe :	
CENTRAD 170A10	
HEATHKIT IO103	
TELEQUIPEMENT S54	
UNITRON B76, etc, etc.	

L'AUTOMATION TOTALE EN PHOTOGRAPHIE NOUVEAUX TYPES DE PROJECTEURS

LES dispositifs de **contrôle automatique** des caméras sont de plus en plus utilisés, et leur emploi n'est plus réservé aux appareils de très grand prix, pas plus que l'adaptation des **obturateurs électroniques**. Le succès de ces systèmes de contrôle est dû évidemment à la simplification des manœuvres, à la tendance générale de la technique et de l'industrie.

Il y a des modèles plus ou moins simplifiés et relativement de prix réduits et des dispositifs perfectionnés et de haute qualité, mais plus coûteux. La qualité des résultats obtenus atteint toujours un niveau moyen admissible, même sur les dispositifs simplifiés ; mais, lorsqu'il s'agit d'effectuer des prises de vues délicates, dans des conditions d'éclairage particulières, seuls les modèles un peu plus complexes et perfectionnés permettent d'obtenir des résultats sûrs et efficaces dans tous les cas.

Le **contrôle automatique de l'exposition** n'est donc pas une panacée et son fonctionnement n'est pas toujours compris avec assez de précisions par les opérateurs.

Les dispositifs et les modèles peuvent être assez différents ; on ne se rend pas toujours compte de ces différences par un simple examen extérieur du boîtier, ou même en faisant fonctionner la caméra considérée. Seules les précisions fournies par les notices ou les schémas des fabricants, à défaut d'un démontage délicat et qui n'est, d'ailleurs, pas recommandable, peuvent fournir des indications utiles.

L'ÉVOLUTION DU CONTRÔLE AUTOMATIQUE

La réalisation des systèmes de contrôle automatique est beaucoup plus ancienne qu'on ne le croit généralement ; les amateurs de la première heure se rappellent, sans doute, les appareils **Graflex Kodak** pourvus d'objectifs dits à ce moment automatiques ; les dispositifs

utilisés déterminaient automatiquement la fermeture du diaphragme à iriser à une ouverture déterminée à l'avance, ou à une demi-ouverture lorsqu'on appuyait sur le déclencheur, tandis que le miroir de réflexion effectuait sa rotation et que le rideau d'obturation se déplaçait latéralement. Mais, ces appareils étaient lourds et encombrants ; ils étaient employés à ce moment avec des flashes à poudre de magnésium forme bâton également lourds et encombrants, et même dangereux.

1939 et 1945 ; son principe était exactement le même que celui des appareils actuels, bien que les réalisations soient très différentes.

C'est, désormais, la caméra à film de 35 mm en 24 x 36 mm réflex à un seul objectif, avec obturateur focal à rideau, le plus souvent, et objectifs interchangeables, ou en tout cas, à télémètre, qui constitue l'appareil préféré de l'amateur moyen ou averti, tandis que les demi-formats 18 x 24 mm ou miniatures, sont utilisés avec des

automatique, à condition, bien entendu, d'être effectué par un opérateur habile.

Le principe fondamental est parfois le même mais l'exécution technique peut être assez différente d'une caméra à une autre. La cellule photo-électrique contrôle généralement la lumière qui a traversé l'objectif ; suivant l'intensité de cette lumière, le courant produit par la cellule actionne un dispositif électrique de mesure déterminant le déplacement d'une aiguille vers la droite ou vers la gauche.

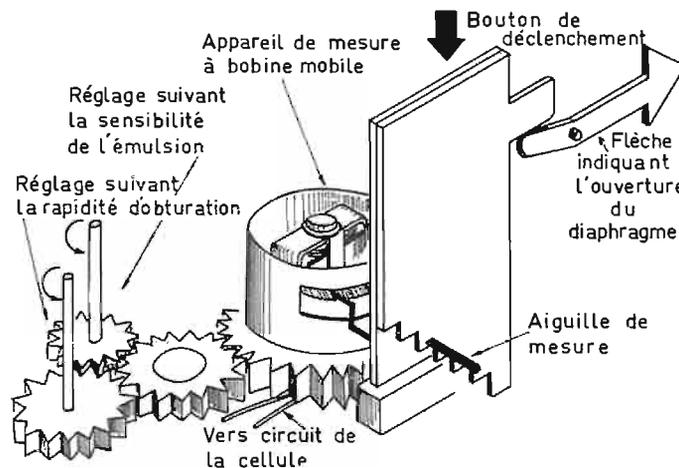


Fig. 1. — Disposition d'un système de contrôle à détection d'aiguille.

L'avènement des lampes-éclairs à allumage électrique ou mécanique, et des flashes électroniques, et la synchronisation électrique automatique a permis de réaliser des caméras souvent réduites, sinon miniatures.

Il y a, d'ailleurs, eu également par la suite d'autres dispositifs précurseurs des modèles actuels ; ainsi, le **Super-Kodak Six 20**, qui déjà comportait une cellule photo-électrique au sélénium déterminant l'ouverture convenable de l'objectif suivant l'éclairage du sujet. Mais, c'était un appareil très coûteux, destiné plutôt à des spécialistes, en particulier, pour des usages médicaux, et sa fabrication a été abandonnée après la guerre de

caméras ultraréduites. Les appareils à chargeurs **Instamatic**, ou du nouveau format que l'on nous annonce désormais, constituent essentiellement des modèles d'usage de plus en plus facile, de plus en plus rapide, et souvent de prix de plus en plus réduit, destinés à élargir constamment le grand public des amateurs photographes.

La plupart des caméras, même simplifiées, permettent ainsi le contrôle automatique de l'exposition. Mais, les amateurs les plus avertis et les plus exigeants désirent avoir un dispositif **débrayable**, car il existe encore des cas difficiles pour lesquels le réglage manuel offre encore des possibilités toujours plus grandes que celles du dispositif

LE SEMI-AUTOMATISME ET L'AUTOMATISME TOTAL

Ce principe est, d'ailleurs, le même, qu'il s'agisse de toutes les caméras comportant un posemètre à aiguille, c'est-à-dire des systèmes des appareils mono-objectifs avec posemètre à aiguille incorporé, désormais assez rares et non automatiques, des dispositifs semi-automatiques, dits T.T.L., dans lesquels c'est la lumière traversant directement l'objectif qui agit sur la cellule de contrôle automatique et forme, en même temps, l'image sur le film et des caméras à **détection de la position de l'aiguille**.

L'amateur observe encore souvent l'aiguille de l'appareil de mesure dans son viseur, et il agit sur la bague de réglage du diaphragme de l'objectif, jusqu'au moment où la position d'un index de repère coïncide avec celle de l'aiguille du galvanomètre. Ce système est évidemment précis et souple à la fois, puisque l'opérateur conserve une certaine liberté de réglage pour améliorer encore les indications données par le système semi-automatique.

Dans les appareils **complètement automatiques**, au contraire, l'ouverture du diaphragme est commandée **directement** par la cellule, ce qui évite toute initiative de l'opérateur, et rend l'opération encore plus rapide, mais, par contre, toute compensation éventuelle est impossible.

Les différences de réalisation peuvent être de caractère mécanique. Lorsque nous appuyons sur le bouton ou la gâchette de déclenchement, un système de liaison mécanique peut bloquer l'aiguille et la maintenir en place. Ainsi, lorsque nous pressons de nouveau le système de déclenchement, un autre élément se déplace, jusqu'à ce qu'il soit encore de nouveau arrêté par l'aiguille. La distance de déplacement est très critique ; son importance détermine le moment où le diaphragme doit être fermé et, par suite, termine l'exposition.

La prise de vues, ou avant que la lecture de la position de l'aiguille détermine une opération quelconque. Ce système à contrôle direct de l'aiguille permet d'effectuer cette coupure et cet arrêt par son principe même.

Le second avantage du procédé consiste dans le fait qu'il emploie des éléments intégrés dans la caméra, et l'aiguille même de l'appareil de mesure d'exposition.

Le troisième avantage est lié au second. L'appareil de mesure est disposé de telle sorte qu'il contrôle automatiquement et directement

la guille et assurer l'entraînement du système prévu, en l'arrêtant à la position de cette aiguille.

Cela implique, toutes choses restant égales, un déclenchement plus difficile de l'obturateur, et un plus grand effort pour déclencher la caméra. Il en résulte aussi un retard variable de déclenchement dépendant de la position de l'aiguille et, dans les meilleures conditions, une durée de déclenchement plus longue que dans les caméras ordinaires. Ce retard variable peut même dépasser la durée de la prise de vues elle-même.

sitif qui n'agit plus à travers l'objectif, mais fonctionne avec une cellule photo-électrique extérieure.

L'opérateur peut, d'abord, déterminer l'ouverture nécessaire pour la prise de vues avec l'objectif de la caméra ; il doit ensuite reporter cette lecture sur l'échelle d'ouverture du Télé-Sensor manuellement. Le dispositif choisit alors lui-même et directement l'exposition convenable sur une échelle continue de 1/1000 de seconde à 15 secondes.

Le système employé dans la caméra Canon F-1 Servo E E Finder est entièrement différent. C'est un dispositif à obturateur rapide, avec un circuit en pont contrôlant un servomoteur qui assure le contrôle automatique. Le servomoteur est actionné par les signaux provenant du pont contenant la cellule photo-électrique, et il actionne le levier automatique d'ouverture à la position correcte (fig. 2).

On obtient également un signal dans le viseur indiquant à l'opérateur quelle est l'ouverture du diaphragme utilisé ; le système exige l'emploi d'une batterie extérieure alimentant le servomoteur.

Le schéma de ce dispositif est représenté sur la figure 2. On voit le pont comportant dans ses branches la cellule photo-électrique au sulfure de cadmium et trois résistances, dont deux réglables correspondant à la rapidité de l'obturateur et à la sensibilité du film utilisé. Le diaphragme à ouverture variable est relié mécaniquement à un curseur qui se déplace sur des résistances du pont.

Le contrôle de l'obturateur par un système extérieur, et non par servomoteur, est adaptable à la prise de vues courante. Il est, à la fois, de dimensions réduites, robuste, et coûteux, et permet d'utiliser la caméra pour l'enregistrement commandé à distance.

Les différents dispositifs proposés évitent les inconvénients des systèmes à détection de la position de l'aiguille de contrôle et assurent la sûreté et la précision. Ils constituent des dispositifs de contrôle automatique de l'exposition qui équiperont les caméras de l'avenir.

Certaines caméras à chargeurs 126 présentent des caractéristiques automatiques originales. Ces caméras détectent, en effet, automatiquement la rapidité du film utilisé d'après la position d'une encoche codée placée, on le sait, sur le chargeur, et disposent le mécanisme en conséquence. Elles assurent automatiquement l'avancement du film et le changement du flash cube ou Magicube, dont le déclenchement est assuré par un mécanisme de percussion, sans avoir recours à une mise à feu électrique.

En se basant sur la lecture du signal fourni par la cellule photo-électrique, la caméra détermine

LE SYSTEME DE CONTROLE A DETECTION DE LA POSITION DE L'AIGUILLE

Le fonctionnement d'un système de contrôle de l'obturateur par détection de la position de l'aiguille mesure peut être compris facilement en examinant le schéma de la figure 1.

Lorsqu'on appuie sur le bouton du déclencheur, on déplace vers le bas une pièce minuscule qui comporte à la partie inférieure des encoches disposées sur une ligne oblique. L'aiguille vient s'appliquer sur une de ces encoches lorsque la pièce s'abaisse, ce qui fixe ainsi la position de la pièce suivant la déviation de l'aiguille. Cette position varie également suivant la sensibilité de l'émulsion utilisée et la vitesse d'obturation choisie ; on voit, à gauche, de petits engrenages dont la position varie suivant ces caractéristiques, ce qui a une action sur la position de l'aiguille.

Finalement, on obtient ainsi directement l'ouverture utile du diaphragme qui est indiquée, en même temps, par la position d'une flèche mobile visible dans le viseur de l'appareil.

Ce système est employé dans un grand nombre de caméras récentes à contrôle d'exposition, et dans tous les appareils habituels à obturateurs à rideaux et à objectifs interchangeables avec contrôle à travers l'objectif.

Ce système de contrôle à aiguille bloquée présente plusieurs avantages importants. Le premier consiste dans l'arrêt de la lecture au moment où l'on commence la prise de vues. Sur d'autres caméras, cette particularité peut constituer un inconvénient ; dans les systèmes mono-objectifs réflex, dans lesquels la lecture s'effectue à travers l'objectif, cela constitue une nécessité.

Quand l'appareil passe de la position de visée à la position de prise de vues, la disposition des éléments est complètement modifiée à l'avant et à l'arrière par la variation de position, en particulier, du miroir réflex. Le contrôle de la position de l'aiguille doit ainsi être terminé avant le commencement de

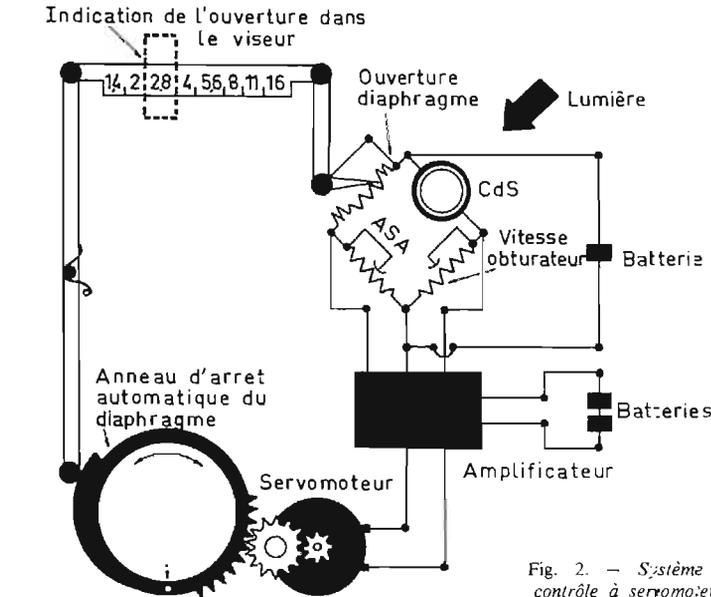


Fig. 2. — Système de contrôle à servomoteur.

l'ouverture de l'objectif ; il donne aussi des renseignements détaillés sur les conditions de la prise de vues, et il offre des détails intéressants pour le photographe averti ; il le renseigne, en effet, en particulier sur la profondeur de champ utilisable, et qui dépend de l'ouverture de l'objectif.

Le quatrième est, sans doute, le plus important avantage de ce procédé qui consiste dans la qualité même de son fonctionnement.

Il y a cependant deux inconvénients importants. Le premier réside dans le fait que le montage est délicat et comporte un élément sensible avec un appareil de mesure à bobine mobile, et un système de liaison mécanique complexe. Il est bien difficile d'envisager la réparation d'un dispositif de ce genre par un ouvrier non spécialisé, et l'appareil de mesure constitue un élément très vulnérable.

Le second inconvénient réside dans l'effet du système sur le déclenchement de l'obturateur. En dehors du déclenchement du miroir, du diaphragme de l'objectif, et de l'obturateur, comme c'est le cas pour les caméras ordinaires mono-objectifs réflex, le déclenchement de l'obturateur doit aussi assurer l'ajustement à la position de l'ai-

L'EMPLOI DE L'OBTURATEUR ELECTRONIQUE

Il y a cependant deux variantes de ce système automatique à détection de la position de l'aiguille de contrôle pour les mono-objectifs, et leur réalisation dépend des accessoires utilisés.

Le premier procédé est basé sur l'emploi d'un obturateur électronique. Déjà, dans l'appareil Zeiss-Contarex SE (Super-Electronic), le contrôle de l'exposition était entièrement automatique et agissait directement sur l'obturateur électronique ; les indications données dans le viseur n'étaient fournies qu'à titre accessoire, puisque l'opérateur n'avait pas à intervenir.

Les modèles les plus récents tel que le Pentax Electro Spotmatic, dont on annonce l'apparition commerciale pour 1973, comportent un obturateur électronique avec un contrôle d'exposition entièrement automatique.

Sur la caméra Zeiss, déjà, un dispositif accessoire appelé Télé-Sensor transforme la caméra comportant un système semi-automatique agissant à travers l'objectif en un système entièrement automatique, mais avec un dispo-

elle-même l'ouverture convenable du diaphragme et la vitesse d'obturation, et, s'il n'y a pas assez de lumière naturelle pour effectuer convenablement la prise de vues, le flash est connecté automatiquement.

L'exposition au flash, en outre, est réglée également automatiquement, en se basant sur la distance de mise au point de l'objectif. Ces caméras n'ont plus besoin, sans doute, que d'une stabilisation gyroscopique et d'une mise au point automatique, mais elles comportent déjà une mise au point télémétrique (fig. 3).

L'EXPOSITION PROGRAMMÉE

La prochaine catégorie de systèmes d'automation encore plus élaborés réside dans le **contrôle d'exposition programmée** et il est utilisable dans les caméras à film de 35 mm. Le programme assure le contrôle de la vitesse d'exposition en déterminant ce qu'on appelle l'**indice de lumination** ou **EV** qui dépend de la rapidité de l'obturateur et de l'ouverture de l'objectif, comme on le voit sur le tableau 1 ci-contre ; il faut ainsi varier, **en même temps, l'ouverture et la rapidité d'obturation.**

Le programme est indiqué par des signaux de repère lumineux que l'on peut apercevoir dans le viseur, et il est simplement déterminé en pressant le bouton de déclenchement de l'obturateur à mi-course. Par exemple, un signal vert indique que la vitesse automatique choisie est de 1/30 de seconde, ou plus rapide, tandis qu'un signal jaune indique une vitesse d'obturation plus lente, pouvant nécessiter l'emploi d'un pied support. Beaucoup de caméras, même simplifiées, comportent ainsi maintenant des indications en **valeurs combinées** d'exposition, et non pas séparément en vitesse d'obturation et en ouverture du diaphragme.

Le dispositif de **contrôle automatique du flash électronique** constitue un autre perfectionnement. Lorsque le flash est en place, et l'éclairage faible nécessitant une exposition de durée supérieure à 1/40 de seconde, le flash est déclenché. Comme le déclenchement du flash est déterminé par le programmeur, l'ouverture de l'objectif est également déterminée par la distance de mise au point, c'est-à-dire l'écartement entre l'objectif et le sujet.

Quand, d'un autre côté, le niveau de l'éclairage dépasse un minimum défini par le programme, le flash, même s'il est connecté, n'est pas utilisé. Lorsque le flash n'est pas adapté, mais que le niveau d'éclairage est inférieur au minimum nécessaire prévu par le

programme, la durée d'exposition utile est contrôlée par la caméra, et indiquée dans le viseur.

LES OBJECTIFS AUTOREGLABLES

On peut se demander, d'ailleurs, pourquoi il n'existe guère d'**objectifs comportant des cellules photo-électriques intégrées** et un contrôle direct du diaphragme, constituant des systèmes d'accessoires autonomes pouvant être adaptés sur certains modèles de caméras standards simplifiés.

non électronique très variables, et l'on peut se demander quel est dans ces conditions le procédé présentant les avantages les plus nombreux. Bien entendu, il ne s'agit plus à l'heure actuelle que de systèmes **intégrés ne comportant pas d'éléments extérieurs.**

A première vue, le dispositif le plus perfectionné consiste dans l'emploi d'un obturateur électronique contrôlé par une cellule photo-électrique et une capacité. Le déclenchement de l'obturateur sur les appareils de ce genre peut

utilisées sans doute pendant bon nombre d'années.

Il n'y a pas, d'ailleurs, à considérer uniquement la disposition mécanique et électromécanique des systèmes de contrôle, mais également le **nombre et la disposition des cellules photo-électriques**, qui déterminent la précision et l'efficacité du contrôle d'éclairage du sujet. La disposition des cellules a été constamment améliorée ; nous avons déjà étudié ce problème et nous y reviendrons.

UN PROJECTEUR DIFFÉRENT DES AUTRES

Les projecteurs de diapositives et les projecteurs de cinéma « Super 8 » sont de plus en plus utilisés à des titres différents par les amateurs et pour les applications audio-visuelles, en combinaison très souvent avec des magnétophones à cassettes permettant leur sonorisation.

A l'égard de la diapositive, mais dans un domaine différent, le film Super-8 peut, en effet, être considéré actuellement comme une véritable unité modulaire pour les applications audio-visuelles. De même que la diapositive, il peut être édité au gré des besoins en autant de copies qu'on le souhaite à partir d'originaux 70 mm, 35 mm, et 16 mm. Sous la forme de bobines réalisées à partir de films inversibles, il peut être utilisé dans un grand nombre de dispositifs de projection, soit directement en bobines sur les projecteurs Super-8 habituels, soit en introduisant les bobines dans une cassette adaptée sur tous les projecteurs à cassette existant sur le marché. Dans un avenir plus ou moins lointain, la cassette de film pourra servir à reproduire des images sur l'écran du téléviseur familial, grâce à des **Ciné-lecteurs** à balayage utilisés, d'ailleurs, déjà pour l'enseignement et la publicité.

De même que les diapositives, les films Super-8 après montage permettent d'obtenir des projections de longue durée en utilisant des films minces, une bobine de 120 m de film muet permet 45 minutes de projection à 18 images/seconde.

Le film Super-8 peut, d'ailleurs, être employé en bandes courtes ; trois minutes de film Super-8 muet peuvent constituer une unité d'information et faire apparaître sur l'écran un exposé, une application quelconque, ou un reportage sonore.

Le film Super-8 peut aussi devenir un court ou un moyen métrage formé d'éléments fractionnables ; un film consacré à un sujet donné peut ainsi être présenté d'abord dans son intégralité, puis étudié module par module pour un



Fig. 3. — Caméra 24x36 mm à obturateur électronique programmé de 4 secondes à F : 2,7 à 1/700 sec à F : 13,5. Branchement automatique du flash avec exposition automatique. Télémètre. (Hi-Matic Minolta.)

Le Nikkor G N, cependant, assure le contrôle automatique de l'exposition pour les prises de vues avec flash, en se basant sur la distance de mise au point, et il existe des dispositifs accessoires de contrôle d'exposition pour les objectifs de caméras cinématographiques 16 mm.

Les **flashes électroniques à contrôle d'exposition automatique** adaptables, on le sait, sur toutes les caméras comportant un système de synchronisation X, et dans des conditions d'éclairage faible, assure efficacement le contrôle de l'exposition.

Ce dispositif nouveau est extrêmement utile, en raison des conditions d'éclairage très variables obtenues avec un flash électronique. Une différence d'écartement de quelques centimètres peut déterminer à l'insu de l'opérateur une différence très importante de l'intensité, de là l'éclairage obtenu avec un flash ; il est virtuellement impossible lorsqu'on n'emploie pas ainsi un dispositif de contrôle de ce genre, d'obtenir de bonnes images à des distances rapprochées.

QUEL EST LE MEILLEUR SYSTÈME AUTOMATIQUE ?

Les différents dispositifs de contrôle automatique de l'exposition sont ainsi, au point de vue mécanique et électromécanique, si-

être très facile et très doux, et l'on peut obtenir pour des prix raisonnables une rapidité très grande qui dépasse 1/1000 de seconde.

En raison du contrôle par cellule photo-électrique, le déclenchement est rapide, et l'on peut obtenir aussi bien une exposition très rapide que très lente. On peut utiliser le système, même pour les prises de vues de nuit, en obtenant une exposition convenable. La gamme d'exposition d'éclairage que l'on peut ainsi réaliser est énorme, et certainement plus étendue qu'en employant un système de contrôle agissant uniquement sur le diaphragme (fig. 3).

L'efficacité d'un système combiné **programmé** agissant à la fois sur le diaphragme et sur l'obturateur ne doit pas être négligée, mais, jusqu'ici, quelques amateurs exigeants et avertis préfèrent ne pas l'employer. Ils considèrent qu'il s'agit avant tout de déterminer l'ouverture de l'objectif et de décider ensuite la rapidité d'obturation car c'est, en particulier, l'ouverture du diaphragme qui détermine les conditions de netteté de profondeur de champ.

Avec un objectif à grand angle modéré et rapide, et un système télémétrique, les caméras de cette catégorie peuvent actuellement assurer toutes les tâches de la photographie, et pourront encore être

définition plus précise de la question exposée.

Les utilisations des diapositives et des films Super-8 semblent ainsi s'opposer et se compléter. La première tend à reconstruire la réalité à partir de fractions statistiques ; la seconde saisit en quelque sorte le sujet dans sa totalité, puis le soumet à l'analyse. On peut ainsi envisager aussi bien de longs métrages sonores pour une approche globale des questions projetées, le plus souvent dans leur intégralité et sans interruption, que des projections de films courts sonores ou non selon le sujet, au cours desquelles sont utilisées toutes les possibilités d'arrêt sur l'image, de marche avant ou marche arrière, qu'offrent les projecteurs.

Le film, que ce soit sous forme de diapositives ou sous forme de film linéaire Super-8, peut ainsi être comparé à des éléments modulaires associés entre eux, formant des ensembles complexes ou intégrés à d'autres systèmes. La diapositive, de son côté, est statique, et son contenu varie à l'infini, mais elle devient dynamique, si on l'associe à ses semblables par la projection en fondu enchaîné. L'association de deux diapositives permet de créer une nouvelle unité supérieure à la somme des précédentes avec une sensation de progression.

UN PROJECTEUR COMBINÉ POUR VUES FIXES ET ANIMÉES

Le film Super-8 et les diapositives présentent, comme nous venons de le voir, leurs avantages et leurs qualités propres, qui s'additionnent et se complètent. Leur utilisation exige cependant normalement l'emploi de deux projecteurs séparés et, bien entendu, deux supports d'images également distincts.

Les techniciens de la Société Philips ont eu l'idée originale de réaliser un projecteur absolument différent des autres, un appareil combiné assurant en un seul ensemble les possibilités des films de cinéma Super-8, du dessin animé, de la diapositive, de la rétroprojection, et de la bande magnétique en cassette.

Ce projecteur, destiné à la projection sur écran translucide en plein jour pour un petit groupe de 4 ou 5 personnes, utilise simplement deux cassettes standardisées, l'une contenant un film Super-8 mm et l'autre constituant une musicas-cette, avec une bande magnétique, sur laquelle sont enregistrés les sons et les « tops » de synchronisation, qui commandent le défilement des images (fig. 4).

L'originalité réside dans l'éten-due de la variation de la cadence de projection ; on peut, en effet, obtenir tous les ralentis possibles sans inconvénient, depuis la vitesse

Fig. 4. — Projecteur à film « super 8 » pour projections sonores fixes ou animées au moyen de cassettes. (Philips P.I.P.).

de défilement de 24 images/seconde, jusqu'à l'arrêt complet, c'est-à-dire la projection fixe. Sans doute, existe-t-il déjà des projecteurs Super-8 permettant l'arrêt sur l'image, mais les résultats obtenus sont généralement très imparfaits parce que les images successives d'un même film animé qui semblent d'une qualité suffisante lorsqu'on les observe à cadence rapide, avec le mouvement reconstitué présentent souvent des défauts gênants, lorsqu'on observe sous la forme d'images fixes.

Dans ce projecteur, au contraire, le système est étudié pour assurer la projection des images fixes avec des arrêts aussi longs qu'on le désire, et dans des conditions de netteté remarquables, grâce aux caractéristiques des systèmes d'éclairage et de refroidissement, et à la stabilité de mise au point.

Le son et l'image sont mécaniquement séparés, puisque la synchronisation est assurée uniquement par commande électronique, et c'est la bande magnétique qui commande, grâce à un système d'impulsions électroniques, le défilement de l'image de 0 à 24 images/seconde. Un système de commande manuelle permettant la marche arrière ou avant rapide de l'image ou du son et l'arrêt est cependant également prévu.

Ce système offre essentiellement l'avantage de l'économie. En effet, avec un projecteur de cinéma Super-8 habituel, la projection d'une scène fixe de 8 secondes nécessite 144 vues avec un projecteur classique, tandis que, bien souvent, il suffit d'une seule vue avec ce système. Ainsi, un film permettant en défilement normal d'obtenir une projection de trois minutes permet ainsi, par exemple, de réaliser un programme audio-visuel très intéressant d'une demi-heure en conservant cependant, chaque fois qu'il en est besoin, l'animation nécessaire.

Le son étant séparé de l'image, il est possible de prévoir des accompagnements sonores différents pour un même film, par exemple, un fond musical ou un commentaire, un commentaire en diverses

langues ou présentant des particularités distinctes.

Les différentes cassettes magnétiques utilisées commandent le passage de l'image ; on peut ainsi choisir de manière différente les images projetées et leur rythme de passage, et suivant le genre des spectateurs et le type de présentation, suivant qu'il s'agit de formation ou d'information, ou simplement d'une projection de loisirs, on peut mettre plus ou moins en valeur certaines images ou certaines séquences ou utiliser des modes de projection meilleurs.

Les différents programmes cinématographiques audio-visuels existant sur films 35 mm, 16 mm, 8 mm et Super-8 mm peuvent être facilement utilisés pour constituer des cassettes utilisables dans cet appareil. Le dispositif original permet ainsi, en quelque sorte, de réunir sur un seul support et le moins onéreux actuellement, et dans un seul appareil, toutes les possibilités des supports audio-visuels classiques.

COMMENT OBTENIR DES TEMPS DE POSE PROLONGÉS

Certaines caméras simplifiées ne permettent pas, en raison des caractéristiques des obturateurs dont elles sont munies, d'obtenir des temps de pose de durée supérieure à 1/25 ou 1/30 de seconde. Quand il est nécessaire d'obtenir des temps de pose plus longs, de l'ordre de 1/5 seconde, la méthode habituelle consiste à mettre le réglage de l'obturateur sur la position « B », c'est-à-dire de double déclenchement, et à le manœuvrer aussi rapidement que possible.

Un moyen préférable, plus précis mais moins connu, consiste à placer l'index de réglage de l'obturateur sur la position 1/25 seconde, et à l'actionner cinq fois de suite sans bouger l'appareil, en plaçant, bien entendu, la caméra sur un support fixe quelconque, et s'il s'agit d'un sujet lui-même fixe.

Ce principe peut évidemment être adopté pour réaliser n'importe quel temps de pose multiple de 1/25 ou 1/30 de seconde, 1/12 seconde ou 1/3 seconde par exemple.

Indice de l'ouverture	Temps de pose	Ouverture
1	4 sec	2.8
2	2 sec	2.8
3	1 sec	2.8
4	1/2	2.8
5	1/4	2.8
6	1/8	2.8
7	1/15	2.8
8	1/30	2.8
9	1/40	3.6
10	1/50	4.5
11	1/60	5.6
12	1/80	7.1
13	1/100	9
14	1/125	11
15	1/160	14
16	1/200	18
17	1/250	22

Tableau 1. — Correspondance entre le temps de pose, l'ouverture du diaphragme et l'indice de l'ouverture.

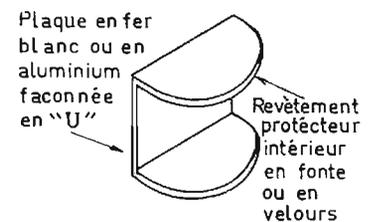


Fig. 5. — Etui protecteur pour lentilles, objectifs ou parasoleil.

COMMENT PROTÉGER DES OBJECTIFS

Les bonnettes supplémentaires utilisées sur les objectifs pour la prise de vues à distances rapprochées, ou même les objectifs additionnels interchangeables eux-mêmes sont évidemment des pièces délicates, qui craignent la poussière et les chocs. Si l'on n'a pas à sa disposition un sac de grandes dimensions avec des casiers prévus à cet effet, il faut utiliser des étuis séparés, mais on ne les trouve pas toujours facilement aux dimensions convenables.

Un dispositif simple et efficace peut être constitué avec une petite plaque de fer-blanc ou d'aluminium. On lui donne une forme « d'U » avec une hauteur intérieure qui dépend de l'épaisseur de la lentille ou de l'objectif et de sa monture, de sorte que l'accessoire est maintenu par pression entre les parties inférieure et supérieure de l'U. Mais, bien entendu, on recouvre soigneusement l'intérieur avec du velours ou du feutre, sinon de la mousse plastique ou du caoutchouc, pour obtenir un contact efficace et protecteur, et sans risque de rayer les surfaces délicates des lentilles (fig. 5).

P. HEMARDINQUER.

AVERTISSEURS D'INTRUS A PHOTORÉSISTANCE

DANS une photorésistance, une intensité lumineuse relativement faible provoque de grandes variations de résistance. Ce fait la désigne comme un composant extrêmement intéressant pour de nombreuses applications.

En premier lieu, la photorésistance trouve une application dans les cas où il s'agit directement de lumière tels que les barrières de lumière, les avertisseurs de fumée, la mesure des quantités de lumière, la mesure comparative d'éclairement, les mesures de couleur, de même que beaucoup d'installations de contrôle où il faut observer la lumière.

En outre, la photorésistance permet, par un chemin détourné, c'est-à-dire par l'intermédiaire de la lumière, de résoudre des problèmes pour lesquels il n'y a pas de composant d'un prix aussi avantageux, par exemple les vibreurs électroniques, la commutation sans craquement de tensions BF, la commutation ou la régulation électronique de courants et de tensions.

PROPRIETES DES PHOTORÉSISTANCES

Une photorésistance au sulfure de cadmium peut être considérée comme une résistance ohmique dont la valeur dépend dans une large mesure de la quantité de lumière qui la frappe. Dans les conditions d'éclairement variant depuis l'éclairement intense (1000 lux environ) jusqu'à l'obscurité complète, sa valeur est susceptible de varier entre 100 ohms et 10 mégohms.

La sensibilité d'une photorésistance dépend fortement de la couleur de la lumière. Elle est la plus sensible dans la gamme de l'orange au rouge vif. Elle ne réagit pas à la lumière bleue ou violette.

Mais la variation de la valeur de la résistance dans le temps n'est toutefois pas égale à celle de la variation de l'éclairement. Si une photorésistance est éclairée par une impulsion de lumière, la résistance baisse très rapidement à une valeur dépendant de la quantité de lumière.

En revanche, lorsque l'impulsion de lumière s'éteint, l'élément a besoin d'une durée de temps notablement plus longue pour revenir à sa valeur de résistance initiale. Ce comportement laisse deviner que les photorésistances sont inadaptées aux fonctions de commutation rapide.

LDR 03, 05S — La figure 1 indique les variations de la résistance en fonction de l'intensité de l'éclairement. Résistance d'obscurité 10 mégohms, résistance d'éclairement 75-150 ohms, capacité 6pF. La variation de résistance après l'extinction de la lumière, avec 100 lux : 200 kilonms/sec.

R à 1000 lux = 200 ohms. Limite max. d'utilisation $V = 350$ V, P_d à 25° C 1 W, courant 50 mA.

PCV68 — Résistance min. 2 mégohms, R à 1000 lux = 400 ohms. Limites max. d'utilisation : $V = 250$ V, $P_d = 250$ mW, courant 20 mA.

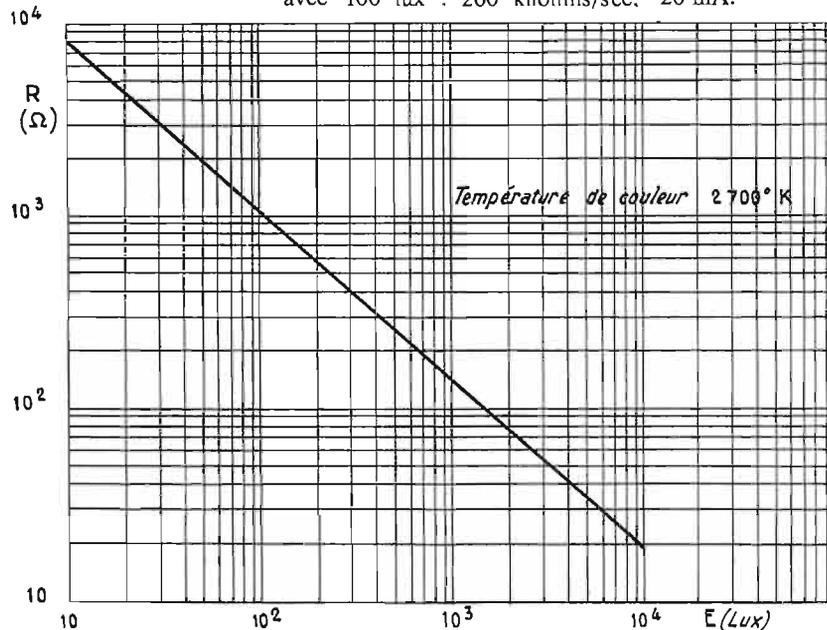


Fig. 1

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DE QUELQUES PHOTORÉSISTANCES USUELLES

Une photorésistance a deux sorties comme une résistance normale et les dimensions d'un condensateur céramique à disque approximativement. Elle est quelquefois moulée dans un morceau de matière plastique transparente.

Voici les caractéristiques principales de quelques photorésistances au sulfure de cadmium.

environ. Valeurs limite : V max. = 150 v, $P = 0.2$ W à 40° C.

LDR 05, LDR 07 — R d'obscur. = 10 mégohms min., R d'éclairement = 75 — 300 ohms (à 10 V ctu, 54 lux et temp. de couleur 2700° K.)

ORP60 — R d'obscur. = 200 mégohms, R éclair. = 10 kilohms, capacité = 4 pF, V max. = 350 V, $P_d = 70$ mW.

Cellules photoconductrices Mazda Belvu :

PCV58 — Résistance min. (après 10 s dans l'obscurité) = 1 mégohm,

EXEMPLES DE CIRCUITS

Voici quelques exemples d'applications des photorésistances.

La figure 2 montre le principe de mesure des intensités d'éclairement ou des variations d'éclairement à l'aide d'une photorésistance. La photorésistance est branchée sur l'alimentation U (pile) et fait circuler, selon l'éclairement, un courant plus ou moins intense pouvant être lu sur l'instrument

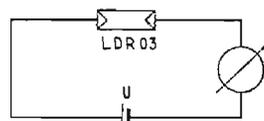


Fig. 2

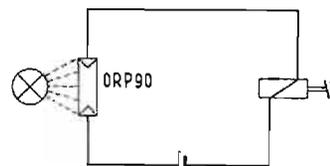


Fig. 3

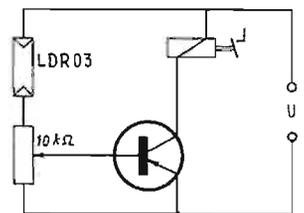


Fig. 4

de mesure. Si la photorésistance choisie est capable de dissiper une puissance notable, on peut mettre à la place de l'instrument un relais. Le circuit de la figure 3 indique la forme la plus simple d'une barrière à faisceau de lumière.

Cependant, de telles barrières lumineuses exigent un éclairage relativement intense. On obtient des résultats meilleurs en ajoutant au circuit un amplificateur de commutation. La figure 4 représente un circuit dont le fonctionnement est le suivant :

Lorsque la photorésistance n'est pas éclairée, le transistor commutateur est bloqué parce que sa base ne reçoit aucune tension. Mais si la photorésistance est éclairée, un courant circule par le potentiomètre vers la base. L'intensité de courant, c'est-à-dire la sensibilité ou seuil de fonctionnement de la barrière à faisceau de lumière peut être réglée par P1.

CIRCUITS PRATIQUES D'AVERTISSEURS D'INTRUS AVERTISSEUR D'INTRUS INVIOLE

Les avertisseurs d'intrus simples présentent le grave défaut qu'on peut les mettre hors d'usage très aisément en dirigeant une lumière intense sur la face de la photorésistance. Si cette lumière est plus intense que le faisceau de lumière normal faisant partie de l'installation, un intrus peut traverser la barrière sans déclencher l'avertisseur.

Heureusement, cette vulnérabilité peut être surmontée de plusieurs manières.

Une manière de surmonter le problème de vulnérabilité consiste à utiliser un circuit avertisseur se déclenchant aussitôt que l'intensité de la lumière frappant la cellule photoconductrice varie dans un sens ou dans l'autre par rapport à une valeur préréglée.

Tels sont notamment les deux cas cruciaux qui nous intéressent : soit l'interruption du faisceau de lumière, soit la projection d'une lumière intense sur la face de la photorésistance.

La figure 5 représente un circuit pratique pour ce genre d'avertisseur d'intrus.

LE FONCTIONNEMENT DU CIRCUIT A PHOTORESISTANCE

Voir la figure 5.

La photorésistance est insérée dans un circuit à pont formé par R1 - R2 - R3 - R4 et la photorésistance ; les transistors Q1 - Q2 accomplissent la fonction de détecteur d'équilibre du pont et de commande du thyristor SCR.

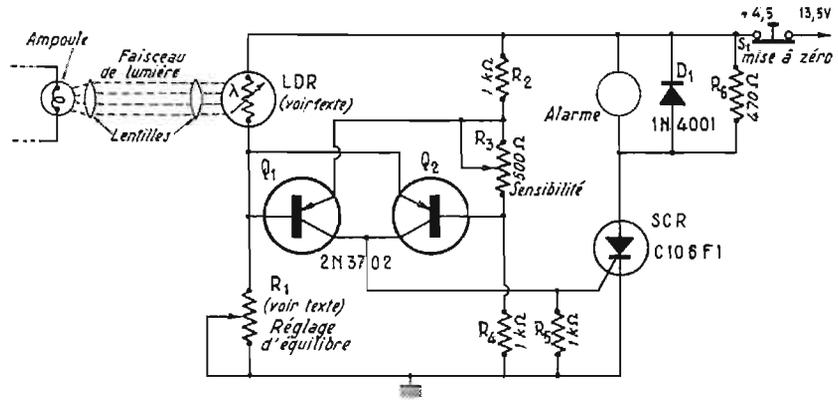


Fig. 5

Le potentiomètre P1 est réglé de façon à obtenir l'équilibre du pont lorsque la photorésistance est éclairée normalement par le faisceau de lumière ; R3 permet de régler la sensibilité du circuit sur une étendue normale.

Pour comprendre le fonctionnement du circuit, supposons initialement que R3 soit court-circuité de façon que la moitié de la tension d'alimentation apparaisse au point commun de R2 - R4 (résistances de valeurs égales), et que R1 soit réglé pour obtenir l'équilibre de manière que la moitié de la tension d'alimentation apparaisse au point de jonction de LDR - R1. Dans ces conditions, la tension appliquée entre la base et l'émetteur de Q1 ou de Q2 est nulle. En conséquence, ces deux transistors sont bloqués, le courant allant vers la gâchette du thyristor via leur collecteur est nul. L'avertisseur est au repos.

Supposons maintenant que le faisceau lumineux soit interrompu de façon que la résistance du LDR augmente. Dans ces conditions, la tension au point commun de LDR - R1 tombe à une valeur inférieure à celle du point commun R2 - R4 et une tension de polarisation apparaît entre la base et l'émetteur de Q1. Si cette tension est supé-

rieure à 650 mV environ, Q1 devient passant, son courant de collecteur parvient dans la gâchette du thyristor et le circuit avertisseur se déclenche et se verrouille dans cet état. L'avertisseur a réagi.

Supposons, d'autre part, que le faisceau lumineux ne soit pas interrompu mais qu'une lumière d'une intensité supérieure à celle du faisceau faisant partie de l'installation soit projetée sur la face du LDR. Dans ce cas, la résistance du LDR diminue. Il s'ensuit que la tension au point commun LDR - R1 augmente et atteint une valeur supérieure à celle du point commun R2 - R4. Dans ces conditions, une tension de polarisation apparaît entre la base et l'émetteur de Q2. Si cette tension dépasse 650 mV environ, le transistor devient passant et le courant de son collecteur parvient à la gâchette du thyristor SCR et déclenche l'avertisseur. C'est le résultat recherché.

En résumé, l'avertisseur fonctionne si l'intensité de la lumière frappant la face du LDR varie suffisamment pour provoquer au point commun de LDR - R1 une variation de tension égale à 650 mV environ.

Dans le circuit pratique de la

figure 5, le potentiomètre R3 est câblé en série avec le diviseur de tension R2 - R4 qui permet qu'une tension de polarisation positive préréglée puisse être appliquée simultanément à la base de Q2 et à l'émetteur de Q1. De cette manière, leur sensibilité peut être contrôlée. Si, par exemple, une polarisation préréglée de 500 mV est appliquée à chaque transistor, le LDR n'a qu'à produire une variation supplémentaire de 150 mV au point commun LDR - R1 pour rendre passant l'un ou l'autre des transistors et faire ainsi fonctionner l'avertisseur. Cela signifie que le circuit peut être réglé pour avoir une sensibilité notable. La sensibilité du circuit se modifie toutefois quelque peu selon la variation de la tension d'alimentation : elle est notamment la plus grande à des niveaux de tension plus élevés. Si l'on désire faire fonctionner ce circuit avec une très haute sensibilité, on doit pourvoir à la stabilisation de la tension d'alimentation.

Les composants. La photorésistance utilisée dans ce circuit peut être d'un type quelconque qui fournit une résistance dans la gamme de 200 à 2 000 ohms lorsqu'elle est éclairée par le faisceau lumineux faisant partie de l'installation.

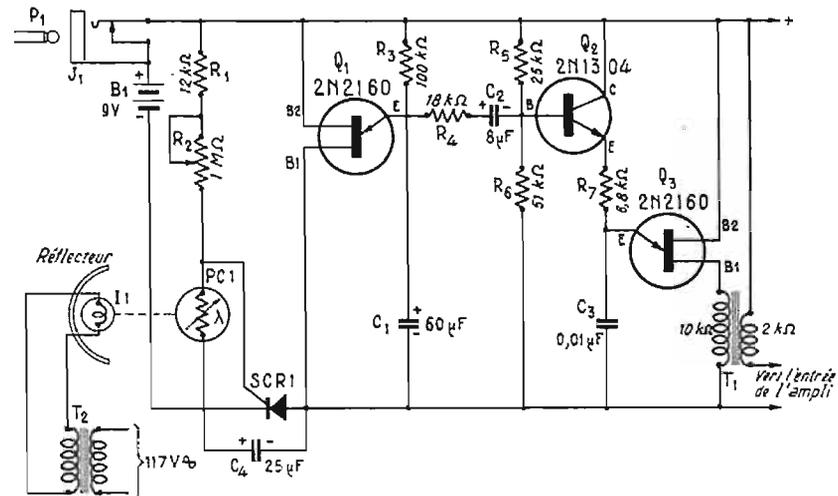


Fig. 6

Le potentiomètre R1 doit avoir une valeur maximale à peu près double de celle de la résistance du LDR dans la condition ci-dessus.

Sur le schéma de la figure 5, les valeurs des éléments sont indiquées. Nous ajoutons les principales caractéristiques des semiconducteurs utilisés pour faciliter leur substitution éventuelle.

R2, R4, R5 : résistances de 1 000 ohms, 1/2 W, — R3 : potentiomètre de 500 ohms, — R6 : résistance de 470 ohms, 1/2 W, — D1 : diode 1N4001, redressement petite puissance V max. 50 V, I max. 30 A. — Q1, Q2 : transistors 2N3702, I max. 200 mA, V max. 25 V, $h_{FE} = 60 - 300$, C106 : thyristor, $I_f = 2A$, tension de crête 30 à 200 V (selon le type). Dispositif d'alarme, lentilles, source de lumière.

Notons que le schéma de la figure 5 indique l'emplacement où le dispositif d'alarme (par exemple, sonnerie, générateur de tonalité musicale, etc.) est à raccorder au circuit prévu pour assurer son déclenchement.

La mise au point. Premièrement, régler le potentiomètre R1 de façon qu'environ la moitié de la tension d'alimentation apparaisse au point commun LDR-R1 lorsque le LDR est éclairé. Ensuite, régler le potentiomètre R3 de façon qu'une tension de 400 mV environ soit développée aux bornes de R5. Maintenant, retoucher R1 pour obtenir la lecture de tension minimale aux bornes de R5. Réajuster R3, si nécessaire, de façon que cette lecture ne descende pas en dessous de 200 mV environ.

Lorsque le réglage de R1 est terminé, le pont est correctement équilibré. Ensuite, le potentiomètre R3 peut être réglé pour établir la sensibilité du circuit à un niveau désiré. Si on règle R3 de façon que la tension aux bornes de R5 soit nulle, une variation notablement plus grande du niveau lumineux sera nécessaire pour faire fonctionner l'avertisseur. Au contraire, si la résistance R3 est réglée d'une façon telle que quelques centaines de mV apparaissent aux bornes de R5, ce n'est qu'une petite variation du niveau lumineux qui sera nécessaire pour obtenir le fonctionnement.

AVERTISSEUR D'INTRUS DELIVRANT UNE TONALITE BF

Voici un autre petit module destiné à protéger un local des intrus. Le principe qui est à la base de cet appareil est le suivant :

Si quelqu'un ou quelque chose franchit une ligne invisible formée par un faisceau de lumière, un avertisseur se met à sonner ; il ne cesse pas même si l'intrus rebrousse chemin. Le seul moyen pour couper

le détecteur d'intrus est d'utiliser une « clef » spéciale qui est en votre possession.

D'après son réalisateur, ce circuit offre plusieurs avantages par rapport à la plupart des autres avertisseurs d'intrus optiques. Il ne comporte pas de parties mécaniques pouvant tomber en panne quand on en a le plus besoin. En outre, lorsque le dispositif est armé, mais non déclenché, la consommation du circuit électrique est très faible, ce qui assure une longue vie aux piles. Finalement, il engendre une tonalité gênante discernable même à un niveau très faible. La sensibilité est très bonne. L'utilisateur peut déterminer l'aire exacte qu'il désire couvrir et établir la source de lumière appropriée. Il est de même possible d'appliquer un filtre rouge sur la source de lumière de façon qu'elle soit presque invisible la nuit.

L'avertisseur est composé de trois sections : le circuit déclencheur, le générateur de tonalité, l'amplificateur BF. Cette dernière unité pouvant être un module amplificateur commercial quelconque ou un des schémas publiés dans les numéros passés du Haut-Parleur, nous ne nous y étendons pas davantage.

LES PARTICULARITES DU CIRCUIT

Voir la figure 6.

Le circuit du déclencheur se compose de PC1, R1, R2 et SCR1.

Le thyristor SCR est normalement dans son état non conducteur. En conséquence, l'avertisseur ne reçoit d'abord aucun courant. Lorsque la photorésistance PC1 est éclairée par un faisceau lumineux en provenance de l'ampoule I1, sa résistance est faible ; en principe, aucune tension n'est appliquée à la gâchette du thyristor et cet élément se maintient dans la condition bloquée.

Si le faisceau de lumière est interrompu, la résistance de la cellule photoconductrice augmente et la tension au point commun de R2 et de PC1 croît. Si R2 est convenablement réglé, la tension accrue sur la gâchette du thyristor sera suffisante pour déclencher SCR. Lorsque cela a lieu, le circuit avertisseur reçoit du courant. Du fait qu'un thyristor ne se bloque pas automatiquement lorsqu'on le fait fonctionner avec du courant continu, l'avertisseur peut seulement être coupé si on introduit la fiche appropriée dans le jack J1 normalement fermé.

Le générateur BF se compose du transistor unijonction Q1, de la résistance R3 et du condensateur C1. Avant d'appliquer la tension, C1 est déchargé. Lorsque la tension est appliquée, le condensateur C1 se charge à travers la résistance R3 jusqu'à ce que le tran-

sistor unijonction (Q1) se déclenche, et, en le faisant, décharge le condensateur. Ce processus se répète aussi longtemps que la tension est appliquée. Cette action produit une tension en forme de dents de scie (d'une durée d'un peu plus d'une demi-seconde) sur le point commun de R3 et de C1. Cette tension est appliquée à la base de Q2 via le limiteur de courant R4 et le condensateur C2 (servant à bloquer le courant continu).

Le transistor Q2 agit comme résistance variable dont la valeur dépend du courant circulant par la jonction base-émetteur. Ce courant correspond à la tension en dents de scie engendrée par Q1. La sortie en dents de scie de Q2 charge ensuite le condensateur C3 qui est l'élément déterminant la fréquence du générateur BF à transistor unijonction. La sortie prélevée sur Q3 vis T1 est le signal d'alarme qui est couplé à l'entrée de l'amplificateur BF (non représenté sur le schéma). Si on utilise un amplificateur BF à transistor comme alarme, il recevra la puissance de fonctionnement en même temps que le circuit de la figure 6 et tout le système se met presque instantanément à fonctionner.

LA LISTE DES COMPOSANTS

Résistances : R1 — 12 000 ohms, 1/2 W, R2 — potentiomètre de 1 mégohm linéaire, R3 — 100 000 ohms 1/2 W, R4 — 18 000 ohms 1/2 W, R5 — 25 000 ohms 1/2 W, R6 — 51 000 ohms 1/2 W, R7 — 6 800 ohms 1/2 W.

Condensateurs : C1 — 60 μF , 6 V électrolytique, C2 — 8 μF , 6 V électrolytique, C3 — 0.01 μF , C4 — 25 μF , 12 V électrolytique.

Semiconducteurs : Q1, Q3 — transistors unijonction 2N2160. Caractéristiques principales : $R_{BB} = 4 - 12$ kilohms, coefficient $\alpha = 0.47-0.80$, $I_V = 8$ mA, $I_P = 25$ μA , V max 50 V. Q2 — transistor 2N1304. Caractéristiques principales : I max = 300 mA, V max = 25 V, $h_{FE} = 40$ à 200. SCR1 — thyristor 50 V, IA. PC2 cellule photoconductrice Clairex CL707HL (représenté en France par Equipements scientifiques, 35, chemin des Roses, 92-Suresnes) ou analogue.

Divers : B1 pile 9 V, I1 — lampe témoin correspondant à T2. T1 — transformateur miniature driver, primaire 10 000 ohms, secondaire 2 000 ohms. T2, transformateur filament correspondant à I1.

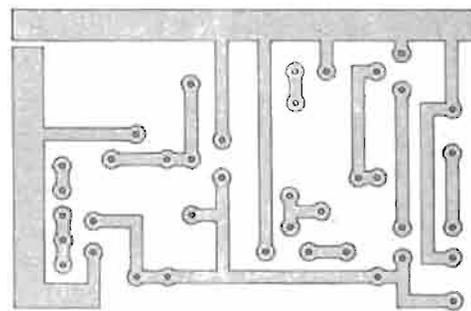


Fig. 7

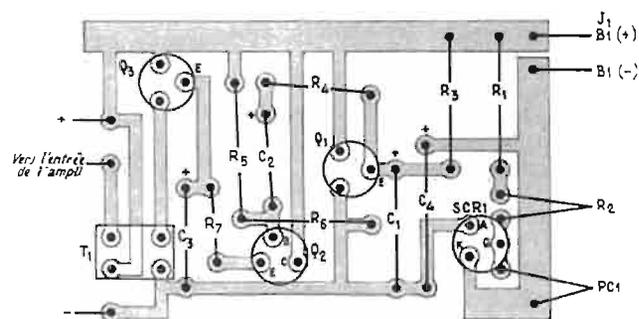


Fig. 8

Pour réduire la possibilité des erreurs de câblage, on peut utiliser une plaquette de circuit imprimé représenté en figure 7.

Disposer les composants selon la figure 8, en observant la polarité des condensateurs électrolytiques et des semiconducteurs. Le signal de sortie de l'avertisseur peut être appliqué à un type quelconque d'amplificateur. On peut utiliser par exemple un amplificateur à transistor économique qu'on trouve dans le commerce un peu partout. Ceci permet de monter tout l'avertisseur en un seul bloc.

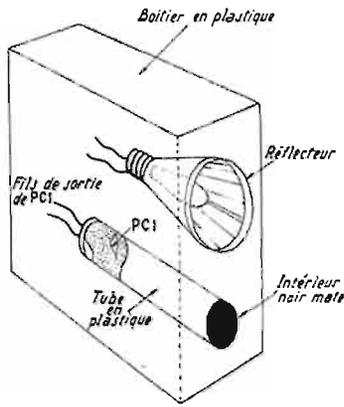


Fig. 9

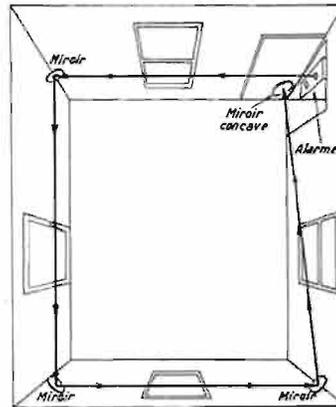


Fig. 10

L'INSTALLATION

Quel que soit l'endroit où l'avertisseur est utilisé, le faisceau lumineux est réfléchi par un ou plusieurs miroirs de façon qu'il soit projeté finalement sur la cellule photoconductrice sans que l'avertisseur se mette à fonctionner avant que le faisceau soit interrompu par un intrus. Bien entendu, la disposition physique des accessoires peut être différente : la figure 10 n'illustre qu'une méthode pour protéger un local. Utiliser les plus grands

miroirs disponibles. Si on doit utiliser des miroirs de taille différente, les disposer d'une façon telle que la lumière frappe d'abord les miroirs plus petits. Un miroir concave servant à se raser constitue un bon élément pour le miroir final.

Pour couvrir juste une ouverture (porte, fenêtre, etc.), la source de lumière peut être soit sur un côté de l'ouverture et se projeter dans l'avertisseur sur l'autre côté (si la source et l'avertisseur sont réalisés en bloc séparé) soit les deux blocs peuvent être sur le même côté de l'ouverture avec la

Après avoir complété le câblage du circuit avertisseur, relier la sortie « Amp. + » de l'avertisseur au conducteur positif de l'amplificateur, puis relier le fil « Amp. - » de l'avertisseur au conducteur négatif de l'amplificateur, enfin, raccorder la sortie du signal avertisseur à l'entrée de l'amplificateur.

La photorésistance PC1 peut être disposée par exemple dans un tube en plastique (tube à pilules, de récupération), dont on recouvre l'intérieur d'une peinture noire mate. Pour installer PC1, il convient d'abord de prolonger les sorties de la photorésistance en soudant un morceau de fil à chaque sortie de la cellule (utiliser un dissipateur de chaleur). Percer deux trous en arrière du tube en plastique pour laisser passer les fils de sortie de la photorésistance. Mettre une ou deux gouttes de colle sur la partie postérieure de la cellule, puis la glisser dans le tube (l'extrémité sensible dirigée vers la partie ouverte de ce dernier) et faire adhérer l'élément à la partie postérieure du tube.

Le faisceau de lumière. La source de lumière peut être un réflecteur récupéré d'une torche électrique avec la douille de l'ampoule (Fig. 9). On peut obtenir le courant nécessaire pour l'ampoule par des piles ou par un transformateur filament branché sur le secteur. A noter que si on utilise une alimentation alternative, l'avertisseur se met à fonctionner à l'instant même où le courant alternatif se trouve interrompu par accident ou par la particularité du dimensionnement. En tout cas, il convient de s'assurer que la tension d'alimentation et la tension du filament de l'ampoule correspondent.

Le système avertisseur et la source de lumière peuvent être assemblés en un seul boîtier plastique (Fig. 9) ou être disposés séparément.

lumière réfléchi par un miroir placé sur le côté opposé. On peut donner un chemin en zig-zag au faisceau de lumière pour recouvrir entièrement les ouvertures (Fig. 10). Evidemment, une ampoule de grande puissance dans un réflecteur efficace (ou système de lentilles) produira une piste lumineuse longue et utile, tandis qu'une ampoule de puissance plus faible et un réflecteur médiocre ne peuvent servir qu'à un mètre environ.

D'autre part, si l'on dispose d'une source de lumière intense, on peut utiliser un filtre rouge (un morceau de plastique teinté) qu'on place devant le réflecteur : ceci rend le faisceau invisible la nuit. La photorésistance choisie doit fonctionner dans la portion rouge du spectre visible.

LA MISE EN SERVICE

Après avoir installé l'appareil, établir le faisceau lumineux et tourner R2 (contrôle de sensibilité) à sa position de résistance maximale. Ensuite, établir la piste optique de façon que le faisceau lumineux se projette sur PC1. Enlever P1 de J1. Ceci arme le système.

Tourner maintenant R2 en sens inverse jusqu'à ce que l'avertisseur se mette à fonctionner. Lorsque ce point est atteint, tourner R2 très peu en arrière (vers une résistance plus élevée) et placer P1 en J1. Lorsque P1 est enlevé à un moment quelconque, l'avertisseur est prêt à fonctionner à l'instant où le faisceau lumineux est interrompu. Lorsqu'il fonctionne, on ne peut plus l'arrêter qu'en plaçant de nouveau P1 en J1.

L'avertisseur donnera les meilleurs résultats lorsqu'on le fera fonctionner à l'intérieur d'un local ou la nuit. La lumière ambiante qu'on a un jour de soleil au-dehors peut ne pas fournir une différence de lumière suffisante pour déclencher l'avertisseur au moment de l'interruption du faisceau. Dans des conditions extérieures ensoleillées, on peut utiliser un parasol sur la photocellule consistant simplement dans l'extension du tube qui la contient par un autre tube en carton de taille convenable.

François ABRAHAM.



AU SERVICE DE L'AMATEUR DE RADIO, DE TÉLÉVISION ET D'ÉLECTRONIQUE

REVUE AU SERVICE DE L'AMATEUR DE RADIO, DE TÉLÉVISION ET D'ÉLECTRONIQUE

Chaque mois, son CONCOURS

1^{er} prix : 500 F
 2^e prix : 300 F
 3^e prix : 200 F

■

Si vous êtes intéressés par ce concours, achetez vite : RADIO-PLANS 2,50 F - En vente partout.

Bibliographie :
 Radio - Electronics.
 Electronic Experimenter's.

W

WHARFEDALE

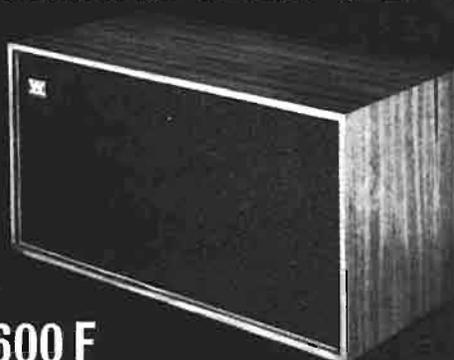
Rank Wharfedale

...Dès 1933 Rank Wharfedale se spécialise dans la fabrication des haut-parleurs

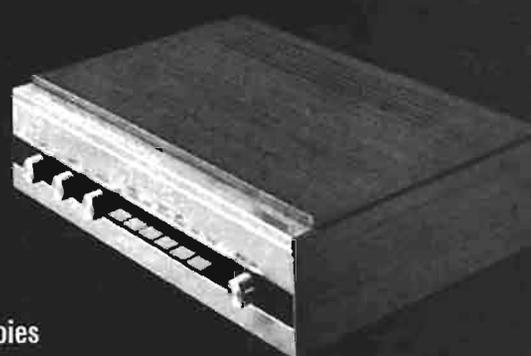
...En 1972 les études en électroacoustique de la Rank Wharfedale font toujours autorité dans le monde

Rank Wharfedale vous propose

la chaîne *LINTON*



PRIX
à partir de **2 600 F**



1 table de lecture
1 amplificateur 2 x 15 W
2 enceintes 2 voies et 3 voies

TOUTE UNE GAMME D'ENCEINTES DE REPUTATION INTERNATIONALE

Distribué en France par la **Waltham Electronic Supertone s.a.** Partout en France :
28 ter. av. Saint Louis - 94-LA VARENNE ST HILAIRE - Tél. 283-92-44

PROVINCE

ABBEVILLE - Sence - 30, rue Vulfrand
AMIENS - Télé Star - 128, rue de Beauvais
ANNECY - Hi Fi Intégré - 9, rue de la Gare
AIX-EN-PROVENCE - Berne - 34, rue Bedanices
BONNEVILLE - Maboux - rue Paruiset
BORDEAUX - Electro Vision - 4, rue Mortesquieu
BOURGES - Constant - 24, rue Mayenne
CAEN - Central Photo - 14, rue Saint-Jean
CHALON-s/Saône - Bouillot - 30, r. de la C tadelle
CHERBOURG - Dobbelaère - 5, rue de la Paix
CLERMONT-FERRAND - Connen - 2, pl. de Jaide
DIJON - Radio Télé Clemenceau - 4, bd Clemenceau
DOLE - Musy Paillot TV - Grande-Rue
GIEN - Els Chigot - 39, quai Sully
GRENOBLE - Hi Fi Maurin - 2, rue d'Alsace
GRENOBLE - H Electronique - 4, place ce Gordes
HARFLEUR - Debard - 52, rue de la République
LE CREUSOT - Sangouard - 10, bd H.P.-Schneider
LE HAVRE - C.N.C. - 31, rue d'Après
LE MANS - Telena - 40, rue Gambetta
LILLE - Céranor - 3, rue du Bleu-Mouton
LILLE - Pigache - 127, rue Nationale
LILLE - Boulanger - 253, rue Gambetta
LONS-LE-SAUNIER - Electro Lumex - 4, r. Richebourg
LYON - Tedd - 44, cours Gambetta
MARSEILLE - Gallant - 1, rue d'Aix
MAUBEUGE - Palmiotti - 79-85, rue d'Hautmont

MELUN - Ambiance Musicale - 4, r. Saint-d'Aspais
METZ - Iffly - 30, rue Pasteur
MONTLUÇON - Joire - 35, rue d'Allier
MULHOUSE - Photo Radio Club - 1, place Franklin
NANCY - Nouvelec - 77, av. de la Libération
NANTES - Jaclebert - 20, rue Contrescarpe
NANTES - Vachon - 4, place de Ladmiraull
NICE - Yankee Radio - 5 bis, rue de la République
NIMES - Lavenut - 8, rue de Preston
ORLEANS - Kinzing - 9, rue Jeanne-d'Arc
POITIERS - Télémag - 187, Grande-Rue
RENNES - Tourisme et Confort - 7, rue du Pré-Botté
RENNES - Bossard Bonnel - 1-3, rue Nationale
ROANNE - Villard - 62, rue Charles-de-Gaulle
RONQUES - Dewitte - 346, rue de Lille
ROUBAIX - Coquand - 264, Grande-Rue
ROUEN - C.N.C. - 38, rue de Solteville
ROUEN - Photo Lux - Galerie du Gros-Horloge
SAINT-ETIENNE - Télé République - 7, rue de la République
STRASBOURG - Radio Buchert - 20, rue du Vieux-Marché
STRASBOURG - Radio Sésame - 1, r. de la Grange
TOULOUSE - Comptoir du Languedoc - 26, rue du Languedoc
VALENCE - Vincent - 62, avenue Sadi-Carnot
VALENCIENNES - Vital Facon - rue de la Paix

VICHY - Auligne - 17, rue J.-Jaurès
VILLEURBANNE - Coraly - 30, r. Eugène-Fournière

BANLIEUE

Darty - 7 Points de Ventes
BRUNOY - Chouard - 6, rue Philsbourg
NEUILLY - Rémond - 124, avenue de Neuilly
NOGENT-SUR-MARNE - Jacquart - 48, Grand-Rue
PAVILLON-SOUS-BOIS - Radio Gargan - 50, rue Victor-Hugo
POISSY - Télé Confort - 3, rue J.-C.-Mary
VERSAILLES - L'Auditorium - 4, r. André-Chessier
VINCENNES - Sectovision - 23, av. de Paris

PARIS

2^e - Heugel - 2 bis, rue de Vivienne
4^e - Paul Beuscher - 27, bd Beaumarchais
6^e - Pan - 11, rue Jacob
7^e - Photo Ciné Son - 148, avenue de Grenoble
8^e - Point d'Orgues - 217, faubourg Saint-Honoré
8^e - Radio Commercial - 27, rue de Rome
8^e - Radio Saint-Lazare - 32, rue de Rome
10^e - Signal - 105, rue La Fayette
12^e - Cibot - 1, rue de Reuilly
17^e - Mustel - 16, avenue de Wagram
17^e - Franco-Suisse - 101, rue de Rosny
17^e - Maison de la Hi Fi - 276, bd Péreire

LE FETRON : « TUBE » SEMI-CONDUCTEUR

par F. JUSTER

INTRODUCTION

PARMI les nouveautés, en nombre considérable, qui voient le jour chaque mois, il en est certaines qui sortent de l'ordinaire.

Il en est ainsi des fetrons proposés par la société américaine **Teledyne** dont une description détaillée a paru dans *Electronics* (10 avril 1972) due à Bruce Burman, ingénieur de la société citée.

Le fetron est un ensemble de transistors à effet de champ du type J-FET, monté de façon à ce qu'il soit équivalent à un tube de type bien déterminé, par exemple le 12AT7 ou le 6AK5. Le montage de cet ensemble de J-FET est effectué sur une embase de tube électronique, avec le brochage du tube « simulé ».

La protection du fetron est assurée par un boîtier métallique ayant la hauteur du tube. Bien entendu, les broches-filament ne sont pas branchées mais toutes les autres effectuent les connexions originales et le fetron est étudié de telle façon qu'aucune modification du montage de l'appareil à tubes ne soit nécessaire; en particulier, on notera que les fetrons supportent des tensions « anodiques » de 200 à 300 V, l'« anode » étant l'électrode qui remplace la vraie anode de la lampe.

AVANTAGES DES FETRONS

Leur fabricant revendique pour ce nouveau composant actif, les avantages suivants :

1° Remplacement du tube correspondant et durée de vie supérieure. De plus, pas de détérioration des caractéristiques, en particulier de la pente, ce qui dispensera l'utilisateur de procéder à des remises au point périodiques ou au remplacement de « tubes » usés.

2° Caractéristiques meilleures que celles des tubes remplacés donc gains plus élevés et moins de signaux parasites qu'avec de vrais tubes.

3° Economie de puissance, le filament étant absent. La grille-écran, lorsqu'il s'agit d'une « pentode », est également supprimée d'où économie également sur l'alimentation haute tension. Le fetron fonctionne à 60° centigrades (Celsius) au lieu de 100° comme c'est le cas des tubes.

4° La durée de vie d'un fetron est, d'après son fabricant, de l'ordre de 30 millions d'heures, au lieu de 50 000 heures pour les lampes spéciales « longue vie ».

5° Montage extérieur tout-métal au lieu du verre qui est plus fragile.

Au point de vue commercial, les fetrons pourront trouver des acquéreurs parmi les utilisateurs des équipements d'Etat, par exemple celui des téléphones, radar, communications où l'emploi des tubes est maintenu. Il y a là la possibilité de placer 150 millions de fetrons et il ne s'agit que de 12AT7 et 6AK5. Par la suite, la création d'autres fetrons permettra le remplacement de nombreux tubes radio, T.V. et bien d'autres.

En adoptant la même terminologie pour les caractéristiques des lampes et celles des J-FET, on constate que les mêmes équations s'appliquent aux deux composants actifs considérés. On peut voir sur la figure 1 la manière dont les électrons passent dans le J-FET, de la **source** au **drain**.

Dans le cas d'un tube à vide, le nombre des électrons émis par la cathode est contrôlé par la grille de commande, c'est-à-dire par la tension de cette grille par rapport à la cathode. Dans le cas des J-FET les phénomènes sont analogues. On se souviendra des correspondances des électrodes :
porte équivalente à la grille
source équivalente à la cathode
drain équivalent à la plaque

En (a) figure 1, $E_b = 0$, $i_b = 0$. Il n'y a pas de **pincement**.

En (b) les conditions de fonctionnement sont telles qu'il y a commencement de pincement et en (c) celui-ci est complet et les électrons ne parviennent plus au drain.

Considérons aussi les courbes de la figure 2.

En (a) on a reproduit les courbes I_b/V_b du fetron type TS6AK5 (c'est-à-dire remplaçant un 6AK5) en milliampères et en abscisses la tension « plaque » en volts. Le paramètre correspondant à chaque courbe est la tension de « grille » E_c depuis 0 V jusqu'à des valeurs de -2.5 V et plus négatives.

Remarquons la tension « plaque »

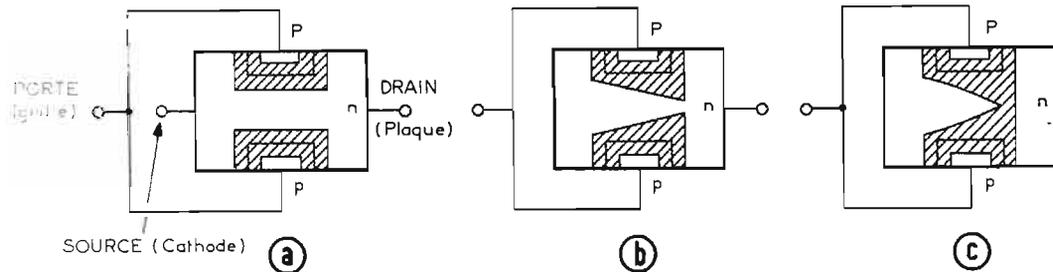


Fig. 1

PRINCIPE DU FETRON

Comme on l'a précisé plus haut, un fetron est constitué avec des transistors à effet de champ de la catégorie J-FET. On sait qu'il y a une grande analogie des caractéristiques des J-FET avec celles des tubes électroniques surtout si les J-FET sont de la catégorie « canal N ».

Lorsque la tension grille (porte) devient moins négative, le courant de plaque (drain) augmente.

Les régions P des J-FET reliées à la porte, provoquent un pincement qui arrête le parcours des électrons, tout comme dans une lampe, il se produit le blocage (cutoff).

Voici comment la tension négative de porte agit sur les régions P.

jusqu'à 250 V et le courant « plaque » jusqu'à 14 mA environ. Les courbes du dispositif à semi-conducteur sont presque parallèles à l'axe des abscisses.

En (b) de la figure 2 on donne les courbes du véritable tube électronique 6AK5. On notera qu'il s'agit d'une lampe pentode.

A remarquer que l'absence de filament du dispositif à semi-

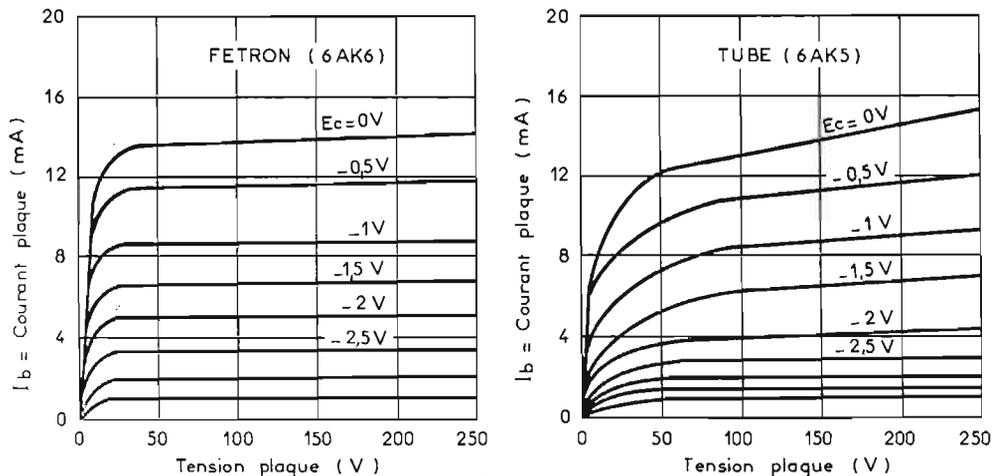


Fig. 2

conducteur, permet son fonctionnement immédiat.

Un autre avantage du fetron, dans des applications particulières, est la réduction de ses capacités interélectrodes et de ce fait, son emploi à la place du tube correspondant, permettra un fonctionnement à des fréquences plus élevées.

Remarquons aussi, sur les courbes de la figure 2, que celles-ci tombent beaucoup plus rapidement dans la région de blocage et de ce fait les applications en commutation en bénéficieront.

EMPLOI DE DEUX J-FET

Pour la simulation d'une pentode, une bonne solution du problème est d'utiliser deux J-FET étudiés pour fonctionner avec une tension élevée, comme celui dont les courbes sont données à la figure 2 (A). La pente du 6AK5 est de l'ordre de 5 mA/V et il faut obtenir pour le fetron une pente de cet ordre, de 3 à 7 mA/V. Le courant nécessaire est alors de 4 à 11 mA.

Dans un semi-conducteur, le fonctionnement aux fréquences élevées peut être empêché par l'effet Miller sur la capacité porte à source. Dans un amplificateur de gain A fois, la capacité entre porte et source et $C_{gs} = (1 + A) C_{gd}$, C_{gd} étant la capacité entre la porte G et le drain D.

Cette capacité est réduite dans les pentodes en raison de la grille-écran (grille 2), portée à une tension positive élevée.

Avec des J-FET, la solution du problème réside dans le montage

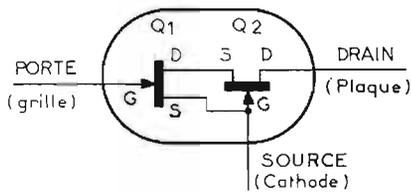


Fig. 3

en cascade de deux de ces transistors.

En tenant compte de la correspondance des électrodes FET-LAMPE, on obtient le montage cascade en montant le premier J-FET en source commune et le deuxième en porte commune ce qui revient à relier le drain du premier à la source du second. Il faut ensuite, appliquer le signal à amplifier à la porte du premier et prélever le signal amplifié sur le drain du deuxième élément ce qui conduit au montage intérieur d'un fetron représenté par la figure 3 sur laquelle on a indiqué entre parenthèses, les électrodes de la lampe simulée ainsi réalisée.

Les deux J-FET à utiliser sont

L'entrée possède une résistance de très forte valeur pouvant avoir son intérêt dans de nombreuses applications. L'impédance de sortie du fetron est du même ordre de grandeur que celle d'une pentode et dépend moins des courbes caractéristiques c'est-à-dire du point de fonctionnement choisi.

Grâce à la résistance d'entrée élevée, il sera possible de monter à l'entrée une source de signaux à forte résistance sans que celle-ci soit perturbée par le shunt constitué par la résistance d'entrée du fetron.

EQUATION DU GAIN

A la figure 4 on a indiqué en (A) le montage du fetron et en

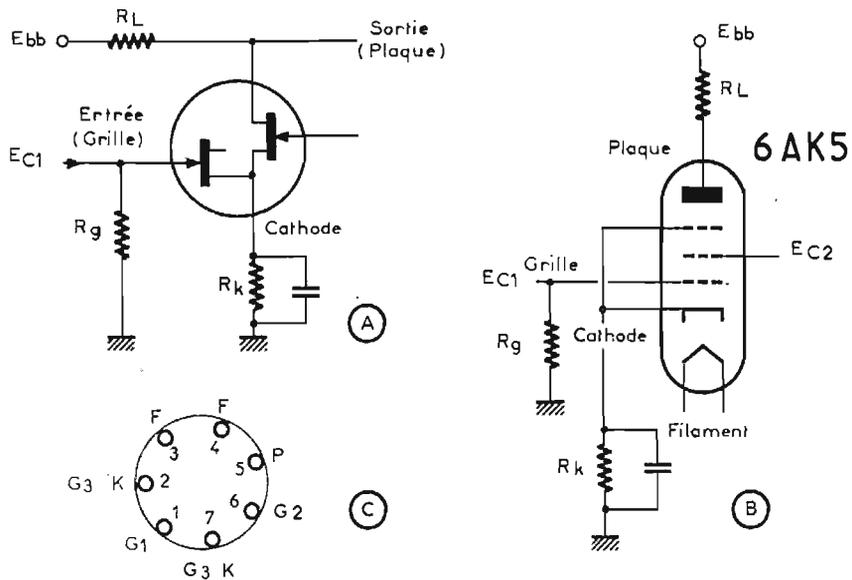


Fig. 4

$Q_1 = 2N3823$ sélectionné, $Q_2 = 2N4882$. Le type 2N4882 est un transistor FET fonctionnant avec tension élevée, tandis que le 2N3823 est étudié pour de faibles signaux. Ce transistor est à faibles capacités et pente élevée.

Avec ce montage, la capacité due à l'effet Miller est plus faible que celle d'un tube pentode. Dans le fetron la capacité est moindre que 0,02 pF entre le drain et la source pour le J-FET de sortie. Cette capacité est en série avec la capacité drain à porte du premier élément dont le gain de tension est égal à 1. Ce qui donne pour le tout une capacité de Miller de 0,02 pF.

(B) celui d'une 6AK5. en amplificateurs de tension. La même nomenclature a été adoptée pour les deux montages équivalents.

On remarquera l'absence, en (A) des connexions de filament et de grille 2 ce qui réduit à trois points le branchement pour le fetron au lieu de sept pour le 6AK5 qui possède aussi une grille 3 dite grille d'arrêt.

En réalité, dans un 6AK5, la cathode et la grille 3 sont connectées ensemble à l'intérieur et aux broches 2 et 7. Comme on le voit sur la figure 4 (C). Le culot est du type miniature sept broches et celui du fetron est évidemment le même.

Le courant plaque est donné, sur la relation :

$$I_b = I_{bo} \left[1 - \frac{E_c}{E_{c(off)}} \right]^2 \quad (1)$$

dans laquelle :

I_{bo} = courant plaque pour $E_c = 0$ V.

I_b = courant plaque pour la tension E_c de la grille.

E_c = tension de la grille de commande (G_1).

$E_{c(off)}$ = E_c pour $I_b = 1 \mu$ A.

La pente est, comme le lecteur le sait sans aucun doute, le rapport de ΔI_b (faible variation de I_b) à ΔE_c (faible variation de E_c) c'est-à-dire :

$$S = \Delta I_b / \Delta E_c$$

valable lorsque la tension de plaque E_b est maintenue constante. On peut obtenir la valeur de S (ou g_m en terminologie américaine et anglaise) en prenant la dérivée de I_b par rapport à E_c , seules variables de l'équation (1) ce qui donne :

$$S = g_m = \left| \frac{\Delta I_b}{\Delta E_c} \right|_{E_c = K}$$

$$\text{ou } S = g_m = g_{m0} \left[1 - \frac{E_c}{E_{c(off)}} \right]$$

expression dans laquelle

$$g_{m0} = \text{pente pour } E_c = 0 \text{ V.}$$

La caractéristique I_b/E_c représentant l'équation (1) est du second degré, ayant la forme

$$I_b = a + bE_c + cE_c^2$$

et dans le courant de sortie du fetron il y a peu de distorsion harmonique car on ne trouve aucun harmonique d'ordre supérieur à 2.

Par contre, le tube électronique engendre des harmoniques de rangs élevés et produit l'intermodulation.

Il est intéressant de savoir que les transistors bipolaires créent plus d'harmoniques pairs (2, 4, 6... 2n) que les tubes. Le gain de tension d'un fetron est donné par la relation :

$$A_v = \frac{\mu R_L}{r_b + R_L} = \frac{g_m r_p R_L}{r_p + R_L}$$

dans laquelle :

$= g_m r_p c$ coefficient d'amplification.

r_p = résistance interne.

R_L = résistance de charge de sortie.

Si r_p est très grande par rapport à R_L comme c'est souvent le cas, la valeur de A_v se simplifie et devient :

$$A_v = g_m R_L \quad (2)$$

expression connue de tous comme étant le gain de tension d'une pentode utilisée, par exemple en VF pour obtenir une large bande donc avec R_L faible (quelques milliers d'ohms) devant r_p de l'ordre du mégohm.

Aux fréquences basses moindres que 1 MHz, le gain simplifié (relation 2) est précis à 99 % pour le fetron.

APPLICATIONS DU FET

Les deux principales applications du fetron en tant que tube simulé sont en montages amplificateurs et en montages oscillateurs. Convient bien, dans les deux, l'ensemble cascade de la figure 3.

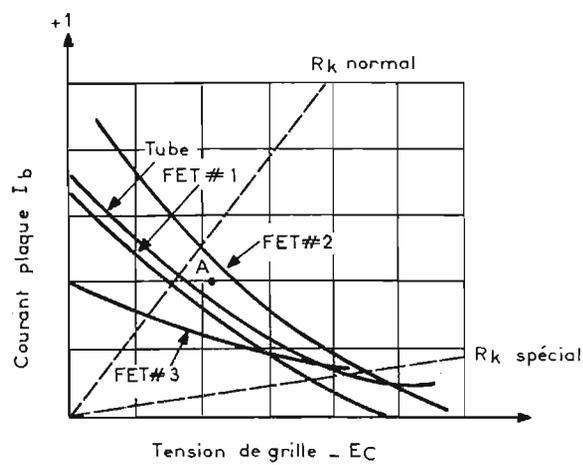


Fig 5

Le choix judicieux des FET à utiliser, en montage simple (1 FET) ou en montage cascode (2 FET) est toutefois nécessaire.

A la figure 5 on donne des courbes I_p/E_c de plusieurs FET (1, 2 et 3) et d'un tube. La nomenclature I_p , E_c des lampes à vide a été adoptée, E_c étant la tension de la grille (ou porte) et E_p celle de plaque (ou drain).

La courbe FET 1 correspond à un montage à un seul transistor à effet de champ.

LE FET 1 convient dans les applications dont la nature est inconnue ou si le montage doit fonctionner sur un point de fonctionnement A. Dans ce dernier cas la courbe FET 1 devra être aussi voisine que possible de la courbe «TUBE» dans le régime du point de fonctionnement, par exemple le point A. Plus la variation de E_c sera grande, plus la correspondance du tube et du fetron sera valable.

Avec un choix minutieux, il est possible avec les FET actuels de faire coïncider sa courbe avec celle du tube en régime d'un point A donné.

Si le point de fonctionnement est B donc dans le régime de «cutoff» (blocage ou annulation du courant I_p) correspondant à une valeur plus négative de E_c , on choisira des courbes comme FET 2 et FET 3.

La courbe FET 2 correspond à un transistor à effet de champ permettant d'obtenir un courant plus élevé pour une même variation de E_c et la courbe passe par le point B avant le cutoff.

La courbe FET 3 correspond à un FET spécialement étudié pour avoir un faible courant I_p ou pour une région réduite près du point B proche du cutoff. Ce FET aura une pente plus faible avec un point de cutoff plus prononcé.

Lors de l'étude de la simulation d'un tube on devra faire attention aux caractéristiques dynamiques

obtenues près du point de fonctionnement requis. Selon l'application, on fera attention à la pente, au déphasage, à la marge de fonctionnement autour du point choisi, et à la neutrodynation s'il y a lieu.

Dans le cas des amplificateurs, les caractéristiques les plus importantes sont la neutrodynation (dite aussi neutrodynage ou neutralisation) et le point de fonctionnement.

Dans de nombreux montages la neutrodynation sert à annuler les effets de réaction des capacités, aux fréquences élevées.

Comme oscillateur, le fetron doit être apte à créer la réaction positive entre la sortie et l'entrée.

A la figure 6 on donne le montage intérieur d'un fetron cascode auquel on a adjoint un circuit RC parallèle et qui permet la simulation d'une grille-écran.

Dans l'autre fetron, seule la capacité est disposée afin que la réponse en fréquence soit la même que celle obtenue avec le tube à vide.

Au tableau I on donne les caractéristiques comparées d'un fetron type TS6AK5 et d'un tube à vide 6AK5.

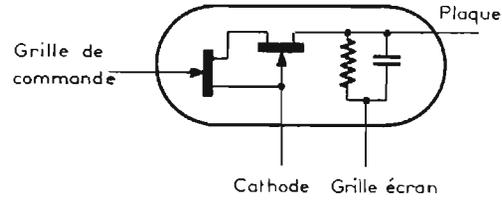


Fig. 6

Sur le tableau I on remarquera des différences importantes, notamment sur la résistance interne et le coefficient d'amplification, mais la pente qui est leur rapport ne change presque pas.

La sensibilité du fetron est donc plus grande, le gain est augmenté de 4 à 5 décibels, il y a moins de souffle et moins de distorsion.

SIMULATION D'UNE TRIODE

Voici maintenant comment on a pu réaliser un composant semi-conducteur susceptible de remplacer, sur son support, une triode comme la 12AT7 type choisi, en premier parmi les nombreuses triodes existantes parce qu'il est très répandu dans certains montages, donc pour lequel il y aura un débouché pour les fetrons 12AT7.

En premier lieu, il est clair que le remplacement d'une triode à vide par une seule triode FET, semble tout à fait raisonnable, aussi bien

comme amplificateur que dans la fonction d'oscillateur.

L'impédance de sortie du FET étant toutefois plus élevée que celle d'une triode comme celle citée, il y aurait risque d'instabilité en fonction amplificateur mais comme la résistance de R_L insérée entre plaque (ou drain) et + alimentation est beaucoup plus faible que la résistance r_p du circuit, il n'y a pas de difficulté soulevée par cette particularité.

A noter que la 12AT7 est une lampe double triode (connue aussi sous le nom de ECC81) et que l'on a beaucoup employé dans les amplificateurs BF, les multivibrateurs, etc. Elle est à culot noval avec le brochage suivant :

- 1 : plaque élément 2
- 2 : grille élément 2
- 3 : cathode élément 2
- 4 : filament élément 2
- 5 : filament élément 1
- 6 : plaque élément 1
- 7 : grille élément 1
- 8 : cathode élément 1
- 9 : filament point commun.

Paramètre	Unité	6AK5 (à vide)	TS6AK5 (fetron)
V_p max.....	V	350	350
Rés. interne.....	$M\Omega$	0,5	5
Pente.....	$\mu A/V$	5 000	4 500
I_b ($R_k = 200 \Omega$).....	mA	7,5	7
E_c (pour $I_b = 10 \mu A$)...	V	- 8,5	- 5,3
Coeff. d'amplification ...	-	2 500	22 500
Capacité d'entrée.....	pF	4	6,5
Capacité de sortie.....	pF	0,02	0,02
Fréquence limite.....	MHz	400	600

Paramètre	Unité	12AT7 (à vide)	TS12AT7 (semi-conductrice)
Pression plaque limite max.	V	400	350
Résistance interne.....	$k.\Omega$	15	250
Pente.....	$\mu A/V$	4 000	3 000
Courant plaque ($R_k = 250 \Omega$).....	mA	5	9
Tension grille pour $I_b = 10 \mu A$	V	- 7	- 7
Coefficient d'amplification.....	-	60	750
Capacité d'entrée.....	pF	2,2	2,5
Capacité de sortie.....	pF	1,5	3,5

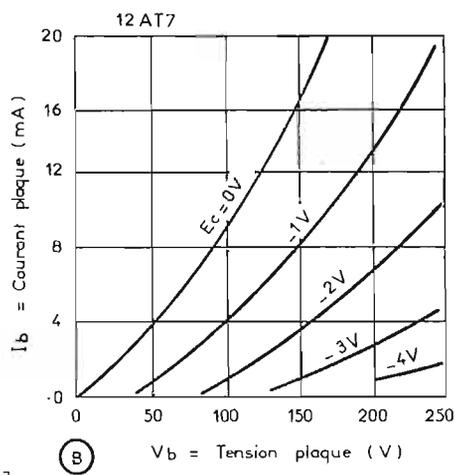
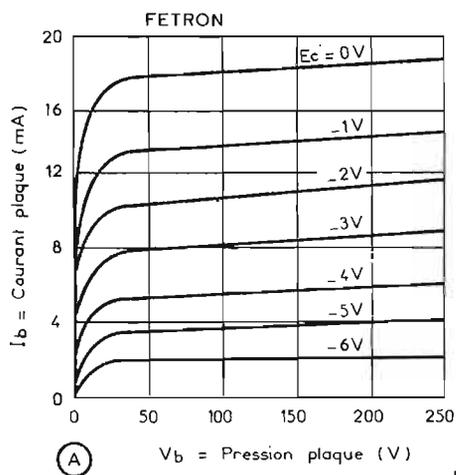


Fig. 7

Pour 12,6 V on branche la source de tension entre les broches 4 et 5 et pour 6,3 V on branche la source de tension filament entre le point 9 et les points 4 et 5 réunis. Les deux triodes sont identiques. Voici à la figure 7, en (A), les courbes I_b/V_d (courant drain à tension drain) pour diverses valeurs de la tension de porte.

En (B) les courbes I_b/V_b (courant plaque à tension plaque), pour diverses valeurs de la polarisation de grille d'un élément de 12AT7.

figure 7 B tandis que dans un FET, le courant plaque est presque indépendant de la tension plaque, comme dans une pentode ; donc, avec un fetron, la régulation de tension sera moins nécessaire.

fonctionné pendant 20 heures avec leur dissipation normale qui est de 1 760 mW. Les exemplaires défectueux étaient de 3,5 % donc beaucoup moins qu'avec les tubes.

D'autres fetrons ont été essayés par les compagnies de téléphone et au bout de 8 mois, il y a un déchet négligeable. Enfin, on a essayé des fetrons à 170 °C avec une puissance de 1,2 W. La température de

DURÉE DE VIE DES FETRONS

Des tubes à vide type sélectionné pour une vie très longue peuvent fonctionner pendant $5 \cdot 10^4$ heures (50 000 heures).

normal de fonctionnement est de 7 mA et qu'il fallait un courant de 30 mA à 350 à 400 V pour déceler des défauts. Des surcharges jusqu'à 6 A ont pu être obtenues.

D'autres caractéristiques comme les chocs et d'autres essais physiques ont montré que le boîtier métallique est incassable.

VERSIONS DE FETRONS

À la figure 8 on montre en (a) un fetron « 6AK5 » à utiliser comme amplificateur. Dans ce montage, il y a généralement une résistance de cathode ajustable pour rechercher le point de fonctionnement le meilleur. Aux fréquences dépassant 30 MHz, une capacité ajustable est montée pour la neutrodynamie. Elle est de l'ordre de 2 pF. Elle peut être montée intérieurement au fetron ou extérieurement.

Le montage oscillateur, figure 8 (b) comporte un circuit RC parallèle intérieur simulant la grille-écran à la broche 8 de la « 6AK5 » semi-conductrice. La réaction vers

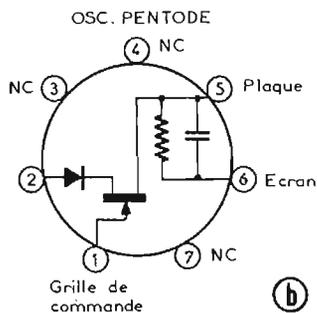
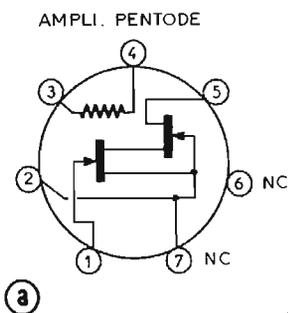


Fig. 8

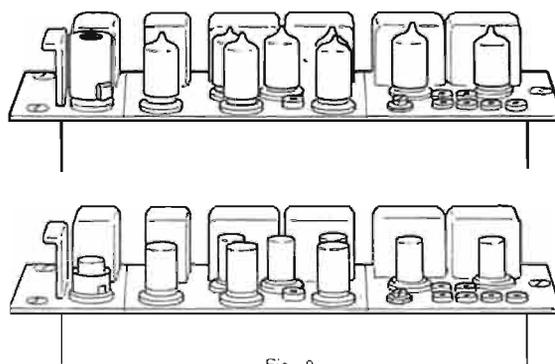


Fig. 9

Les échelles des ordonnées et des abscisses étant les mêmes on voit aisément que les deux familles de courbes sont très différentes, celles du FET se rapprochant des courbes d'une pentode.

Voici au tableau II les caractéristiques comparées d'une triode de vraie 12AT7 et celle d'une triode simulée TS12AT7 :

La pente du fetron est plus faible lorsque celui-ci est réalisé avec un seul FET. Par contre, si l'on examine les caractéristiques du fetron réalisé avec deux FET, on voit sur le tableau I que la pente de ce fetron « pentode » est 4 500 μ A/V donc supérieure à celle d'une triode de 12AT7.

Il est donc préférable d'adopter, pour simuler un élément triode 12AT7 d'utiliser le fetron « pentode ».

Remarquons qu'il y a un avantage intéressant dû à l'emploi d'un fetron en ce qui concerne la régulation de tension.

Dans une triode à vide, le courant plaque dépend de la tension plaque comme on peut le voir à la

jonction a atteint 215 °C, l'essai a duré 450 heures.

À 100 °C, les essais ont indiqué une durée de vie de 10^{11} heures. Les essais de destruction ont permis de conclure que le courant

des essais de durée ont été faits avec 1 000 fetrons par une méthode dite à essais accélérés et on a trouvé une possibilité de $3 \cdot 10^6$ heures, soit 300 années !

Sur les mille échantillons essayés, 787 ont été blindés et ont

l'entrée est réalisable à partir de la broche 6.

Une autre version est la « pentode » à gain réduit avec un seul FET. La double triode peut être simulée avec deux FET, un par élément ou avec deux cascades de deux FET chacun.

Les « pentodes » fetrons ont donné des résultats à 500 MHz sans présenter le souffle des vrais tubes 6AK5 ni d'effet microphonique.

On envisage pour l'avenir la création de fetrons simulant d'autres lampes comme les suivantes : 6AQ5, 6V6, 6BA6.

Avec une production importante, les fetrons pourront devenir un composant de remplacement à prix réduit.

La figure 9 montre deux montages : en haut à lampes, en bas à fetrons.

Référence : Vacuum tubes yield sockets to hybrid J-FET devices, par Bruce Burman, *Electronics*, 10 avril 1972, Vol. 45, N° 8, p. 85.

ANCIENS ETS FRANÇOIS

MAISON FONDÉE EN 1927

38, rue d'Hauteville - PARIS-10^e

TUBES RADIO - TÉLÉ - TRANSISTORS

Agent Dépositaire **MINIWATT-DARIO**

SAPHIRS - DIAMANTS - CELLULES POUR TOURNE-
DISQUES TOUTES MARQUES - FICHES DIN -
FUSIBLES - BANDES MAGNÉTIQUES B.A.S.F. -
CORDONS ET PROLONGATEURS POUR HI-FI

Tél. : 770-71-73 (MAGASIN FERMÉ LE SAMEDI)

MESURES SPÉCIALES EN TÉLÉVISION

I. — ESSAIS EN IMPULSIONS

GÉNÉRALITÉS

LES essais consistent à attaquer le système amplificateur « vidéo » au moyen d'impulsions rectangulaires et d'observer la « réponse » à l'oscilloscope.

Tout d'abord, il faut définir la valeur du temps de montée minimum en dessous duquel il est inutile de descendre et celui, maximum, qu'il ne convient pas de dépasser.

Considérons le système à 819 l. Un des tops les moins larges est, sans conteste, le top de synchronisation « ligne » figure 1. Pour que cette synchronisation s'opère encore normalement, il paraît nécessaire de respecter le dixième de la largeur, en temps, de l'impulsion la plus courte.

Arbitrairement, on peut se fixer pour le standard à 819 l,

$$T_{\max} \leq \frac{\tau}{10} = 0,25 \mu s.$$

Pratiquement, on peut mettre cela en évidence, soit en observant de très près les tops de synchronisation « lignes » issus d'une émission, ou, mieux, soit en utilisant un générateur d'impulsions de faible temps de montée. L'oscilloscope sera du type bicourbe: il comportera une loupe horizontale suffisante pour étaler le temps de montée sur l'écran et son propre temps de montée sera bien inférieur à celui qu'on doit mesurer (difficile pour les oscilloscopes bon marché). En superposant exactement sur l'écran les signaux d'entrée et de sortie (fig. 2 : cas de 2 signaux en phase), il est facile de repérer le temps de montée de l'étage vidéo. Si l'on n'a pas affaire à des signaux en phase, on pratiquera cette recombinaison « sur le papier ».

LE TEMPS DE MONTÉE

On rappelle qu'un temps de montée se situe entre 10 et 90 % de l'amplitude totale de l'impulsion (fig. 2 B). Le temps de montée minimum découle directement du spectre vidéo envoyé par un stan-

dard. En France et pour le standard à 819 l, il faut compter sur 10 MHz (période : $T = 100$ ns) pour arriver à l'extrémité supérieure de ce spectre. Cela signifie qu'il est possible d'observer dans le signal vidéo une composante dite « harmonique » de 100 ns de période. En toute rigueur, il conviendrait d'imaginer un temps de montée tel que la composante harmonique la plus élevée puisse être transmise sans altération.

dre cette condition, il faut se reporter aux figures 3 et 4, à la limite, la montée la plus lente correspond donc à l'exponentielle qui est confondue, dès l'origine de l'échelon, avec la sinusoïde précédente.

Selon l'amplitude de la composante harmonique, on peut donc obtenir graphiquement le temps de montée qu'il convient de ne pas dépasser si l'on veut respecter la forme de cette composante.

Considérons le cas où la compo-

en général, une amplitude plus faible que celle de la fréquence fondamentale ou du signal complet. C'est précisément le cas pour une impulsion rectangulaire : la 5^e harmonique de son spectre de fréquence ne présente déjà plus qu'une amplitude égale à 20 % environ de celle de la fondamentale. Il en est de même pour les impulsions de forme plus complexe, voire même bizarre. Supposons néanmoins qu'on ait affaire à un détail d'image qui nécessite une composante vidéo de 10 MHz avec une grande amplitude (fig. 3). Si l'on admet que l'exponentielle de montée est sensiblement confondue avec la partie croissante de la sinusoïde (c'est une approximation, bien entendu !), on aboutit à un temps de montée de :

$$T_m \approx \frac{T_H}{7},$$

T_H étant la période la plus faible à transmettre correctement soit, ici, $T_m \approx 15$ ns. Il est donc inutile de prévoir un temps de montée inférieur, lequel s'avère déjà très difficile à obtenir, étant donnée la très large bande passante qu'il impose. Si l'on admet que la composante harmonique de

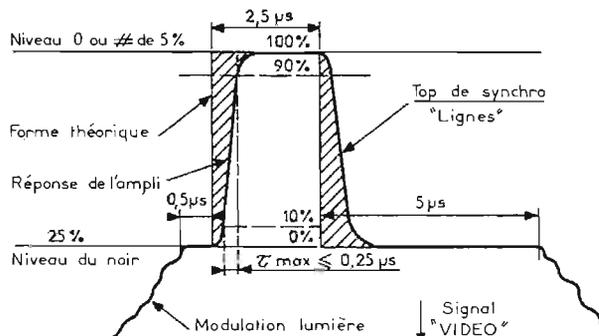


Fig. 1. — Détail de l'impulsion de synchronisation « ligne » en télévision à 819 lignes.

Pour ce faire, il suffit que la montée du signal rectangulaire n'entraîne pas la sinusoïde représentant la composante harmonique la plus élevée. Pour mieux compren-

sante harmonique possède une amplitude identique à l'échelon dont elle fait partie. Il s'agit-là d'un cas improbable, car les harmoniques extrêmes possèdent,

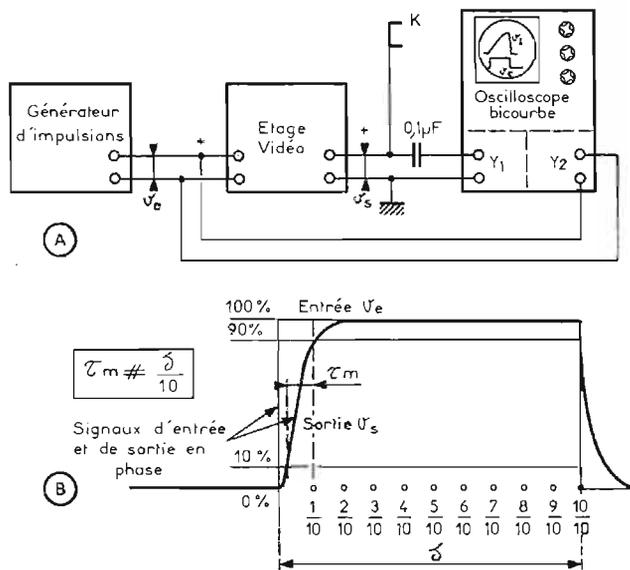


Fig. 2. — Banc d'essai en transitoire et mise en évidence du temps de montée.

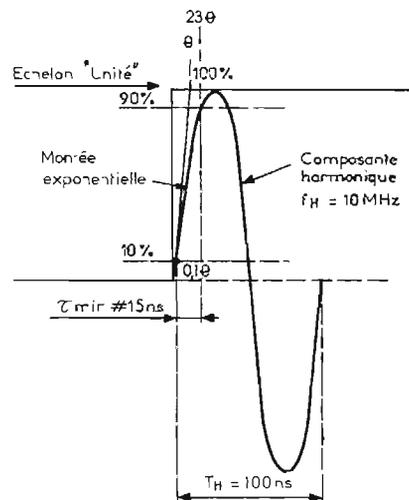


Fig. 3. — Le temps de montée résulte de la composante sinusoïdale la plus élevée en fréquence transmise par le spectre vidéo.

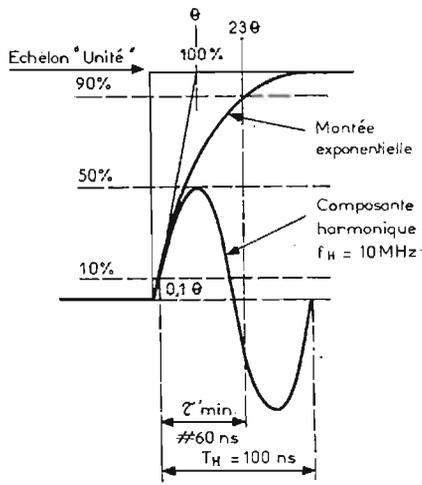


Fig. 4. — Cas d'une réduction d'amplitude de la composante élevée en fréquence ($B_p = 10 \text{ MHz}$ à -6 dB).

10 MHz est un peu affaiblie, soit par la bande passante de l'étage vidéo, soit à l'émission, on s'aperçoit qu'on peut augmenter très rapidement le temps de montée. Ainsi, figure 4, pour une réduction de 50 % de l'amplitude de T_H , le temps de montée passe à :

$$T_m \approx \frac{T_H}{1,6}$$

soit, pour $T_H = 100 \text{ ns}$, $T_m = \approx 60 \text{ ns}$.

Ces valeurs, calculées graphiquement, sont des grandeurs **minimales**. En pratique, on admettra donc le temps de montée suivant : $30 \text{ ns} < T_m < 80 \text{ ns}$.

En télévision à 819 lignes, 30 ns est une bonne valeur (80 ns pour les normes à 625 lignes). Une image télévisée obtenue avec un appareil possédant ces temps de montée en vidéo est tout à fait agréable à regarder. Toutefois, pour la chaîne complète (VHF + FI + vidéo), le temps de montée devant encore faire environ 100 ns, celui de l'étage vidéo sera donc plus court.

DÉTERMINATION DE LA BANDE PASSANTE A PARTIR DU TEMPS DE MONTÉE

Disons tout de suite que la mesure n'est réellement possible que si l'étage vidéo est exempt de correction. Cela réduit singulièrement les possibilités de mesure ou bien il convient de court-circuiter les bobines de correction ou la compensation de cathode. Comme on aboutit alors à une bande passante qui n'est pas réelle, on peut se demander quelle utilité on a à rechercher ce résultat ! Passons donc rapidement...

En observant la courbe de la fonction exponentielle, on démontre que la montée arrive à 90 % de la valeur maximale pour 2,3 fois la constante de temps θ du circuit de sortie vidéo. Comme la montée passe à 10 % pour $0,1 \theta$, on aboutit facilement à :

$$T_m = 2,2 R_p C_p \text{ (car } \theta = R_p C_p \text{)}$$

Par ailleurs, comme la bande passante est donnée par :

$$f_{qH} = \frac{1}{2 \pi R_p C_p}$$

(pour 3 dB d'affaiblissement)

il vient facilement :

$$f_{qH} = \frac{1,1}{\pi T_m} = \frac{0,35}{T_m}$$

Par exemple, puisqu'on décide que $T_m = 60 \text{ ns}$, la bande que doit posséder l'étage vidéo s'élève à 5,8 MHz ce qui s'avère très

On peut remarquer alors une diminution du temps de montée mais sans rapport avec l'augmentation de bande passante (voir plus loin).

Remarque : Les amplificateurs vidéo passant le continu, on ne teste enfin jamais ces circuits en impulsions longues.

BANC D'ESSAI EN TRANSITOIRE

Nous avons déjà dit qu'il convenait d'utiliser un oscilloscope bicourbe. La bande passante — donc le temps de montée — des amplificateurs verticaux doivent permettre l'observation des signaux très brefs.

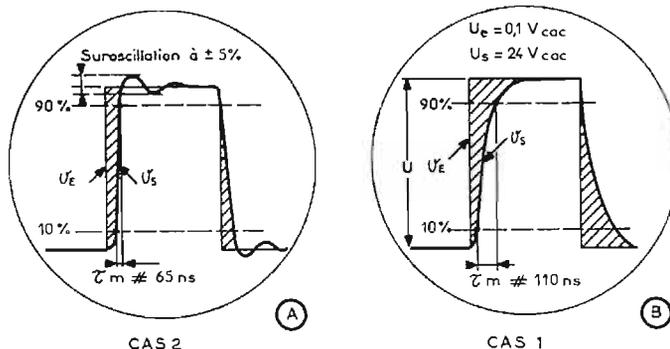


Fig. 6. — Réponses en impulsion (voir texte).

réalisable. Toutefois cette bande ne peut être retenue en 819 lignes car elle affaiblirait trop la composante harmonique à 10 MHz ; c'est la raison pour laquelle on prévoit des corrections vidéo-féquences, afin d'élargir cette bande.

Pour la télévision de normes E (819 lignes), la bande passante des entrées Y doit dépasser 10 MHz ; 15 ou 20 MHz conviendrait. Il y correspond respectivement des temps de montée de 23 ou 17,5 ns, ce qui s'avère un **maximum tolérable**.

Quel que soit le type d'amplificateur « vidéo » on utilise le banc d'essai de la figure 5. Un générateur d'impulsions fournit des trains d'ondes rectangulaires de 1 à 2 μ s de période de récurrence sur sa résistance de charge privilégiée (50 à 600 Ω selon l'appareil). Le niveau choisi dépend de la sensibilité de l'amplificateur « vidéo » mais l'on prendra bien garde de ne jamais saturer les étages (ex. : $V_E = v 100 \text{ mV}_{c.c.}$) pour les tubes, moins pour les transistors.

Les entrées verticales de l'oscilloscope sont branchées avant et après l'amplificateur « vidéo » par l'intermédiaire de sondes compensées en fréquence. On tiendra compte de leur propre atténuation ; la petite capacité interne de la sonde sera ajustée sur le signal d'entrée pour une reproduction convenable du signal rectangulaire (pas de dépassement, ni de traînage : voir l'oscillogramme « V_E » figure 5). Le signal d'entrée apparaîtra, autant qu'il est possible, semblable aux tensions V_E de la figure 6.

Cette figure donne également les réponses des étages « vidéo » à l'impulsion rectangulaire précédente. Bien qu'il y ait inversion de phase, le signal V_S a été retourné au moyen d'un inverseur à large bande et à gain unité. De plus, le gain vertical fin a été réglé de telle sorte que les deux signaux V_E et V_S coïncident en amplitude.

Le signal de sortie ne suit pas exactement les contours de celui d'entrée mais oscille sensiblement autour de celle-ci (voir l'oscillogramme « V_S », figure 5).

On peut observer, notamment, l'action respective des corrections « vidéo » (fig. 6).

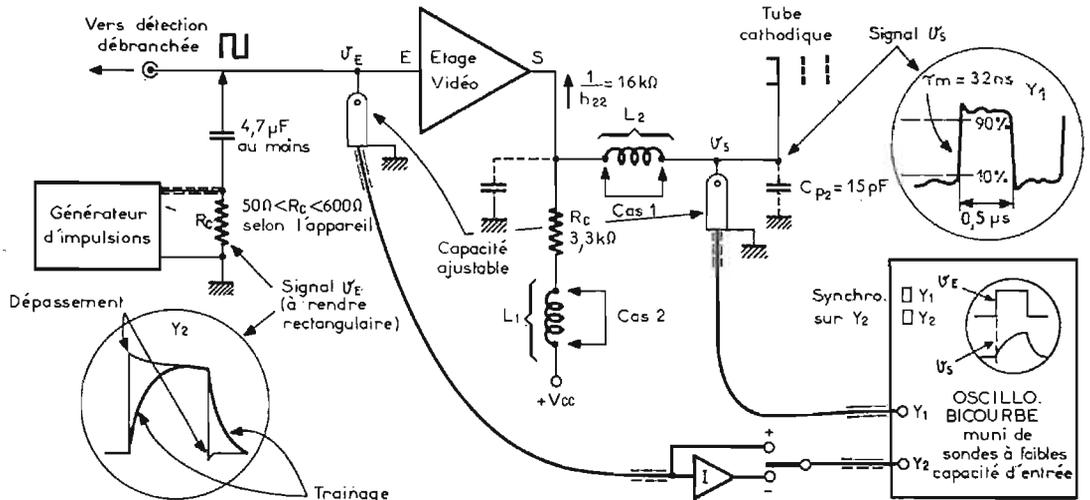


Fig. 5. — Mode de branchement de l'oscilloscope.

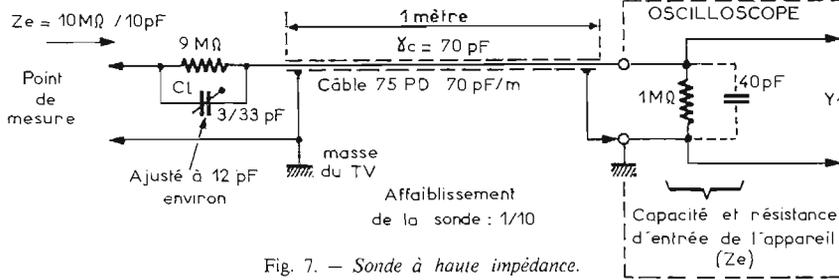


Fig. 7. — Sonde à haute impédance.

Il faut, en effet, ajouter la propre capacité du câble de liaison (environ 70 pF) pour 1 m de longueur. On aboutit ainsi à $C_1 \neq 12$ pF, valeur comprise dans les limites du condensateur ajustable. L'atténuation est de $1/10^c$. Si l'on peut admettre une atténuation de $1/100^c$, on peut faire appel à la sonde à moyenne impédance de la figure 8.

La capacité d'entrée touche ici à 2 pF. Cette sonde convient à l'observation des signaux de sortie.

La figure 9 évoque une sonde « électronique » ou sonde « active » de gain 1. Elle emploie un montage « collecteur-commun » alimenté par le câble suivi d'un second étage à charges réparties (déphaseur). On peut ainsi plus facilement inverser la phase du signal afin de faire coïncider les impulsions précédentes sur l'oscilloscope qui fait suite.

La bande passante du système est assez large pour respecter les signaux transmis (environ 10 MHz).

Des mises au point seront à prévoir selon le type de transistors utilisé. Le 2N1711, surtout modèle NPN, équivalent convient. Pour des transistors PNP (2N2905 par exemple), il conviendrait d'inverser les polarités de la source de 9 V. Enfin l'admissibilité d'une telle sonde s'avère assez réduite : de l'ordre du volt efficace.

Roger Ch. Houzé, professeur à l'E.C.E.

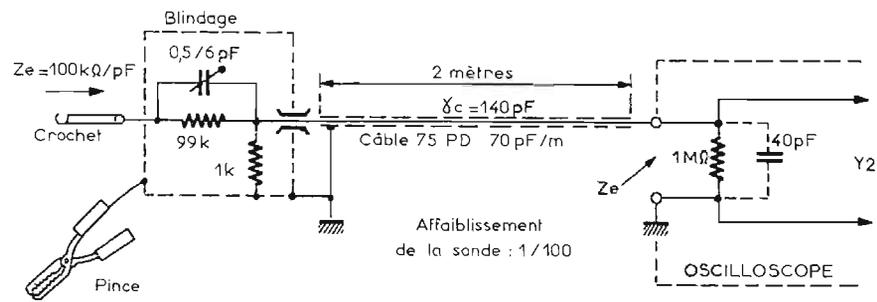


Fig. 8. — Sonde à faible capacité d'entrée.

Ainsi, en court-circuitant L_2 , on ne conserve que la correction « shunt ». En exemple, nous trouvons en A, figure 6, une montée assez sage : $T_m = 110$ ns.

En appliquant les formules ci-dessous (on assimile le système à un circuit simple ce qui est une approximation !), il vient, approximativement :

$$f_{qH} \neq \frac{0,35}{110 \cdot 10^{-9}} = 3,2 \text{ MHz.}$$

En court-circuitant L_1 , on obtient au contraire quelques sur-oscillations (cas 2, oscillogramme B, figure 6). Celles-ci ne dépassant pas $\pm 5\%$, on peut encore appliquer la relation précédente, sachant que $T_m = 65$ ns :

$$f_{qH} \neq \frac{0,35}{65 \cdot 10^{-9}} = 5,4 \text{ MHz.}$$

Enfin, l'ensemble des corrections donne un temps de montée de 48 ns ce qui veut dire que la

RÉALISATION DE SONDES DE PRÉLEVEMENT

Les constructeurs d'oscilloscopes fournissent généralement les sondes à haute impédance nécessaires à la mesure précédente.

Néanmoins, pour ceux qui seraient tentés d'en réaliser nous donnons, figures 7 à 9, quelques

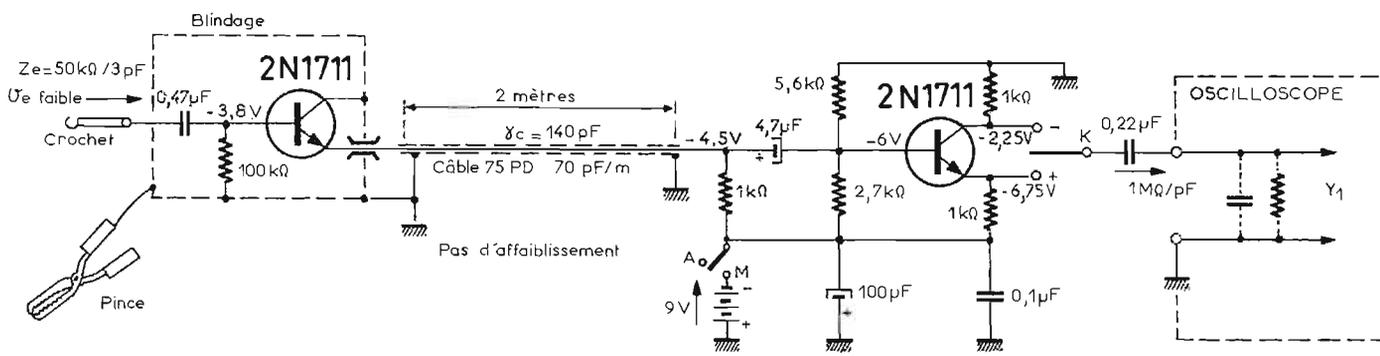


Fig. 9. — Sonde active de gain 1.

Or, avec les éléments du schéma, on trouve (avec la charge $R_p = \frac{R_c}{1 + h_{22}R_c} \neq 2700 \Omega$) :

$$f_{qH} = \frac{1}{2\pi R_p (C_{p1} + C_{p2})} = \frac{1}{2 \cdot 2700 \cdot 2510 \cdot 10^{-12}} = 2,36 \text{ MHz}$$

La correction vidéo augmente donc la bande de $\frac{3,2}{2,36} = 1,35$ fois ; cela correspond aux corrections usuelles.

bande passante corrigée dépasse 7 MHz. Toutefois, ici, les sur-oscillations sont assez apparentes (environ $\pm 10\%$).

En fait, si l'on relevait, dans chaque cas, les bandes passantes respectives, on trouverait des résultats légèrement différents, car les corrections réagissent les unes sur les autres de façon complexe. De plus, la formule initiale ne s'adresse en fait que pour des circuits simples.

schémas types. Ces sondes de « prélèvement » sont destinées à être raccordées sur un oscilloscope présentant une impédance d'entrée de 1 MΩ shuntée par 40 pF (constante de temps = $\theta_c = 40 \mu s$).

La sonde de la figure 7 est à haute impédance : la résistance d'entrée fait 10 MΩ. La capacité ajustable de 3 à 33 pF permet d'égaliser les constantes de temps : $9 M \times C_1 = 1 M \Omega (\delta_c + 40 pF)$

RADIOPHONIE

A IMPULSIONS CODÉES

par R. ASCHEN

Introduction

Le schéma synoptique d'un transmetteur à impulsions codées se compose d'un compteur synchrone commandé à partir d'un oscillateur à impulsions, d'un convertisseur digital-analogique et d'un comparateur de tension. Le signal de l'oscillateur est transmis au compteur dont les sorties Q_1, Q_2, Q_3 et Q_4 se trouvent dans l'état « 1 » ou dans l'état « 0 », c'est-à-dire sous tension (1) ou sans tension (0). La première impulsion de l'oscillateur porte la sortie Q_1 dans l'état « 1 ». Le poids de Q_1 étant de 1.2^0 , le nombre binaire est 1. La seconde impulsion porte Q_2 dans l'état « 1 » et Q_1 dans l'état « 0 », d'où la somme $0.2^0 + 1.2^1$ et le nombre binaire 10. La figure 1 montre comment la 6^e impulsion porte Q_1 à 0, Q_2 à 1 et Q_3 à 1. La somme des poids est $0.2^0 + 1.2^1 + 1.2^2$ ce qui fait 6 et que nous écrivons en binaire 110 en mettant le poids le plus faible à droite du mot. Le compteur de la figure 1 comporte 4 bascules dont 4 sorties non complémentées qui délivrent 4 bits suivant le tableau de la figure 1. Pour obtenir 5 bits il suffit d'ajouter une bascule. L'oscillateur est relié au compteur et à l'entrée d'un convertisseur dont la sortie délivre une tension qui augmente à chaque impulsion que reçoit l'entrée. La tension de sortie du convertisseur a la forme d'une rampe d'escalier où chaque marche correspond à une impulsion. Le comparateur reçoit simultanément la tension amplifiée d'un microphone et la tension du convertisseur. La tension du microphone est transmise au comparateur par échantillons c'est-à-dire par coupures à fréquence de 8 000 Hz.

Lorsque l'échantillon est transmis au comparateur, l'oscillateur « démarre » et le convertisseur alimente la seconde entrée du comparateur. Le codage commence en même temps à l'aide du compteur.

A l'instant où la tension du convertisseur dépasse celle de l'échantillon, le comparateur ne délivre plus de tension et l'oscillateur est stoppé. Les deux entrées du comparateur produisent à la sortie des tensions en opposition de phase ce qui explique l'absence de tension à la sortie au moment où les tensions sont égales entre elles à l'entrée.

Le compteur est arrêté et les états des bascules donnent l'équivalent binaire de la tension analogique du microphone lorsque le comparateur a été échantillonné par sa tension. Les états binaires

Si l'échantillon correspond par exemple à 6 mV et si chaque impulsion de l'oscillateur produit à la sortie du convertisseur une augmentation de tension de 1 mV, le nombre d'impulsions avant l'arrêt

par 0110 dont par un blanc suivi de 2 impulsions et d'un autre blanc. Le codage d'un échantillon a duré $1/8000^e$ de seconde et le transfert vers l'émetteur transmet le mot binaire de l'échantillon, le compteur a déjà commencé à coder l'échantillon suivant. Dans le cas de la figure 1, la transmission commence par l'état de Q_1 et s'arrête après l'état de Q_4 .

Le procédé de décodage est basé sur le même principe où chaque digit est d'abord reçu séparément et ensuite transféré, tous ensemble, vers les bascules qui commandent le convertisseur digital-analogique.

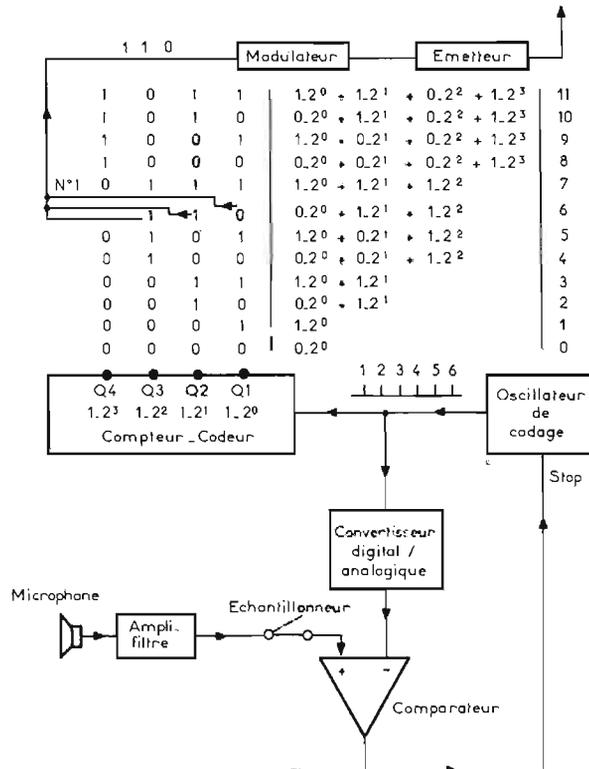


Fig. 1

du compteur sont maintenant transférés successivement, l'un après l'autre et en commençant par celui de Q_1 , le plus faible, au modulateur de l'émetteur.

du codage sera donc de 6. Ces 6 impulsions à l'entrée du compteur se traduisent après codage par $Q_1 = 0, Q_2 = 1, Q_3 = 1$ et $Q_4 = 0$. L'émetteur est modulé

SCHEMAS SYNPTIQUES CONCERNANT LA TRANSMISSION D'IMPULSIONS CODEES

LE CODAGE BINAIRE

Si l'on veut obtenir des impulsions codées en binaire à partir d'une tension analogique, la solution la plus simple est celle que nous montre la figure 1a. Admettons que la tension continue U_a de la figure 1a. Nous appliquons cette tension U_a à l'une des deux entrées d'un comparateur fonctionnant en indicateur de zéro dont l'autre entrée reçoit la tension U_s provenant d'un convertisseur digital-analogique.

Celui-ci délivre une tension qui varie avec les états binaires que l'on transmet à ses entrées $Q_1, Q_2, Q_3, etc.$

Si le convertisseur comporte 4 entrées : Q_1, Q_2, Q_3 et Q_4 , sa tension de sortie U_s sera nulle si $Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q_4 = 0$.

En portant Q_1 dans l'état 1 à l'aide d'une certaine tension continue, la tension U_s ne sera plus nulle: mais positive ou négative. Son niveau correspondra au poids de l'entrée Q_1 qui est $1.2^0 = 1$. La tension U_s est donc au niveau 1. En portant Q_2 dans l'état 1 et Q_1, Q_3 et Q_4 dans l'état 0, la tension U_s augmente et correspond alors au poids de Q_2 qui est $1.2^1 = 2$. La tension U_s avec $Q_2 = 1$ est deux fois supérieure à celle où $Q_1 = 1$. Le niveau de sortie a augmenté de deux fois. Si $Q_3 = 1$, la tension augmente encore et le niveau devient $1.2^2 = 4$. Même remarque pour Q_4 qui fait passer

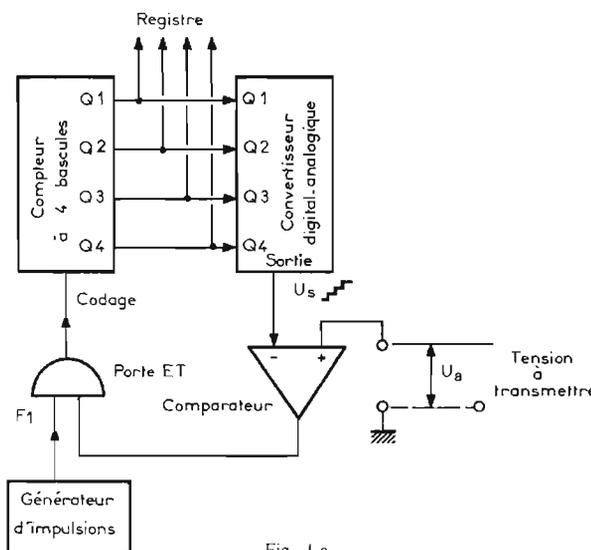


Fig. 1 a

le niveau à $1.2^3 = 8$ si $Q_1 = Q_2 = Q_3 = 0$. La figure 1b montre les états de Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 . En admettant que $Q_1 = Q_2 = 1$ et $Q_3 = Q_4 = 0$, les poids qui fixent la valeur de la tension U_s sont $1.2^0 + 1.2^1 = 3$. Et si nous portons toutes les entrées du convertisseur dans l'état 1, les poids s'ajoutent et deviennent $1.2^3 + 1.2^2 + 1.2^1 + 1.2^0$ d'où la somme $8 + 4 + 2 + 1 = 15$.

Si $Q_4 = 1$ et $Q_3 = Q_2 = Q_1 = 0$, nous obtenons : $1.2^3 = 8$. Pour $Q_3 = 1$ et $Q_4 = Q_2 = Q_1 = 0$ on obtient : $1.2^2 = 4$. Si $Q_2 = 1$ et $Q_1 = Q_3 = Q_4 = 0$, on a : $1.2^1 = 2$ et si $Q_1 = 1$ on a : 1.2^0 à condition que $Q_2 = Q_3 = Q_4 = 0$. La tension maximale de U_s correspond au niveau 15. Supposons que ce niveau 15 se traduise par une tension continue positive de + 15 V. Le niveau 1 est dans ces conditions à + 1 V, le niveau 2 à + 2 V, le niveau 3 à + 3 V, etc. En admettant que la tension analogique $U_a = + 11$ V, le comparateur ne délivrera à sa sortie aucune tension, si U_s du convertisseur se trouve également à + 11 V. Une tension de + 11 V exige les poids suivants : $1.2^3 + 0.2^2 + 1.2^1 + 1.2^0$ ou $8 + 0 + 2 + 1 = 11$. Les états binaires sont fixés dans ces conditions par $1 + 0 + 1 + 1$ d'où $Q_4 = 1, Q_3 = 0, Q_2 = 1$ et $Q_1 = 1$.

L'équilibre est donc réalisé entre la tension analogique et la tension du convertisseur si $Q_4 = 1, Q_3 = 0, Q_2 = 1$ et $Q_1 = 1$. Ces états binaires traduisent le niveau de la tension analogique et ce sont ces états que nous devons maintenant transmettre vers le récepteur sous forme d'impulsions codées qui sont successivement les états 1101 c'est-à-dire 1.2^0 (Q_1), 1.2^1 (Q_2), 0.2^2 (Q_3) et 1.2^3 (Q_4). La première impulsion à transmettre est le codage de 1, la seconde le codage de 2, ensuite un blanc (0.2^2) et finalement le codage de 8 donc successivement 1101 en commençant par la gauche. En binaire nous écrivons ce codage : 1 0 1 1 que nous lisons de droite à gauche : $1.2^0 + 1.2^1 + 0.2^2 + 1.2^3$.

Comment est-il possible de porter les états 1 aux entrées Q_1, Q_2 et Q_4 et l'état 0 à l'entrée Q_3 du convertisseur ?

LA CONVERSION ANALOGIQUE-DIGITALE

Il suffit de relier les entrées Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 du convertisseur aux sorties Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 d'un compteur.

Nous avons choisi ici un système à 4 bits permettant d'obtenir 15 niveaux au-dessus du niveau zéro. Nous aurions pu choisir un système à 5 bits ou 6 bits, soit 31 niveaux ou 61 niveaux. Le nombre 4 exige 4 bascules et 4 entrées au convertisseur. Les schémas du convertisseur et du

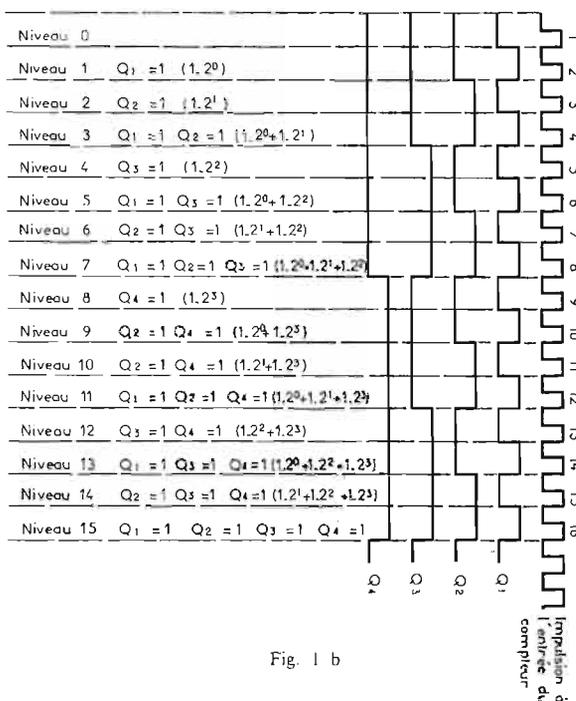


Fig. 1 b

compteur seront décrits plus loin ainsi que leur fonctionnement. L'ensemble du compteur est conçu de telle sorte que toutes ses sorties se trouvent d'abord dans l'état 0.

En appliquant une impulsion à l'entrée du compteur, la sortie Q_1 passe dans l'état 1 mais les sorties Q_2, Q_3 et Q_4 restent dans l'état 0. Une seconde impulsion porte Q_1 à 0, Q_2 à 1 et laisse Q_3 et Q_4 dans l'état 0. Comme $Q_2 = 1$, le poids devient $1.2^1 = 2$. La 3^e impulsion porte Q_1 à 1 et garde Q_2 à 1 avec $Q_3 = 0$ et $Q_4 = 0$ d'où les poids $1.2^0 + 1.2^1 = 3$.

analogique $U_a = 11$ V, l'équilibre avec la tension U_s du convertisseur est réalisé à la 11^e impulsion du fait que $Q_1 = 1, Q_2 = 1, Q_3 = 0$ et $Q_4 = 1$ donc $1.2^0 + 1.2^1 + 0.2^2 + 1.2^3 = 11$. Il faut donc arrêter le compteur à la 11^e impulsion si l'on veut traduire le niveau de la tension analogique (11 V) par les états binaires 1101 des sorties Q_1, Q_2, Q_3 et Q_4 des figures 1a et 1b.

Cet arrêt s'effectue automatiquement à l'aide du comparateur dont la tension de sortie tombe à 0 à la 11^e impulsion de codage.

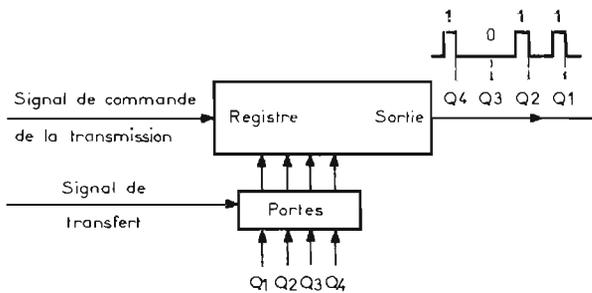


Fig. 2

La 4^e impulsion fait passer Q_1 à 0, Q_2 à 0, Q_3 à 1 et Q_4 à 0 donc $0.2^0 + 0.2^1 + 1.2^2 + 0.2^3 = 4$. Chaque nouvelle impulsion fait monter la tension de sortie du convertisseur d'un échelon c'est-à-dire d'un niveau. Après la 15^e impulsion nous trouvons toutes les sorties du compteur et toutes les entrées du convertisseur dans l'état 1. On a donc $Q_1 = 1, Q_2 = 1, Q_3 = 1$ et $Q_4 = 1$ d'où les poids $1.2^0 + 1.2^1 + 1.2^2 + 1.2^3 = 15$. Le convertisseur délivre le niveau 15, soit 15 V dans notre exemple. Chaque nouvelle impulsion se traduit par une nouvelle marche dans la rampe d'escalier de la tension de sortie à partir de la 16^e impulsion. Pour une tension

Le signal de codage à fréquence F_1 doit traverser une porte ET mais cette porte reçoit également la tension de sortie du comparateur. Pour que la porte reste ouverte il faut que ces deux tensions soient présentes simultanément ; celle de F_1 et celle du comparateur. Si la tension du comparateur est absente la porte se ferme, le signal de codage n'arrive plus au compteur et celui-ci s'arrête. C'est le cas après la 11^e impulsion où $U_s = U_a$. Les états binaires des sorties Q_1, Q_2, Q_3 et Q_4 soient 1101 traduisent la tension du signal analogique par sa valeur digitale. Cette valeur comporte ici 4 digits (ou 4 bits ou encore 4 moments). On exprime cette valeur par un

mot à 4 bits qui est ici 1 0 1 1. Avec 4 bits on peut exprimer 15 niveaux et l'absence de niveau.

LE REGISTRE A DECALAGE

Le fonctionnement de cette conversion analogique-digitale (tension en bits) est résumé figure 1a.

Une fois la conversion terminée, on expédie les états binaires du compteur arrêté vers un registre à travers des portes de transfert (Fig. 2). On ouvre ces portes à la fin du codage à l'aide d'un signal de transfert de courte durée. Pendant que le registre délivre à sa sortie successivement les états binaires correspondant au niveau analogique de la tension qui vient d'être codée, les portes de transfert sont fermées et le compteur repart à la recherche des états binaires correspondants à une nouvelle valeur de la tension analogique. Le codage de cette tension s'effectue donc simultanément avec la transmission des impulsions codées concernant la tension qui a précédé et ceci grâce au registre.

LE NOMBRE DE BITS

Si nous effectuons 8 000 codages par seconde, la vitesse de transmission sera de $8 000 \times 4 = 32 000$ bits par seconde étant donné que chaque codage comporte 4 bits. La vitesse de transmission est alors de 32 000 bauds. Un bit se présente sous forme d'une impulsion qui correspond à l'état « 1 » ou sous forme d'un blanc c'est-à-dire l'absence d'une impulsion qui correspond à l'état « 0 » (Fig. 2). La synchronisation du récepteur exige encore un digit ce qui porte le nombre à 5 et la vitesse de transmission à $8 000 \times 5 = 40 000$. La figure 3 montre le schéma synoptique d'une transmission à 5 bits dont 4 bits pour le codage de la tension et 1 bit pour la synchronisation de l'horloge du récepteur.

LE SIGNAL DE CODAGE

En absence du bit de synchronisation le nombre de bits par seconde est de 52 000. Le codage d'une tension à l'aide de 4 bits donc 15 niveaux exige au maximum 16 impulsions à l'entrée du compteur. Avec 8 000 codages par seconde le nombre d'impulsions à l'entrée du compteur doit être de $8 000 \times 16 = 128 000$. Si nous ajoutons 1 bit pour la synchronisation, la fréquence de codage devient $8 000 \times 5 \times 4 = 160 000$ Hz. Chaque bit exige $\frac{16}{4}$ impulsions

et comme nous transmettons $8 000 \times 5 = 40 000$ bits par seconde la fréquence du signal de codage sera $40 000 \times \frac{16}{4} = 160 000$ Hz. Sans la remise à zéro du compteur exigeant une 16^e impulsion la fréquence du signal de

codage est de 160 000 Hz (Fig. 3). Le déplacement dans le registre s'effectue ici à la vitesse de transmission des digits, c'est-à-dire à 40 000 Hz. Le premier bit est réservé à la synchronisation et les quatre bits suivants au codage de l'amplitude du signal analogique U_a . Dans l'exemple de la figure 3, l'amplitude de la tension U_a est au niveau 11 que le registre transmet après codage par le mot binaire 1 0 1 1 en commençant par le poids le plus faible 1.2^0 suivi par 1.2^1 , 0.2^2 et 1.2^3 donc par une impulsion (1) suivie d'une seconde impulsion (1), ensuite un blanc (0) et pour terminer une autre impulsion (1). Dans le cas où la tension U_a est constante le registre transmet 8 000 fois par seconde le même codage accompagné chaque fois d'une impulsion de synchronisation. Dans le cas où la tension U_a varie en amplitude, le codage peut avoir 8 000 mots différents par seconde.

L'expérience montre que cette fréquence de 8 000 Hz permet de coder une tension alternative dont la fréquence peut atteindre 3 500 Hz. La tension alternative est comparée 8 000 fois par seconde avec la tension du convertisseur et après chaque égalité des deux tensions, les états binaires du compteur sont transférés au registre. Nous découpons ainsi la tension analogique alternative en 8 000 échantillons qui sont transmis successivement au comparateur. Celui-ci arrête le compteur après chaque égalité des deux tensions. Une fréquence d'échantillonnage de 8 000 Hz permet d'obtenir un codage d'une tension analogique de l'ordre de 4 000 Hz maximum soit 3 500 Hz en moyenne.

LE SIGNAL TELEPHONIQUE

Nous pouvons donc transmettre une conversation téléphonique occupant la bande de 300 Hz à 3 500 Hz. Etant donné que le signal téléphonique se compose d'alternances positives et négatives, il sera nécessaire de transmettre après le signal de synchronisation un nouveau bit indiquant la polarité du signal échantillonné. La présence de ce bit peut signifier que la tension codée est positive et son absence peut signifier une polarité négative. Pour obtenir ce bit indiquant le signe, il sera nécessaire d'employer un second comparateur dont la tension de sortie sera positive ou négative suivant la polarité du signal analogique.

LE SIGNAL DE TELEVISION

Un signal analogique de télévision a une fréquence allant jusqu'à 6 MHz. Son codage nécessite d'après Shannon une fréquence d'échantillonnage de 12 MHz. En se contentant de 120 niveaux, 7 bits, la vitesse de transmission atteint $12.7 = 84$ mégabits par

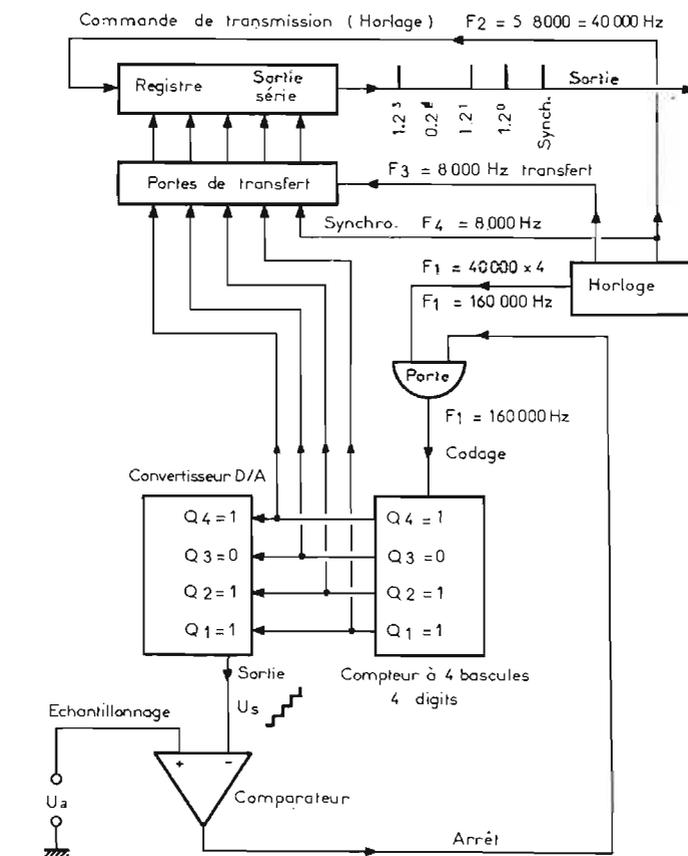


Fig. 3

seconde! Ajoutons le bit de synchronisation, la vitesse atteint 100 mégabits.

La bande passante exigée par cette vitesse nous conduit dans le domaine des gigahertz donc vers la télévision de demain (un gigahertz = 10^9 Hz).

Les 100 millions de bits par seconde donc 100 millions de bauds, représentent 100 millions de signaux ou plus exactement 100 millions de points d'information où chaque point correspond à la présence ou à l'absence d'une impulsion dont le rythme de transmission doit être commandé par une impulsion de synchronisation avant chaque «salve» de n bits. Ces 100 millions de bits par seconde produisent des images à 3 millions de points par seconde destinés au téléspectateur qui n'en retient qu'un petit nombre et complète le reste intérieurement.

L'IMPORTANCE DU NOMBRE DE BITS

Si $n = 7$, le niveau zéro se traduit par l'absence d'impulsions et la salve est supprimée. Le niveau le plus élevé par contre est transmis à l'aide d'une salve à 7 impulsions dont chacune est séparée de l'autre par un temps mort de même durée que celle des impulsions. Les 7 bits peuvent ainsi reproduire dans le récepteur jusqu'à 2^7 niveaux en comptant comme niveau n° 1 celui de l'absence de tension.

Appelons par n le nombre de bits. Si $n = 2$ le nombre de niveaux en comptant celui de zéro est égal à 4. Aucune impulsion n'est

transmise au niveau 1 correspond à l'absence de tension. Le registre a à sa sortie successivement 0 0. Le niveau 2 se traduit à la sortie du registre par un 0 suivi de 1. Le niveau 3 par un 1 suivi de 0. Le niveau 4 par un 1 suivi de un 1. Les 4 niveaux correspondent ainsi à la suite successive de 00, 01, 10 et 11. En comptant le 0 comme niveau 1 avec l'emploi de 2 bits on obtient $2^2 = 4$ niveaux. Avec 3 bits on a $2^3 = 8$ niveaux, donc 7 sont à compter à partir du 0 correspondant à l'absence de tension. Chaque nouveau bit augmente de deux fois le nombre de niveaux.

Les nombres binaires 1 sont transmis par des impulsions brèves à forte amplitude dont la durée est généralement égale à celle qui sépare les impulsions. Les nombres binaires 0 sont caractérisés par l'absence d'impulsions. Le système est donc basé sur une transmission par tout ou rien. Il suffit dans ces conditions que l'amplitude des impulsions dépasse celle des parasites et des signaux parasites pour que la réception soit parfaite.

Le seul bruit perceptible à l'écoute est celui de l'échantillonnage et de quantification. Ce bruit diminue avec l'augmentation de la fréquence d'échantillonnage qui doit être au moins deux fois supérieure à la fréquence du signal téléphonique et avec l'augmentation du nombre de niveaux par échantillon.

Plus on rapproche les niveaux successifs de quantification, moins il y aura de bruit mais ce rapprochement exige une augmentation

du nombre de bits et cette augmentation exige à son tour un élargissement de la bande passante d'où une diminution du rendement dans la transmission.

CALCUL SIMPLIFIE DU NOMBRE DE NIVEAUX

La transmission d'un message téléphonique exige un certain nombre de seuils que l'on peut calculer à partir d'un niveau étalon que l'on désigne par le 0 Np. Le 0 Np correspond à une puissance de 1 mW, soit 0,77 V aux bornes d'une ligne de 600 Ω . Nous considérons cette puissance à l'entrée du récepteur téléphonique comme celle qui correspond à la valeur maximale du signal reçu et qui produit de ce fait le niveau le plus élevé.

La limite inférieure correspondant au niveau le plus bas qui est à peine perceptible par l'oreille est de -6 Np.

Une variation de 10% par niveau, soit 20% entre deux niveaux est pratiquement inaudible. Du fait que les niveaux extrêmes sont à 0 Np et -6 Np et que la tolérance admise entre deux niveaux est de 20% soit environ 0,2 Np le nombre de niveaux doit être de l'ordre $\frac{1}{0.2} \times 6 = 30$. Nous savons que 0,2

ce nombre 30 exige 5 bits. Vérifions : $1.2^0 + 1.2^1 + 1.2^2 + 1.2^3 + 1.2^4 = 31$ et $2^5 = 32$.

La transmission d'un message téléphonique d'une qualité normale se contente de 5 bits pour le codage de 31 niveaux au-dessus de zéro. Il faut ajouter 1 bit pour la synchronisation et 1 bit pour le signe. On peut encore transmettre 1 bit destiné à l'appel sonore ou lumineux. La fréquence d'échantillonnage est de 8 000 Hz. Le signal analogique est découpé en 8 000 échantillons par seconde et chaque échantillon est codé à l'aide de 5 bits. Le niveau le plus élevé est codé successivement par une suite de 5 impulsions et le niveau zéro par l'absence des 5 impulsions. Le niveau 11 est codé par la suite : 1 1 0 1 correspondant à $1.2^0 + 1.2^1 + 0.2^2 + 1.2^3$ que nous écrivons en mot binaire : 0 1 0 1 1.

LE SYSTEME MULTIPLEX

On peut échantillonner successivement des signaux à évolution lente (téléphonie) en mesurant leur amplitude à un instant donné, et transmettre celle-ci pour chaque signal, l'un après l'autre. La transmission téléphonique que nous venons de décrire est basée sur l'emploi de $5 + 1 + 1 + 1 = 8$ bits et 8 000 échantillons par seconde d'où une vitesse de transmission de 64 000 bits par seconde. Le codage réservé aux 5 bits de l'amplitude exige 32 impulsions à l'entrée du compteur pour le niveau le plus élevé, soit $32/5 = 6,4$ impulsions par bit codé et

$6,4 \times 8 = 51,2$ impulsions pour la trame de 8 bits donc $6,4 \times 64\ 000$ impulsions par seconde.

En doublant la vitesse des bits pour atteindre 128 000 par seconde, il sera possible de transmettre deux messages téléphoniques par le principe du multiplexage dans le temps. Pendant la moitié de la trame, soit $1/16\ 000$ de seconde, on procède au codage du 1^{er} échantillon du premier message à l'aide des 8 bits. Pendant l'autre moitié de $1/16\ 000$ de seconde de la première trame de $1/8\ 000$ de seconde, on code le second message et on transmet simultanément le premier message. La première moitié de la seconde trame est réservée à la transmission du second message et simultanément au codage du second échantillon du premier message. La seconde moitié de la seconde trame est occupée par la transmission du premier message et par le codage du second échantillon du second message. Ce multiplex à deux voies réduit le temps mort.

Les 8 bits occupent $1/16\ 000$ de seconde pour chaque échantillon. A chaque nouvelle trame de $1/8\ 000$ de seconde, on transmet à l'aide du registre le codage de la seconde voie pendant $1/16\ 000$ de seconde et on procède simultanément au codage de l'échantillon de la voie 1.

L'échantillonnage s'effectue deux fois par trame de $1/8\ 000$ de seconde ; d'abord pour la voie 1 et ensuite pour la voie 2. Pendant que l'on code l'échantillon d'une voie on transmet l'échantillon déjà codé de l'autre voie. Ce procédé supprime le temps mort ; il permet de transmettre deux messages sans diaphonie par le même transmetteur en émettant successivement les échantillons provenant des deux voies. Le récepteur reçoit un échantillon codé après l'autre. Il décode celui de la première voie et ensuite celui de la seconde voie. La vitesse de transmission étant très élevée (128 000 bits par seconde) la reproduction s'effectue sans distorsion ; elle est tout à fait comparable à celle d'une transmission téléphonique simultanée par deux voies séparées où chacune serait occupée par un message.

Nous avons résumé en figure 4 le principe de fonctionnement d'une transmission à une voie par impulsions codées en supposant que le niveau du signal analogique soit à sa valeur maximale, niveau 31 codé 11111 et la transmission à partir de deux voies par multiplex où le premier signal analogique est échantillonné au niveau 31 et le second au niveau 11. En résumé, on peut échantillonner successivement des signaux à évolution lente en mesurant leur amplitude à un instant donné, et transmettre celle-ci pour chaque signal, l'un après l'autre. Exemple : chaque signal

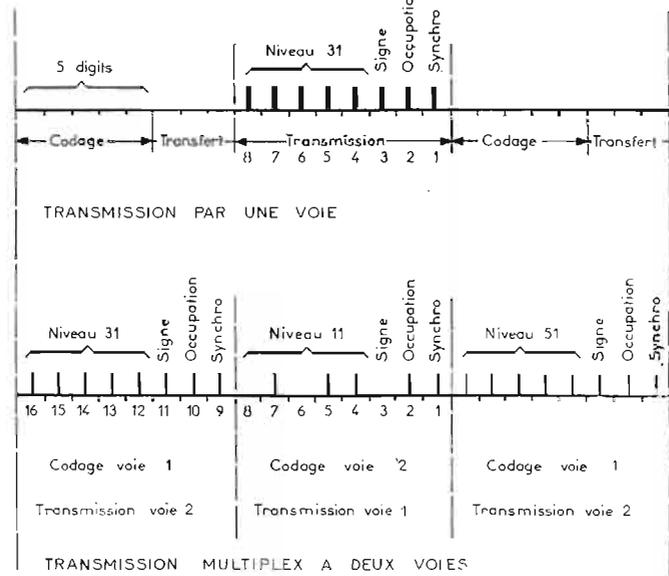


Fig. 4

est échantillonné pendant $10\ \mu s$ 10 000 fois par seconde. Le nombre de voies que l'on peut transmettre est dans ces conditions $N = \frac{1\ \text{seconde}}{10 \cdot 10^{-6} \times 10\ 000} = \frac{1}{10^1} = 10$ C'est le principe du multiplexage dans le temps.

SCHEMA SYNOPTIQUE DU RECEPTEUR

Le récepteur reçoit bit après bit soit par ligne de transmission

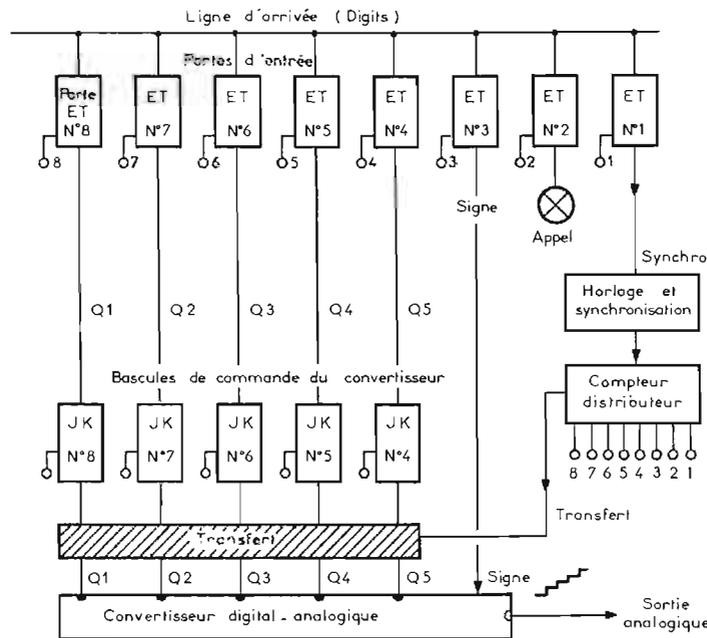


Fig. 5

soit par voie hertzienne. Dans le cas d'une transmission simple sans multiplex le schéma de fonctionnement est celui de la figure 5 où le récepteur ou la ligne délivre d'abord le bit de synchronisation. Celui-ci traverse la porte ET n° 1 qui est ouverte. Toutes les autres portes sont fermées. Le bit de

Le 4^e bit traverse la porte n° 4. Si ce 4^e bit est dans l'état « 1 » il mettra la bascule JK n° 4 dans l'état « 1 » et la bascule gardera l'état « 1 » jusqu'à la fin de la trame. Les bits n°s 4, 5, 6, 7 et 8 sont destinés à la conversion digitale-analogique. Ils portent les bascules JK n°s 4, 5, 6, 7 et 8

dans les mêmes états digitaux que ceux obtenus pendant le codage.

Les états « 1 » ou « 0 » des 5 bascules sont ensuite transférés au convertisseur digital-analogique de la figure 5 qui ne demande qu'à délivrer le signal analogique qui correspond à ses 5 entrées Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 et Q_5 .

Une fois le décodage terminé, toutes les portes se referment sauf la première qui attend l'arrivée du bit de synchronisation de la trame qui va suivre.

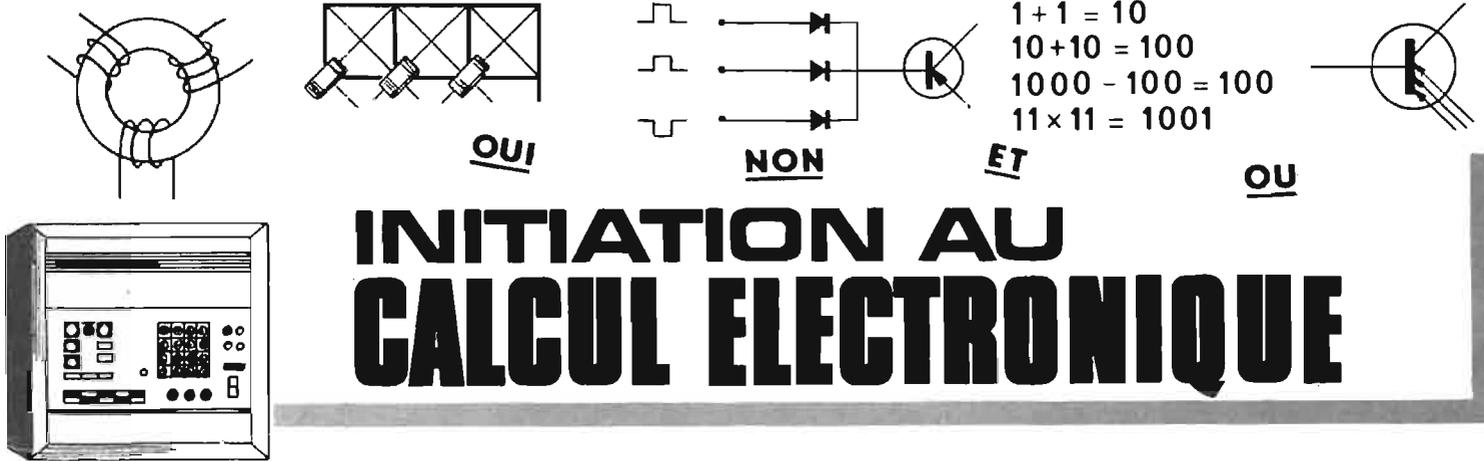
En admettant que l'échantillon en cours de transmission soit codé successivement 11010, l'ouverture des portes transmet ces états aux 5 bascules dont les sorties deviennent $Q_1 = 1 (1.2^0), Q_2 = 1 (1.2^1), Q_3 = 0, Q_4 = 1 (1.2^3), Q_5 = 0$ et le niveau analogique : $1 + 2 + 0 + 8 + 0 = 11$.

VERS UNE MEILLEURE REPARTITION DES NIVEAUX

Dans le procédé de conversion que nous venons de décrire, le compteur s'arrête lorsque la tension de sortie du convertisseur digital-analogique employé au codage dépasse la tension de l'échantillon. Si l'échantillon est près du niveau 30 il sera codé 29. Ce défaut est peu gênant pour les niveaux élevés où l'erreur de codage est à peine audible dans une conversation téléphonique. Si l'échantillon a une amplitude correspondant au niveau théorique de 1,9 il sera codé par le niveau 1. L'erreur absolue est la même dans les deux cas mais l'erreur relative par contre est très différente et le défaut de codage devient audible aux niveaux faibles où l'erreur relative atteint presque 100%. En augmentant le nombre de niveaux pour les faibles amplitudes et en le diminuant pour les fortes amplitudes l'erreur relative sera plus petite et la qualité du signal téléphonique s'améliore aux niveaux bas.

Ceci nous conduit vers une nouvelle conception du système de codage où la tension de sortie du convertisseur augmente suivant une fonction logarithmique.

La tension de sortie n'a plus la forme d'une rampe à pente constante comportant 31 marches d'escalier mais la forme d'une rampe à pente variable où les marches sont beaucoup plus rapprochées aux niveaux faibles qu'aux niveaux élevés. Le nombre de marches c'est-à-dire le nombre de niveaux est le même pour chaque rampe mais dans le codage logarithmique les niveaux faibles sont codés avec un nombre plus élevé. En linéaire le niveau théorique 1,9 est codé par 1 ; erreur 90%. En logarithmique ce même niveau 1,9 sera codé par un chiffre de l'ordre de 5 ce qui veut dire que les niveaux linéaires 1, 2 ont été remplacés par les niveaux logarithmiques 1, 2, 3, 4, 5 qui augmentent la précision du codage.



INITIATION AU CALCUL ELECTRONIQUE

LE CALCUL ANALOGIQUE

Les « machines mathématiques » peuvent être classées en deux grandes catégories, selon leur mode de fonctionnement. La première concerne les machines à traitement séquentiel d'informations discrètes ; ce sont les ordinateurs, dans lesquels les informations sont codées au moyen de bits 1 ou 0.

La seconde classe de machines mathématiques englobe les machines à traitement continu et parallèle d'informations, elles-mêmes continues : ce sont les machines analogiques.

Ces deux moyens de calcul ne sont d'ailleurs pas concurrents, mais complémentaires : les machines analogiques sont particulièrement bien adaptées à la résolution des équations différentielles et intégrales, et des systèmes différentiels d'ordre élevé ; leur emploi est prépondérant dans les études de dynamique de systèmes physiques.

Dès 1620...

Il est difficile de savoir à quelle époque l'homme a commencé à faire appel à des dispositifs physiques pour analyser les phénomènes ou mesurer des grandeurs physiques. La majorité des auteurs considèrent que la règle à calculs de GUNTHER, réalisée en 1620, est le premier véritable calculateur analogique, par opposition à la machine de PASCAL, premier calculateur numérique, fabriqué en 1645. DESCARTES utilisa, vers 1640, des courbes et des graphiques dont les possibilités furent développées par l'apparition de dispositifs mécaniques : planimètre de HERMANN, en 1819, planimètre d'AMSLER en 1845, intégrateur à plateau de THOMSON, en 1876.

En 1860, MAXWELL mit en évidence la similitude des formules mathématiques entre les systèmes mécaniques et les systèmes électriques. Cette analogie, encore appelée « analogie force-tension » a été obtenue en plaçant côte à côte les équations régissant le système physique étudié, et les équations du circuit électrique proposé comme analogue. Certains auteurs appellent aussi cette analogie « l'ancienne analogie », par opposition à celle découverte en 1929, ou analogie « masse-inductance ».

Les premiers calculateurs analogiques électriques ont été réalisés par Westinghouse en 1925, sous forme de calculateurs à courant continu à réseaux passifs. Un calculateur électromécanique utilisant des intégrateurs à disque et à plateau et des moteurs électriques asservis fut réalisé en 1927. Durant la seconde guerre mondiale, les premiers calculateurs de tir firent leur apparition, mais ce n'est qu'en 1950, après l'invention de l'amplificateur à compensation de dérive, que les procédés à amplificateurs à grand gain concurrent leur développement.

Actuellement, on assiste à la synthèse des moyens de calcul analogiques et numériques, sous forme de machines hybrides, utilisées soit comme analyseurs différentiels digitaux,

soit pour la préparation et l'affichage de problèmes analogiques par des machines digitales, soit encore pour l'association « en ligne » des calculateurs analogiques et digitaux.

S = A.E.

En calcul analogique à courant continu, on réalise des réseaux dans lesquels les tensions sont proportionnelles aux grandeurs des systèmes physiques simulées, de telle sorte que le comportement du circuit réalisé soit soumis à une équation, ou un système d'équations, similaire à celui du système étudié.

Par exemple (Fig. 1), considérons une

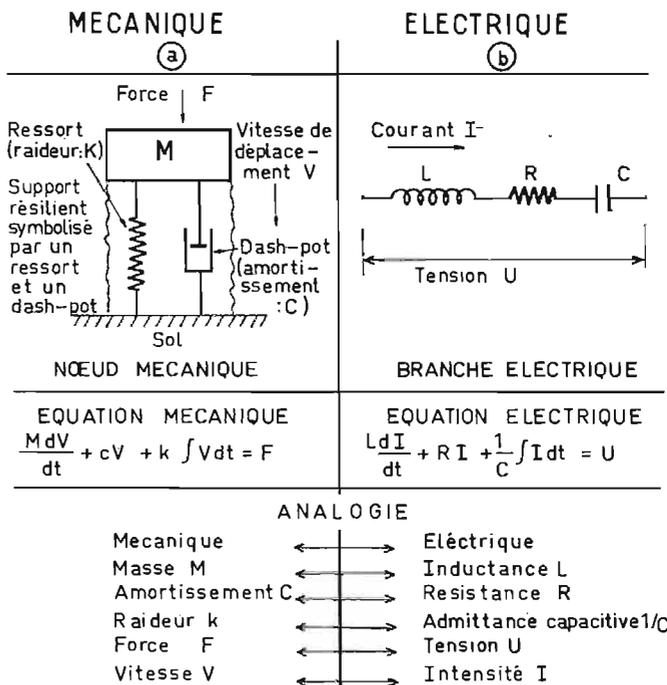


Fig. 1. — Analogie mécanique électrique.

masse M, posée sur un support résilient : ce support peut être assimilé à un ressort, en parallèle sur un « dash-pot », dispositif qui joue le rôle d'amortisseur, et constitué d'un piston se déplaçant dans un bain d'huile.

Si l'on exerce un effort F sur cet ensemble masse/dash-pot/ressort, celui-ci va se déplacer à la vitesse V ; la vitesse V peut être déterminée par la résolution d'une équation différentielle du second ordre, à coefficients constants. Ces derniers sont des paramètres physiques simples : la masse, la raideur du ressort, le coefficient d'amortissement du dash-pot.

Considérons alors une branche électrique contenant en série une bobine d'induction, d'inductance L, une résistance R et un condensateur de capacité C.

Si on applique une tension U quelconque aux bornes de la branche électrique, le courant I qui apparaît sera aussi solution d'une équation différentielle ; cette équation ne fait que transformer sous forme mathématique la loi d'électricité disant que la différence de potentiel aux bornes de la branche électrique est égale à la somme des différences de potentiel aux bornes de chacun des composants placés en série. Aux bornes de la bobine, apparaît une différence

de potentiel égale à $L \frac{dI}{dt}$, qui fait intervenir la différentielle de l'intensité du courant, donc l'amplitude de sa variation dans le temps (si I est constant, l'intensité ne varie pas et $\frac{dI}{dt} = 0$). Le passage du courant I dans

la résistance R crée, à ses bornes une chute de potentiel RI. Enfin, dans le condensateur apparaissent des charges électriques q, dont le nombre s'obtient en faisant la somme de toutes les quantités élémentaires d'électricité qui s'accumulent, dans le condensateur, pendant un intervalle de temps (dt) extrêmement court : si, entre deux instants extrêmement rapprochés : t_1 et $t_1 + dt$, l'intensité du courant est I_1 , la quantité élémentaire d'électricité accumulée dans le condensateur pendant cet intervalle de temps dt extrêmement court sera : $I_1 dt$.

Par définition, $q = \int I dt$ représente la somme de toutes ces quantités élémentaires d'électricité accumulées entre l'instant 0 et un instant quelconque. C'est « l'intégrale » du courant. La différence de potentiel qui prend naissance aux bornes du condensateur est le rapport de la charge accumulée q à la capacité C du condensateur. C'est donc :

$$\frac{1}{C} \int I dt$$

On obtient alors l'équation électrique donnant le courant I :

$$L \frac{dI}{dt} + RI + \frac{1}{C} \int I dt = U$$

La tension U est la cause ; le courant I est l'effet.

Dans le système mécanique, la force F est la cause du déplacement V. D'où l'idée de faire une analogie entre la force et la tension d'une part, la vitesse et l'intensité d'autre part.

On met ensemble les causes, et on regroupe les effets.

Cette analogie est d'autant plus aisée que les équations mécanique et électrique ont la même forme.

D'où l'idée de faire une correspondance entre les éléments mécaniques et les éléments électriques, entre la masse et l'inductance, entre l'amortissement du dash-pot et la résistance, entre la raideur du ressort et l'admittance capacitive.

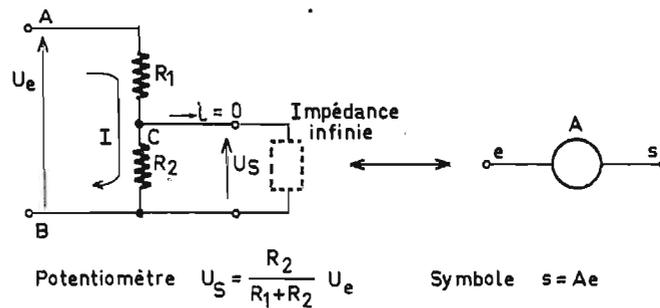


Fig. 2. — Opérateur linéaire.

Ainsi, au lieu d'étudier le système mécanique, on pourra, par analogie, analyser un circuit électrique analogue au système mécanique.

Considérons le plus simple élément électrique : le potentiomètre (Fig. 2) que l'on suppose branché sur un circuit « ouvert », donc d'impédance d'entrée infinie. Aucun courant électrique ne sort en conséquence dans ce circuit. La tension U_e vaut donc, d'après la loi d'Ohm :

$$U_e = (R_1 + R_2) I$$

tandis que la tension de sortie U_s est égale à :

$$U_s = R_2 I$$

En éliminant I, on trouve aisément que

$$U_s = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_e$$

La tension de sortie est liée à la tension d'entrée par une relation du type général :

$$s = Ae$$

où s est la grandeur de sortie, e la grandeur d'entrée, et A l'opérateur qui permet de connaître la sortie, connaissant l'entrée.

$$\text{Ici } A = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Le circuit joue le rôle d'atténuateur, de coefficient d'atténuation A compris entre 0 et 1. Le système mécanique jouant le rôle du potentiomètre atténuateur est le dash-pot : lorsqu'on lui applique une force F, il se déplace à la vitesse V et la relation entrée-sortie est ici :

$$F = cV$$

L'atténuateur électrique est le seul composant qui présente une telle simplicité. Tous les autres opérateurs linéaires de calcul sont réalisés à partir d'amplificateurs opérationnels.

Le calcul opérationnel

Le calcul opérationnel permet de transformer n'importe quelle équation différentielle complexe en une équation simple, dans laquelle apparaissent la cause (ou la grandeur d'entrée) E, l'effet (ou la grandeur de sortie) S, et un opérateur A qui ne sera plus linéaire :

$$S = A.E$$

Le calcul opérationnel est ainsi, surtout, un procédé commode et élégant permettant de calculer les solutions d'équations régissant les phénomènes physiques (1).

Considérons une fonction h(t) quelconque, dans laquelle intervient, comme paramètre fondamental : le temps t. Cette fonction peut être différentielle, intégrale, ... : la méthode s'applique aisément.

Nos lecteurs ayant reçu quelques notions de mathématiques supérieures ne seront guère étonnés d'apprendre que l'intégrale suivante :

(1) On lira avec un grand intérêt l'ouvrage de MM. KAUFMANN et DENIS-PAPIN : « Cours de Calcul Opérationnel », éditions Albin Michel.

$$I = p \int_0^{\infty} e^{-pt} h(t) dt$$

(où p est un paramètre « complexe », indépendant de t), est une fonction g(p) qui dépend exclusivement du paramètre p.

C'est la transformation de CARSON-LAPLACE.

Peu importe, pour les lecteurs ne connaissant pas la notation intégrale, de connaître cette définition !

L'important est de savoir que nous allons TRANSFORMER l'équation h(t) en une autre équation g(p) sur laquelle il sera beaucoup plus simple de travailler. L'utilisateur du calcul opérationnel n'a besoin que du tableau donnant la transformation entre la fonction h(t) du temps, et la fonction g(p) du paramètre complexe p (et vice versa : connaissant p, on déterminera h(t). On écrira symboliquement :

$$g(p) = Lh(t)$$

pour faire comprendre que g(p) est la transformée de CARSON-LAPLACE, de h(t).

Quelques exemples de transformées

● Dans la transformation de Carson-Laplace, la transformée d'une constante est une constante : $L A = A$

où A est une constante.

● Si maintenant g(p) est la transformée de h(t), la transformée de A.h(t), où A est une constante sera A.g(p).

● La transformée d'une somme de fonctions est égale à la somme des transformées de chaque fonction :

$$L(h_1(t) + h_2(t)) = Lh_1(t) + Lh_2(t)$$

● La transformée de la dérivée d'une fonction h(t) est une forme linéaire simple :

$$L \frac{dh}{dt} = pg(p) - ph(0)$$

où h(0) est la valeur de la fonction h(t) en temps t = 0, et g(p) est la transformée de Carson-Laplace de h(t).

Si l'on s'arrange pour que la fonction h(t) soit nulle initialement, on voit que l'on a :

$$L \frac{dh}{dt} = pg(p)$$

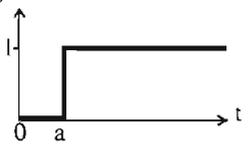
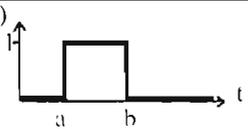
La transformée de la dérivée d'une fonction est égale au produit de la transformée de cette fonction par le paramètre complexe p.

● On a, aussi simplement : la transformée de l'intégrale d'une fonction est égale au quotient de cette fonction par le paramètre complexe p

$$L \int_0^t h(u) du = \frac{g(p)}{p}$$

Le tableau I donne quelques transformées de Carson-Laplace des fonctions usuelles.

TABLEAU I. — TABLE DES TRANSFORMÉES

fonction du temps	fonction transformée g(p)
1	1
$\frac{1}{p}$	t
$\left(\frac{1}{p}\right)^n$	$\frac{t^n}{n!}$ avec $n! = 1 \times 2 \times 3 \times 4 \times \dots \times n$
$\frac{P}{p+a}$	e^{-at}
$\frac{1}{p+a}$	$\frac{1 - e^{-at}}{a}$
$\frac{Pa}{p^2 + a^2}$	sin(at)
$\frac{p^2}{p^2 + a^2}$	cos(at)
$\frac{1}{P(p+a)}$	$\frac{e^{-at}}{a^2} + \frac{t}{a} - \frac{1}{a^2}$
$\frac{1}{(p+a)(p+b)}$	$\frac{1}{ab} \left(1 + \frac{be^{-at} - ae^{-bt}}{a-b}\right)$
$\frac{P}{(p+a)(p+b)}$	$\frac{e^{-bt} - e^{-at}}{a-b}$
$\frac{p^2}{(p+a)(p+b)}$	$\frac{ae^{-at} - be^{-bt}}{a-b}$
$\frac{P(p+b)}{(p+b)^2 + a^2}$	$e^{-bt} \cos(at)$
$\frac{Pa}{(p+b)^2 + a^2}$	$e^{-bt} \sin(at)$
$\frac{1}{(p+a)^2}$	$\frac{1}{a^2} \left[1 - e^{-at}(1+at)\right]$
$\frac{P}{(p+a)^2}$	te^{-at}
$\frac{P^2}{(p+a)^2}$	$e^{-at}(1-at)$
$\frac{P+C}{(p+a)(p+b)}$	$\frac{c}{ab} + \frac{c-a}{a(a-b)} e^{-at} + \frac{c-b}{b(b-a)} e^{-bt}$
$\frac{1}{(p+a)^2 + b^2}$	$\frac{1}{a^2 + b^2} + \frac{1}{b\sqrt{a^2 + b^2}} e^{-at} \sin(bt - \varphi)$ et $\text{tg } \varphi = \frac{b}{a}$
$\frac{1}{p^2 + 2ap + \omega^2}$ (avec : $\omega^2 > a^2$)	$\frac{1}{\omega^2} \left[1 - \frac{\omega^2}{\omega} e^{-at} \sin(\omega t + \varnothing)\right]$ et $\begin{cases} \omega^2 = \omega^2 - a^2 \\ \text{tg } \varnothing = \omega/a \end{cases}$
$\frac{P}{p^2 + 2ap + \omega^2}$ (avec : $\omega^2 > a^2$)	$\frac{e^{-at}}{\omega} \sin(\omega t)$ avec $\omega^2 = \omega^2 - a^2$
$\frac{P^2}{p^2 + 2ap + \omega^2}$ (avec : $\omega^2 > a^2$)	$-\frac{\omega^2}{\omega} e^{-at} \sin(\omega t - \varnothing)$ avec $\begin{cases} \omega^2 = \omega^2 - a^2 \\ \text{tg } \varnothing = \omega/a \end{cases}$
$\frac{-pa}{e}$	<p>h(t)</p> 
$\frac{-pa}{e} - \frac{pb}{e}$	<p>h(t)</p> 

Connaissant la fonction h(t), on en déduit aisément sa transformée g(p).

Si, au contraire, on a une fonction g(p), on se reportera au tableau pour la détermination de la loi h(t).

Application à la branche électrique

Reconsidérons maintenant la branche électrique de la figure 1, et son équation électrique :

$$L \frac{dI}{dt} + RI + \frac{1}{C} \int Idt = U$$

L'intensité I du courant est une fonction du temps t. Supposons que l'on applique, au temps t = 0, la tension U (Fig. 3).

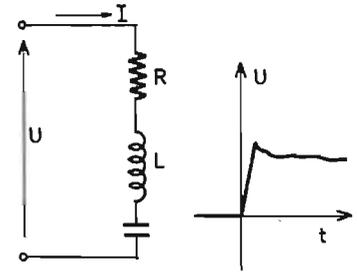


Fig. 3. — A l'instant t, on applique une tension U de forme quelconque : comment varie le courant ?

Appelons S et E les transformées de Carson-Laplace respectives de U et de I.

$$\begin{aligned} S &= L U \\ E &= L I \end{aligned}$$

donc, d'après ce qui précède :

$$pE = L \frac{dI}{dt}$$

$$\text{et } \frac{E}{p} = L \int I dt$$

La transformation de l'équation électrique est alors aisée :

$$L p E + R E + \frac{E}{pC} = S$$

soit encore :

$$\left(Lp + R + \frac{1}{pC}\right) E = S$$

Le facteur :

$A = Lp + R + \frac{1}{pC} = \frac{S}{E}$ est appelé l'impédance opérationnelle du circuit.

Supposons simplement que U ait une valeur constante, égale à 1 volt ; on est à même alors de calculer la valeur de l'intensité :

si $U = 1$:

- le tableau I donne : $S = 1$
- donc $E = \frac{1}{Lp + R + \frac{1}{pC}}$

● soit encore :

$$E = \frac{pC}{1 + RCp + LCp^2}$$

● soit enfin,

$$E = \frac{1}{L} \frac{P}{p^2 + \frac{R}{L}p + \frac{1}{LC}}$$

● posons $\omega^2 = \frac{1}{LC}$ et $2a = \frac{R}{L}$, d'où :

$$E = \frac{1}{L} \frac{P}{p^2 + 2ap + \omega^2}$$

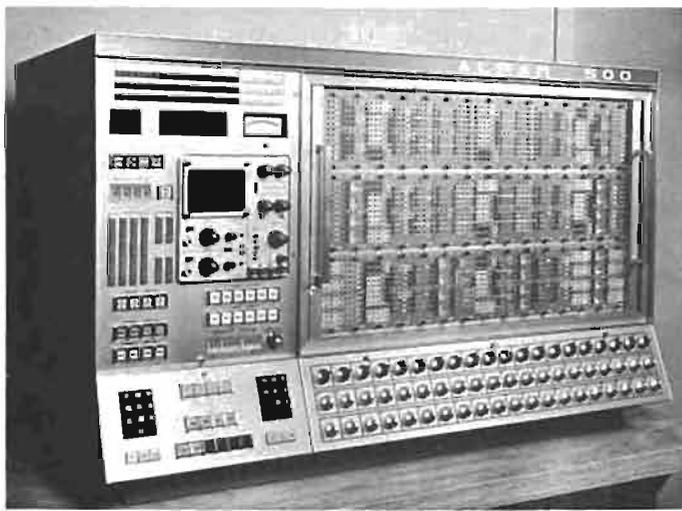


Photo n° 1 : le calcul électronique... non digital.
(Cliché TELEMÉCANIQUE)

● Supposons que ω^2 soit supérieur à a^2 , donc $\frac{1}{LC}$ supérieur à $\frac{R^2}{4L^2}$

● Le tableau (I) montre que la transformée inverse de E, soit I a pour valeur :

$$I = \frac{C}{\omega} \sin \omega t \quad \text{avec } \omega^2 = \omega_0^2 - a^2$$

donc $\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}$

et l'expression de I est égale à :

$$I = \frac{e^{-at}}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}} \sin \left(\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} t \right)$$

L'analogie mécanique-électrique (Fig. 1) permet de connaître la réponse du nœud mécanique, recevant une impulsion, en remplaçant dans la formule précédente I par V, le rapport R/L par le rapport C/M et le produit LC par M/k.

L'AMPLIFICATEUR A COURANT CONTINU

Plus généralement, lorsqu'un problème de physique se traduit par une équation compliquée, on aura deux moyens de résolution :

- la technique digitale : on traduit l'équation en une suite de séquences élémentaires de calculs (le programme) que l'on traite sur ordinateur (photo 2) ;
- la technique analogique : l'équation est remplacée par un circuit électrique « analogique » et l'on étudiera la forme des courants

et tensions électriques dans le circuit. Ce circuit est un calculateur analogique (Fig. 4).

L'élément fondamental d'un tel calculateur est l'amplificateur à courant continu, à grand gain. Son impédance d'entrée est très grande et son impédance de sortie quasi nulle. On peut ainsi isoler les amplificateurs les uns des autres et les considérer comme des sources de tension. Les tensions d'entrée e, et de sortie s sont reliées par : $S = -A.E$.

En général, deux impédances de calcul sont connectées : l'une ZR est placée en contre-réaction sur l'amplificateur, l'autre ZE étant placée à l'entrée (Fig. 5).

Ici, le calcul est simple : comme l'impédance d'entrée de l'amplificateur est très grande, aucun courant n'entre dans l'amplificateur. Les niveaux de tension (Fig. 5), par rapport à la masse, sont :

en (a) : E

en (b) : $-\frac{S}{A}$

en (c) : S

L'amplificateur multiplie par -A la tension en b.

Cet étage amplificateur est, par conséquent, analogue au circuit de la figure 2, mais les tensions Ue et Us sont ici :

$U_e = S - E$

$U_s = -\frac{S}{A} - E$

On a alors : $\frac{U_s}{U_e} = \frac{Z_e}{Z_e + Z_R}$

soit : $\frac{S - E}{-\frac{S}{A} - E} = \frac{Z_e}{Z_e + Z_R}$

équation qui a pour solution :

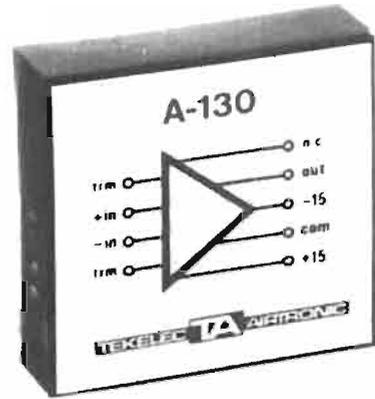


Photo n° 2 : amplificateur à courant continu.



Photo n° 3 : les calculateurs analogiques ALPAM de la TELEMÉCANIQUE servent à la surveillance et au comptage de production de gaz, ainsi qu'à la simulation de systèmes naturels ou artificiels (chimie, biologie...) et à la résolution d'équations algébriques et différentielles en mécanique, électricité, chimie.

$$S = -\frac{Z_R}{Z_e \left(1 + \frac{1}{A}\right) + \frac{Z_R}{A}} E$$

Comme A est très grand, $\frac{1}{A}$ est très petit, de sorte que l'amplificateur a pour réponse :

$$S = -\frac{Z_R}{Z_e} E$$

Considérons alors le cas simple de la figure 6, où l'impédance d'entrée Ze est une

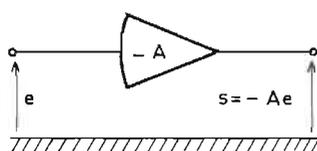


Fig. 4. - Schéma de principe d'un amplificateur à grand gain (10^4 à 10^6).

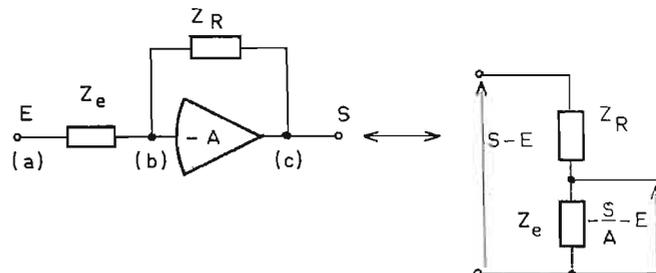


Fig. 5. - Amplificateur inverseur.

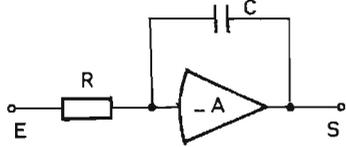


Fig. 6. — Amplificateur intégrateur.

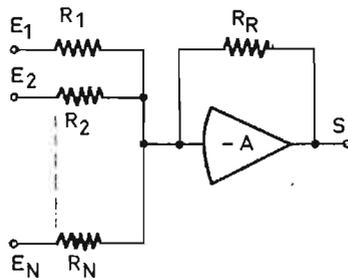


Fig. 7. — Amplificateur sommateur.

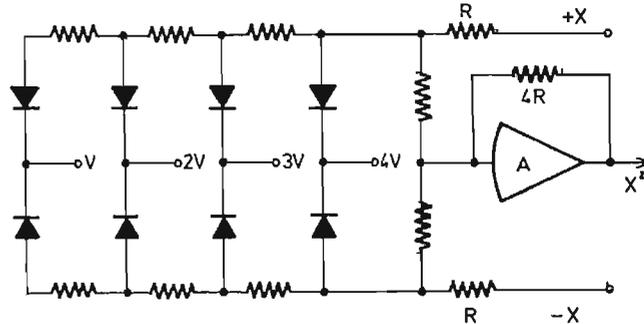


Fig. 8. — Générateur de carré à diode.

simple résistance R et l'impédance de réaction ZR est un condensateur de capacité C, donc d'impédance opérationnelle $\frac{1}{pC}$.

On a alors : $S = -\frac{1}{pRC} E$.

La tension de sortie S s'obtient en divisant la tension E par p ; cela signifie pratiquement que l'on va faire une intégration, dans le temps, de la tension E.

On a là un premier élément de calcul analogique.

SOMMATION...

Un amplificateur peut avoir plusieurs entrées (Fig. 7) : on obtient dans ce cas un amplificateur sommateur, dont la tension de sortie S est donnée par

$$S = -\left[\frac{RR}{R^1} E^1 + \frac{RR}{R^2} E^2 + \dots + \frac{RR}{R^N} E^N \right]$$

Il est donc possible d'additionner des tensions de calcul, chaque tension étant affectée d'un coefficient de pondération.

...ET OPÉRATIONS

Des éléments non-linéaires faisant généralement appel à des circuits à diodes, permettent de réaliser un certain nombre de fonctions mathématiques :

- multiplication
- élévation au carré et extraction de racine carrée
- sinus et cosinus
- logarithme et exponentielle

En outre, ces circuits peuvent être conçus, à la demande de l'utilisateur, pour générer des fonctions mathématiques diverses.

La figure 8 présente l'un de ces dispositifs.

LES CALCULATEURS ANALOGIQUES

(photo 3)

Ainsi donc, les divers opérateurs de calcul précédents sont aptes à résoudre des équations algébriques et à intégrer des équations différentielles. Les phénomènes physiques les plus divers pourront alors être simulés dans un calculateur analogique : suspension de voiture, pendule simple suspendu à un

ressort vibrant, vibration d'une construction sous l'effet du vent, systèmes asserviss..., ces problèmes sont traités, dans un calculateur analogique, en associant amplificateurs à courant continu, résistances, condensateurs et diodes.

On utilisera donc les calculateurs analogiques chaque fois que l'on désirera faire une simulation en temps réel : simulations d'avions, d'engins, de réacteurs nucléaires, de systèmes mécaniques les plus divers.

La tendance actuelle de certains centres de calculs est de s'orienter vers un moyen de calcul mixte, dit « calcul hybride », où l'on tente de réunir les avantages du calcul analogique et du calcul digital, par couplage d'une machine analogique à un ordinateur. De tels ensembles existent actuellement, notamment aux USA (NASA, BOEING) et en France (LRBA, CEA).

Marc FERRETTI.

—Un volume attendu.

**P. HEMARDINQUER :
MAINTENANCE ET SERVICE HI-FI
ENTRETIEN, MISE AU POINT,
INSTALLATION, DÉPANNAGE,
DES APPAREILS HAUTE FIDÉLITÉ**



Les résultats assurés par les appareils musicaux à haute fidélité : électrophones, magnétophones, chaînes sonores, projecteurs sonores, installations de sonorisation fixes ou mobiles, ne dépendent pas seulement de leurs caractéristiques.

Ces machines complexes, toujours plus perfectionnées, doivent être mises au point, entretenues, réparées même s'il y a lieu, en cas de pannes ou de troubles de fonctionnement.

Après avoir précisé et défini les caractéristiques permettant de contrôler les qualités réelles des appareils et les conditions nécessaires de la Hi-Fi, a voulu exposer et préciser les procédés pratiques de contrôle, d'entretien, de mise au point et de réparation de tous les éléments des chaînes sonores en illustrant les textes par de multiples schémas, dessins, graphiques et tableaux de recherche rapide.

Un vol broché, 15 x 21 cm, 384 p., dessins, schémas et tableaux - Prix : 45 F

En vente à la **LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**
43, rue de Dunkerque - PARIS-10^e

Téléphone : 878-09-94 C.C.P. 4949-29 PARIS

Pour le Bénélux :

SOCIÉTÉ BELGE D'ÉDITIONS PROFESSIONNELLES
127, avenue Dailly - Bruxelles 1030 C.C.P. 670-07
Téléphone : 02/34.83.55 et 34.44.06 (Ajouter 10 % pour frais d'envoi)

LOGIQUE INFORMATIQUE

par Marc FERRETTI



Il y aura, d'après les prévisions françaises 18 000 ordinateurs en 1975 et 42 000 en 1980 : une telle évolution implique la formation de 30 000 personnes par an au cours des prochaines années et de 50 000 à partir de 1975.

LOGIQUE INFORMATIQUE s'adresse donc aux lycéens, étudiants et élèves ingénieurs destinés à embrasser la carrière informatique, ainsi qu'aux techniciens et cadres recyclés vers l'informatique. Il touchera aussi ceux amenés à approcher l'ordinateur, ou à construire de telles machines. Enfin, tous les curieux d'une mathématique spéciale, dans laquelle un et un ne font pas deux, liront ce livre.

La première partie décrit rapidement l'ordinateur, son « hardware », sa mémoire et ses possibilités actuelles et futures.

Ensuite, seconde partie, une théorie essentielle des mathématiques modernes est décrite : groupes, anneaux, corps sont passés en revue, après quoi, le « nombre » est expliqué. On verra ici que, finalement, notre mode de raisonnement repose sur des notions admises a priori : en changeant d'hypothèses de base, on modifie les résultats escomptés. Par exemple, la congruence permet d'écrire, sans risque d'erreur, que $5 \times 5 = 4$.

Enfin, la troisième partie décrit l'algèbre de Boole. Ici est généralisé le principe qui dit « qu'une porte doit être ouverte ou fermée ». Toute proposition est vraie ou fautive ; on peut donc lui affecter une variable prenant la valeur 0 ou 1 selon le cas... ce qui conduit logiquement à l'algèbre binaire interne aux ordinateurs.

Volume broché, format 15 x 21, 160 p., schémas, dessins et tableaux : 22 F

En vente à la **LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**
43, rue de Dunkerque - PARIS (10^e)
Tél. 878-09-94 C.C.P. 4949-29 PARIS

Le Dernier né de la gamme Le TO 100



- **2 GAMMES.**
PO-GO
CADRE FERROCAPTEUR 14 cm.
- **PRISES.**
PRISE ECOUTEUR (OU HP.S) avec
coupure du HP.
PRISE POUR ANTENNE AUTO.
- **ALIMENTATION.**
PAR 2 PILES PLATES DE 4,5 V isolées dans un
compartiment étanche.
- **COFFRET.**
Moulé en matière plastique incassable et gainé en
skaï (lavable).
- **GARNITURES CHROMÉES.**
- **5 COLORIS.**
NOIR, MARRON, ROUGE, VERT, BEIGE.
- **DRAGONNE.**
- **POIDS : 0,720 kg** avec piles
- **DIMENSIONS :**
19 x 11,5 x 5,5 cm.

LA RADIO DE LUXE



40, RUE LÉCUYER - 93-AUBERVILLIERS

COMMENT PERFECTIONNER NOTRE INSTALLATION HI-FI

TOUTE installation, quelle que soit sa qualité, est toujours **perfectible** ; une mise au point, un progrès continu restent toujours possibles. L'utilisation de petits accessoires perfectionnés, de légères modifications de certaines parties peuvent permettre une mise au point nouvelle, une amélioration de l'audition.

Il ne suffit pas d'obtenir à un instant déterminé une audition satisfaisante, il faut encore que cette qualité se conserve avec le temps et qu'on puisse obtenir une durée de service aussi uniforme et aussi longue que possible. C'est là le rôle de la **maintenance**, nom donné sous une forme moderne et anglo-saxonne à l'entretien, et que beaucoup d'amateurs de Hi-Fi négligent trop souvent car elle est un facteur essentiel de qualité.

Il y a, en service des millions d'appareils musicaux à haute fidélité : électrophones, magnétophones, projecteurs sonores, etc. Ces machines, toujours plus perfectionnées et de haute précision, doivent être mises au point, entretenues avec soin, réparées même, s'il y a lieu, en cas de troubles de fonctionnement ou de pannes plus ou moins graves, toujours possibles malgré les progrès réalisés et la qualité des fabrications.

Pour obtenir des résultats vraiment satisfaisants, une audition musicale de très haute qualité, dans toutes les conditions et surtout **maintenir cette qualité**, il faut avoir quelques connaissances pratiques très simples, mais souvent négligées. Quelques conseils pratiques offrent ainsi un grand intérêt, et peuvent compléter utilement les études présentées sur la haute-fidélité.

NOUBLIONS PAS LES ACCESSOIRES

En dehors des équipements essentiels, générateurs de sons musicaux, tuners, tourne-disques, magnétophones, et haut-parleurs, il peut y avoir intégrés sur les appareils eux-mêmes, soit séparés, des **dispositifs accessoires**, qui jouent un rôle utile pour l'amélioration ou le maintien de la qualité musicale.

Le terme même d'**accessoires**, semble désigner des équipements auxiliaires, qui jouent un rôle peut important pour le fonctionnement de machines très diverses. Pourtant les accessoires d'automobiles augmentent le confort et même la sécurité du conducteur et des passagers. De même, les accessoires des équipements musicaux à haute fidélité, améliorent bien souvent, les résultats obtenus avec les meilleures chaînes sonores, et les magnétophones les plus élaborés, tout en augmentant la **fiabilité** et la **durée de service**.

Prenez ainsi le cas d'une table de lecture phonographique adaptée à une chaîne à haute-fidélité : beaucoup de discophiles ne se rendent pas suffisamment compte de la nécessité d'un réglage précis de la pression exercée par la pointe du saphir ou du diamant sur le fond du sillon, et que l'on appelle la **force d'appui**. Si cette pression est trop faible, la pointe du style risque de sauter hors du sillon dans les passages à niveau sonore élevé en produisant des

effets très gênants de distorsion et en endommageant les parois du sillon, qui sont rapidement usées. Si elle est trop forte, la pointe s'enfoncé dans le sillon, à la manière d'un soc de charrue !

Il y a un **réglage convenable** qui maintient la pointe en contact constant avec le sillon en assurant le minimum d'usure du disque. Utilisons sur la table de lecture et plus spécialement sur le bras-support du phonocapteur un dispositif à contre-poids ou à ressort avec vis ou manette permettant d'effectuer ce réglage. Un petit appareil de contrôle du poids, ou **jauge**, de prix très réduit, nous permettra des vérifications périodiques, et nous évitera bien des insuccès et des désagréments.

Un autre accessoire très utile et pourtant souvent négligé des tables de lecture consiste dans un **disque stroboscopique** que nous placerons sur le plateau du tourne-disque pour vérifier avec précision la vitesse exacte de rotation, dont dépend la fidélité de la reproduction sonore.

Il nous suffira de placer ce disque sur le plateau en l'enfonçant sur l'axe par son ouverture centrale, et de l'éclairer par dessus avec une petite ampoule à incandescence ou un tube au néon alimenté par le courant alternatif du secteur.

Ce disque porte sur sa périphérie des points ou des barres radiaux, noirs sur fond blanc, en nombre convenable et régulièrement espacés. Si la vitesse du plateau est normale, les points ou les barres éclairées semblent rester immobiles ; si la vitesse de rotation est trop grande, ils semblent se déplacer lentement dans le sens de rotation du plateau ; si elle est trop faible, ils semblent se déplacer en sens inverse.

Certains tourne-disques de qualité comportent des plateaux avec des dispositifs stroboscopiques intégrés de ce genre. Mais nous pouvons trouver des disques stroboscopiques en carton à des prix extrêmement réduits ; ils sont même souvent offerts par les fabricants ; on peut les exécuter soi-même en papier ou en carton, d'après les indications des revues ou des ouvrages spécialisés.

NETTOYONS LES DISQUES ET LES BANDES

La poussière est l'ennemi essentiel des disques à haute fidélité, tout autant que des saphirs et des diamants des phonocapteurs ; elle agit à la manière d'un revêtement abrasif.

La matière plastique des disques modernes, moins délicate et plus élastique que la surface en gommelaque des disques d'autrefois, n'est pourtant nullement à l'abri des chocs et des rayures et, surtout, comme elle est isolante, elle peut produire des effets d'**électricité statique**.

Les expériences enfantines bien connues nous montrent que les surfaces électrisées attirent toutes les particules légères qui flottent dans l'air et spécialement les grains de poussière. Cette poussière forme des millions de petits grains microscopiques sur les parois et les sillons au fur et à mesure du passage du style.

Les précautions des manipulations ne sont pas suffisantes. L'emploi des produits dits « lubrifiants » ne peut guère résoudre le problème ; il risque, au contraire, d'attirer la poussière et de la fixer sur la surface du sillon.

Nettoyons donc fréquemment le plateau avec un pinceau doux ou une petite brosse ou mieux un aspirateur à main ; n'oublions pas surtout la pointe du saphir ou du diamant recouverte normalement d'un dépôt plus ou moins abondant provenant de l'usure des parois du sillon.

Le meilleur procédé de nettoyage consiste à utiliser un petit pinceau ou une petite brosse spéciale très douce en poil de chameau. Une simple pression de l'extrémité du doigt et une brosse aux poils trop raides peut endommager gravement une capsule délicate de phonocapteur ; effectuons toujours le nettoyage en déplaçant la brosse de l'arrière vers l'avant, suivant l'axe du phonocapteur, et **jamais latéralement**.

N'oublions pas le **nettoyage du disque**, mais n'utilisons pas un tampon en velours, en feutre ou en tissu sec, qui produirait un frottement augmentant la charge électrique et, par suite, ces phénomènes d'attraction électrostatiques. Choisissons uniquement une brosse spéciale très douce, vendue par un revendeur spécialiste.

Les risques d'**électrisation** sont les plus dangereux ; nous pouvons éviter ce phénomène avec les petites brosses spéciales étudiées pour le nettoyage continu de la pointe du saphir ou du diamant.

Il existe aussi des **produits antistatiques** destinés à être étendus ou pulvérisés sur la surface des sillons, et qui évitent les effets de la charge électrique. Nous pouvons employer des **époussettes** contenant un composé incorporé de ce genre. Nous les plaçons en travers de la surface enregistrée pendant la rotation du disque et nous appuyons légèrement et uniformément pendant deux ou trois rotations ; nous pouvons même tourner à la main le plateau porte-disques sans mettre le moteur en marche.

Le nettoyeur de poussières le plus antistatique et dont l'action continue est automatique est constitué par une brosse et un rouleau placé à l'extrémité d'un bras-support à pivot fixé par une ventouse sur la platine du tourne-disque. Les fibres d'un petit balai cylindrique pénètrent à l'intérieur même des sillons et en arrière une roulette feutrée, enduite du liquide spécial antistatique ramasse les particules de poussières. Un tel dispositif est installé rapidement et son prix est réduit ; il est fourni avec le liquide antistatique.

UTILISONS DES DISPOSITIFS DE SECURITE

Le phonocapteur avec sa pointe en saphir ou en diamant est un dispositif perfectionné de haute précision, mais extrêmement fragile ; il suffit d'un choc un peu brusque de la pointe sur le plateau ou sur le disque pour l'endommager gravement ou même le mettre hors de service. Il est donc indispensable de protéger la pointe avec un dispositif assurant une position de sécurité du bras au-dessus du plateau, s'il n'est pas incorporé dans le tourne-disque.

Ce petit dispositif élève le phonocapteur à la fin de la reproduction d'une face, ou l'abaisse très progressivement et sans aucun risque de choc ; il permet aussi d'interrompre la lecture d'un enregistrement et de revenir au même point ; ne le négligeons pas.

N'OUBLIONS PAS LA MISE EN MARCHÉ OU L'ARRÊT AUTOMATIQUE

La plupart des tourne-disques ou des changeurs de disques récents comportent des systèmes automatiques d'arrêt actionnés à la fin de chaque disque ou du dernier disque reproduit ; dans certains cas, ce dispositif d'arrêt agit sur toute l'installation et pas seulement sur le tourne-disque lui-même. Ce dispositif augmente beaucoup la facilité d'emploi et la sécurité ; si notre installation n'en comporte pas, nous pouvons en installer un pour un prix réduit.

UTILISONS DES CASQUES TELEPHONIQUES

Les premiers radio-récepteurs, les appareils de « théatrophone », étaient équipés de casques téléphoniques ; puis, pendant de longues années, ceux-ci ne furent plus utilisés que pour des usages professionnels. Leur actuel regain d'intérêt est dû à leur perfectionnement pratique et technique. Ces écouteurs généralement électro-dynamiques sont devenus légers et confortables ; munis d'une garniture souple, ils se portent sans aucune gêne et, au point de vue musical, ils peuvent être supérieurs aux haut-parleurs.

Ce sont des traducteurs beaucoup plus véridiques ; ils permettent aux mélomanes de se consacrer à la musique sans être dérangés par l'environnement. On peut les utiliser à n'importe quelle heure de la soirée ou de la nuit, sans risque de gêner les voisins.

Pour la stéréophonie, leurs avantages sont encore plus remarquables. Un effet de restitution et de distribution sonore de qualité exige une séparation aussi poussée que possible des deux canaux sonores. Cette séparation est imparfaite avec deux haut-parleurs séparés, avec des sons plus ou moins mêlés avant de parvenir aux deux oreilles, sans même tenir compte des réflexions sur les murs de la salle. Le casque téléphonique assure une sélection absolue et permet seul réellement d'apprécier tous les avantages de la stéréophonie à deux canaux.

Les casques modernes sont facilement adaptés aussi bien sur les électrophones que sur les magnétophones. Des prises spéciales de liaison sont prévues, et on peut se contenter de les relier à la place des haut-parleurs, en utilisant des petits boîtiers comportant des systèmes atténuateurs permettant de régler le niveau des signaux musicaux suivant les caractéristiques de l'ouïe des auditeurs.

Il n'est même pas besoin d'employer un amplificateur ordinaire pour l'écoute avec les casques téléphoniques. Nous pouvons les relier directement à un phonocapteur, sinon à une tête magnétique d'un magnétophone, en utilisant un petit adaptateur contenant un amplificateur réduit à transistors, qui peut même, d'ailleurs, être placé dans l'écouteur lui-même.

EMPLOYONS DES DISQUES D'ESSAIS

Le contrôle immédiat du bon état d'une installation comportant une table de lecture phonographique peut être effectué rapidement et efficacement en utilisant, non un disque

ordinaire, mais un disque spécial d'essai, dont le prix n'est pas très élevé, mais qui comporte les éléments essentiels pour apprécier la valeur d'une chaîne haute fidélité, et apprécier le plaisir de la musique enregistrée.

Choisissons, par exemple, un disque de ce genre vendu chaque année au Festival du Son. Il comporte des enregistrements spécialement choisis pour permettre d'apprécier le pouvoir discriminatoire des chaînes stéréophoniques et contrôler spécialement la reproduction des sons graves et aigus.

D'autres parties de l'enregistrement permettent de détecter les résonances propres du haut-parleur et du phonocapteur, de juger de la stabilité du tourne-disque, de faire apparaître les variations de l'intensité sonore et de la hauteur du son.

EMPLOYONS UN DEMAGNETISEUR POUR NOTRE MAGNETOPHONE

Beaucoup trop de possesseurs de magnétophones à haute fidélité négligent les inconvénients graves provoqués par la magnétisation rémanente des têtes magnétiques. Ce phénomène gênant, qui peut se produire au cours du

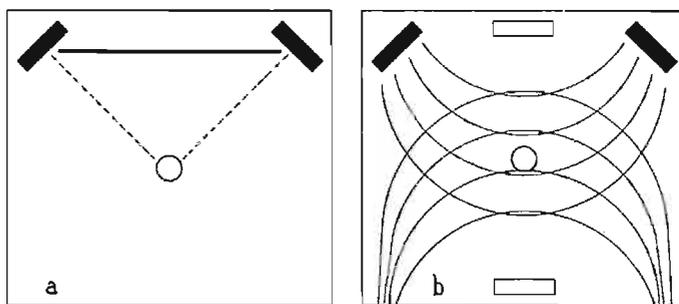


Fig. 1

fonctionnement normal, constitue une cause de déformations et de bruit de fond, sorte de bruissement continu, surtout sensible pendant les reproductions à faible niveau.

Sur certains magnétophones, il existe des dispositifs à condensateurs démagnétiseurs automatiques ; s'il n'en est pas ainsi, utilisons un démagnétiseur, petit accessoire facile à utiliser, et que l'on trouve chez les revendeurs spécialisés.

Ce petit appareil, contenu dans un boîtier métallique, est alimenté par le courant alternatif du secteur ; il suffit d'enlever le couvercle des têtes magnétiques, de façon à rendre accessible leur surface et de placer la face du démagnétiseur branché sur le secteur en contact avec la tête, puis ensuite de l'éloigner lentement d'une dizaine de centimètres, avant de couper l'alimentation du secteur. Cette opération est d'autant plus indispensable que la machine est de plus haute qualité, ce qui permet de mieux remarquer ses moindres défauts.

Dans le même domaine, lorsque nous effectuons des enregistrements à haut niveau, d'une musique bruyante, telle que la musique « pop », l'effacement, lorsque nous voulons effectuer un autre enregistrement sur la même bande, n'est pas toujours absolu, il peut subsister des « pointes de musique » plus ou moins gênantes.

Pour l'éviter, utilisons un effaceur magnétique constitué par un aimant permanent, ou, mieux, un dispositif alimenté par le secteur, et analogue au démagnétiseur. Nous pourrions, en moins d'une minute, démagnétiser complètement une bobine entière, et améliorer ainsi la qualité des enregistrements ultérieurs.

COMMENT ALLER AU-DELA DE LA STEREOPHONIE ?

La différence entre l'auditorium stéréophonique théorique et une chambre d'écoute quelconque est évident. La restitution dans une petite chambre des conditions réelles d'ambiance d'une salle de concert, se heurte à des obstacles insurmontables parce qu'une petite pièce avec son mobilier, ses fenêtres et ses murs tapissés, ne peut produire les mêmes effets de réflexion sonore.

Ne soyons pas trop exigeants ; la stéréophonie à deux canaux avec des appareils de qualité bien installés, nous donne déjà l'illusion remarquable d'une audition naturelle et les perfectionnements réalisés constamment améliorent cette sensation, mais il y a évidemment une limite qu'il est impossible de dépasser sans modifier le principe initial.

Des dispositifs supplémentaires plus ou moins pratiques, mais d'utilisation souvent délicate, ont été imaginés pour augmenter encore l'illusion de cette restitution intégrale, et, en particulier, produire des effets de résonance sonore, sinon d'écho analogues à ceux constatés dans les salles de grand volume.

Les sons réfléchis dans les salles parviennent aux oreilles des auditeurs avec des décalages, qui dépendent des différences des trajets indirects parcourus avant d'atteindre le tympan. L'auditeur perçoit ainsi d'abord les sons directs plus ou moins intenses, et ensuite une série de sons réfléchis identiques, mais progressivement atténués, d'où un effet de traînée sonore auquel les techniciens donnent le nom de réverbération.

Mais, nous pouvons maintenant utiliser sur les machines parlantes de qualité, et, en particulier, sur les magnétophones, des dispositifs permettant de produire artificiellement des effets analogues en apparence, dits de réverbération artificielle, qui augmentent encore l'efficacité du procédé stéréophonique.

Il s'agit là d'une sorte de truquage sonore qui donne à l'auditeur une certaine illusion de l'audition dans une grande salle mais dont l'emploi est délicat. Utilisons-le avec circonspection pour ne pas diminuer la qualité d'un enregistrement remarquable dans le but de l'améliorer !

APRES LA STEREOPHONIE : LA QUADRIPHONIE

La stéréophonie a constitué une étape du progrès des machines parlantes vers cette sensation de restitution intégrale des sons musicaux, qui constitue le but idéal à atteindre. Mais il est évidemment impossible de recréer les propriétés acoustiques d'une grande salle de concert en se limitant aux deux seuls canaux sonores de la stéréophonie classique, avec deux

haut-parleurs ou enceintes acoustiques d'autant plus que ces canaux ne sont nullement séparés et distincts, mais se fondent plus ou moins sous l'effet des réflexions sonores des murs de la salle d'écoute. De là, des recherches ayant pour but, non seulement la différenciation, la **localisation** des différentes sources musicales de l'orchestre, mais aussi la restitution de l'**effet de profondeur** ou, tout au moins, l'illusion nécessaire.

Pour donner une « image » valable d'une salle de concert, il faut donner l'**impression** à l'auditeur d'entendre les ondes réfléchies provenant de **n'importe quelle direction**. De là, la **stéréophonie à quatre canaux ou quadraphonie**, dans laquelle on utilise, non plus seulement deux haut-parleurs, plus ou moins écartés, placés en face de l'auditeur, mais **quatre haut-parleurs** (Fig. 1).

Elle peut être réalisée en utilisant des magnétophones spéciaux et complexes, qui sont, en quelque sorte, des **magnétophones stéréophoniques doubles** et des disques spéciaux à sillons composites contenant **quatre canaux sonores**, ce qui montre bien leur complexité. (Fig. 2).

Il a fallu 80 ans pour passer de la monophonie à la stéréophonie et 13 ans seulement pour aborder cette nouvelle étape. Le nom de baptême définitif n'est, d'ailleurs, pas fixe : on dit **quadraphonie** ou aussi **quadri-stéréo**, système **stéréo-quadrial** et même **tétraphonie**, ce qui correspond encore mieux à des termes grecs. Sur le plan technique, les solutions proposées sont également fort diverses, car les techniciens se sont efforcés de mettre au point un procédé idéal de son **quadrule**.

La stéréophonie conventionnelle permet à l'auditeur de situer de gauche à droite, les instruments, mais ne reproduit pas l'**environnement sonore**. Nous pourrions retrouver tous ces éléments en utilisant quatre sources sonores, et quatre haut-parleurs, dont les dispositions sont diverses. La plus rationnelle consiste à placer deux haut-parleurs comme dans une installation stéréophonique normale, avec les deux autres en arrière.

Il s'agit ainsi, en fait, d'une stéréophonie double, qui ne pose pas de problème insurmontable pour l'enregistrement magnétique, à condition de se résoudre à adopter un matériel encombrant complexe et coûteux. La réalisation des **disques quadraphoniques** comporte cependant de nombreuses difficultés techniques.

Mais, il y a heureusement des solutions simplifiées imaginées dans le même but et pouvant être comparées, en quelque sorte, à la **pseudo-stéréophonie**, par rapport à la stéréophonie intégrale. Elle consiste à utiliser les **appareils classiques stéréophoniques**, dont nous

disposons et à leur adapter un dispositif permettant d'obtenir quatre canaux sonores distincts, qui sont transmis à des haut-parleurs correspondants. Des informations sonores contenues dans les signaux stéréophoniques habituels, qu'il s'agisse de disques, de bandes magnétiques ou de radio-concerts reconstitueraient alors les informations sonores nécessaires pour une reproduction en quadraphonie suffisamment efficace. (Fig. 2)

Si nous disposons d'une bonne installation stéréophonique, il nous suffira ainsi de faire l'acquisition de deux haut-parleurs supplémentaires et d'un **dispositif d'adaptation, pour faire de la quadraphonie avec de la stéréophonie**, c'est-à-dire pour obtenir une reproduction spatiale au moyen d'un enregistrement stéréophonique classique sur bandes ou sur disques.

UTILISONS DES BANDES ET DES CASSETTES DE NETTOYAGE

Notre magnétophone ne peut nous assurer pendant de longues durées des enregistrements et des reproductions à haute fidélité, que si les têtes magnétiques sont parfaitement propres. Pour effectuer rapidement et efficacement ce nettoyage, utilisons des rubans magnétiques spéciaux en feutre, montés sur des bobines, que l'on peut se procurer chez les revendeurs et il existe même, depuis peu, des cassettes contenant des rubans de même nature que nous emploierons sur nos magnétophones à cassettes.

QUELLE EST LA PUISSANCE OPTIMALE POUR LA HAUTE FIDELITE ?

Pour obtenir une audition en haute fidélité dans une chambre d'écoute déterminée, il y a un niveau sonore optimal à trouver, qui dépend de quatre facteurs essentiels : la puissance minimale nécessaire pour actionner les haut-parleurs, le volume du local, les caractéristiques acoustiques, formes, ameublement, présence de mobilier, de tentures, surface des fenêtres, etc., et enfin goûts musicaux des auditeurs.

Dans une chambre d'appartement de dimensions normales, une puissance de 15 à 20 W par canal constitue une base rationnelle mais, que faut-il entendre par chambre normale ? Nous pouvons supposer un volume habituel de 30 à 40 à 80 m³ ; s'il s'agit d'une chambre plus grande, le niveau doit être plus élevé. Pour 100 m³, il faut utiliser 20 W par canal et pour 160 m³ 30 W. Pour un living-room de 200 m³, triplons la puissance de base jusqu'à 45 W par canal.

Mais n'oublions pas les réflexions sur les murs et même le plancher et le plafond, dont l'influence est importante et peut faire varier

la puissance nécessaire dans un rapport notable. Il y a des chambres aux murs polis et sans tapis avec peu de mobilier, des chambres moyennes avec des tapis et des draperies aux fenêtres, et des salles très amorties, avec des planchers recouverts complètement de tapis, de nombreuses tentures, un mobilier important recouvert de tissu.

La nature du concert aussi présente de l'importance. Il y a, d'une part, la musique de jazz et de variété musicale, et, d'autre part, les morceaux d'orchestre de haute qualité. Le tableau 1 ci-dessous indique des puissances maximales en watts recommandables dans les différents cas.

COMMENT AMELIORER LES SONS GRAVES ET LES AIGUS

L'amélioration des sons graves consiste aussi bien dans la **correction de leur insuffisance que de leur excès**. Sur notre amplificateur de qualité, nous trouvons des contrôleurs de tonalité efficaces à boutons ou à curseurs, permettant de régler efficacement la proportion des sons aigus et des sons graves mais il faut savoir s'en servir. Beaucoup de haut-parleurs de qualité renforcent, d'ailleurs, les sons graves pour des niveaux élevés, d'où la nécessité d'utiliser avec modération le renforceur de graves.

Ne nous imaginons pas que la position médiane neutre du contrôleur de tonalité soit réellement la meilleure, c'est là une erreur et la qualité nécessaire dépend en partie de ce réglage de façon à obtenir un renforcement uniquement dans la zone où il est réellement nécessaire.

Des haut-parleurs de qualité permettent généralement d'obtenir des auditions satisfaisantes des sons graves jusqu'à une fréquence de 50 ou 60 Hz au minimum. Ils peuvent ainsi parfois, lorsqu'ils sont bien choisis, assurer une amélioration des sons graves, qui semblent déficients mais, en même temps, il est généralement nécessaire de renforcer aussi les gains d'amplification sur cette gamme, d'où le risque de production de sons parasites plus ou moins déformés, dits « sons de tonneau », parce qu'ils ressemblent à ceux produits lorsqu'on frappe les parois d'un tonneau.

La reproduction correcte des sons graves dépend, en tout cas, en partie, de la **manœuvre correcte du contrôleur de tonalité**, mais il s'agit d'obtenir un renforcement uniquement dans la zone où il est nécessaire, sans quoi nous risquons de voir apparaître une distorsion (Fig. 3).

Ne manœuvrons pas non plus le contrôleur de tonalité pour sons graves sans nous soucier de la position du contrôleur pour sons aigus, qu'il s'agisse d'un bouton ou d'un curseur.

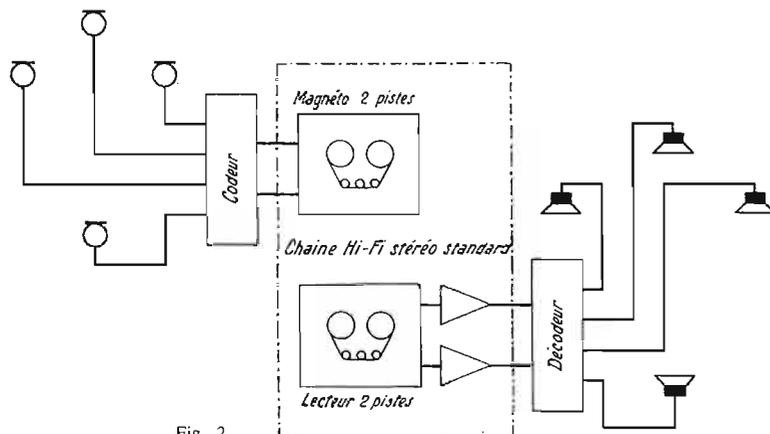


Fig. 2

Tableau 1

Chambre d'écoute	Normale sans tapis		Chambre moyenne avec tapis		Chambre très amortie	
	Variétés	Orchestre classique	Variétés	Orchestre classique	Variétés	Orchestre classique
Genre de programme	Variétés	Orchestre classique	Variétés	Orchestre classique	Variétés	Orchestre classique
Haut-parleur à rendement faible	2,5 watts	10 watts	12 watts	50 watts	60 watts	250 watts
Haut-parleur à rendement moyen	0,75 watt	3 watts	4 watts	15 watts	18 watts	75 watts

Si le réglage de tonalité sur les sons aigus est effectué à une valeur trop élevée, par contraste les sons graves nous paraîtront insuffisants ; inversement, un niveau trop faible des sons aigus produit une augmentation apparente des sons graves.

C'est pourquoi, dans les appareils simplifiés comportant un seul élément de réglage commun pour les graves et les aigus, le bouton de contrôle agit, non en amplifiant réellement les sons graves, mais seulement en réduisant les sons aigus et l'on comprend que le résultat ne puisse jamais être complètement satisfaisant.

Les graves et les aigus ne dépendent pas seulement, d'ailleurs des réglages de tonalité, mais du niveau sonore en raison des caractéristiques de l'oreille humaine, qui ne perçoit pas avec la même intensité et dans les mêmes conditions, les sons de différentes hauteurs, suivant les niveaux sonores.

Les sons graves et aigus et spécialement les premiers, semblent s'affaiblir beaucoup plus rapidement que les sons médiums, lorsque le niveau sonore de l'audition est inférieur au niveau de la musique ou de la parole initiale.

Il y a sur les amplificateurs à haute fidélité perfectionnés des systèmes de renforcement automatique permettant, en quelque sorte, d'atténuer ou de supprimer ces déficiences de l'oreille humaine par un effet de compensation physiologique. Un contacteur dit « de force sonore », convertit en quelque sorte, le contrôleur de volume en contrôleur de force sonore ou « loudness », suivant l'expression anglo-saxonne.

Il faut, sans doute, rechercher les sons graves qui assurent la qualité de l'audition, mais un excès là encore est un défaut. Il est dû à un renforcement exagéré sur cette gamme,

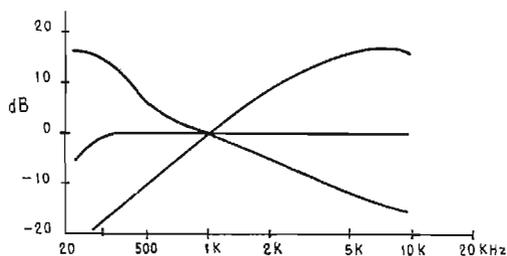


Fig. 3

qui peut être déterminé par un réglage défectueux des contrôleurs de tonalité, et des circuits de correction.

Lorsqu'il s'agit d'un électrophone, ou d'une table de lecture reliée à une chaîne sonore, ce défaut peut être dû simplement à l'utilisation de disques d'ancien modèle comportant un excès de sons graves et pas assez de sons aigus. Le remède est simple, s'il n'est pas absolu ; il suffit de réduire légèrement le niveau du contrôleur de tonalité pour sons graves, en favorisant les sons aigus, et n'oublions pas, en même temps, s'il y a lieu, de mettre hors circuit le contrôleur de force sonore, ou loudness, s'il existe.

Pensons aussi au haut-parleur ; quelle que soit sa qualité, il a toujours une certaine coloration sonore et, bien souvent, les constructeurs recherchent surtout l'amélioration des sons graves ; il ne faut pas qu'elle soit excessive.

La question est analogue pour les sons aigus ; il en faut sans doute, mais pas trop. La haute fidélité est associée à la reproduction des sons musicaux sur une gamme assez étendue, vers 8 000 à 10 000 Hz au minimum, bien que certains auditeurs complaisants se

contentent de beaucoup moins, parce qu'ils apprécient surtout la musique douce et assourdie. Mais un renforcement excessif des sons aigus produit des sons stridents et sifflants désagréables, renforce le bruit de souffle, qui se manifeste généralement au-dessus de 4 500 Hz, et beaucoup de bruits parasites.

Étudions donc les haut-parleurs et les systèmes de correction des fréquences ; les sélecteurs, s'il y a lieu, répartissant la puissance de sortie entre le haut-parleur à sons graves et les tweeters.

Mais, n'oublions pas surtout les caractéristiques acoustiques de la chambre d'écoute, de la position des haut-parleurs dans la pièce.

Les sons à fréquence élevée sont concentrés par un diffuseur à faisceau étroit et, si l'auditeur est trop rapproché d'un haut-parleur directif, il peut avoir l'impression d'un excès de sons aigus. Cette étude est encore plus nécessaire en stéréophonie, car tout défaut peut déterminer le déplacement apparent des sons d'un haut-parleur à l'autre.

N'oublions pas évidemment l'amplificateur et la nécessité d'un équilibrage « balance » en fréquence de la source sonore initiale, avec les caractéristiques d'enregistrement, les caractéristiques acoustiques de la salle, et même les goûts personnels de l'auditeur.

En fait, la plupart des auditeurs, même lorsqu'ils sont persuadés du contraire, perçoivent souvent difficilement les sons aigus au-dessus de 10 000 Hz ou même 8 000 Hz, lorsqu'ils ont dépassé la toute première jeunesse. C'est pourquoi, il peut être indispensable de compenser cette déficience inévitable, si nous voulons bénéficier de la musique brillante et naturelle, qui, seule, peut être assurée par les sons aigus.

R.S.

SENSIBILITE TOTALE

MICROPHONES
MELODIUM

296, RUE LECOURBE, PARIS 15° - TÉL. 532.50.80

ÉTUDE DE LA PLATINE MAGNÉTOPHONE A CASSETTE « SONY TC165 »

SONY, l'un des leaders de la construction électronique japonaise présente sur le marché de la haute-fidélité, une platine magnétophone à cassette de grand luxe, à inversion automatique et alliant d'excellentes performances avec une extrême facilité d'emploi. La référence de ce nouveau matériel est : TC165. Nombreux sont certainement nos lecteurs qui utilisent avec succès le modèle TC163, qui à quelques variantes près est du même « design » avec, comme particularité, l'absence de lecture et d'enregistrement stéréophonique dans les deux sens (reverse).

PRESENTATION

Le modèle TC165 étudié dans ces lignes est un appareil hors classe tant pour le professionnel exigeant que pour l'amateur tenant aux meilleures performances et au maximum de facilité d'utilisation.

C'est la toute dernière réalisation de Sony dans le domaine de la stéréophonie, alliant les techniques les plus récentes à une esthétique sobre et fonctionnelle. Le taux de pleurage et de scintillement, de même que le bruit de modulation, sont réduits au minimum par le système d'entraînement à cabestans jumelés en boucle fermée, du fait que la portion de bande se trouvant entre les deux cabestans défile à une vitesse rigoureusement constante puisqu'elle n'est soumise à aucune sollicitation.

Nous verrons plus loin le fonctionnement exact de ce système. Les manœuvres inversion, répétition ou arrêt sont commandées soit automatiquement, selon la position du levier de fonctions, soit volontairement et indépendamment de la position de ce levier. L'appareil comporte également un circuit de seuil permettant d'effectuer en commande manuelle, des enregistrements exempts de distorsion, même à un niveau très élevé.

Un sélecteur de bande permettant l'utilisation soit de la bande normale, soit de la bande au bioxyde de chrome assure une courbe de réponse et une gamme dynamique étendue en même temps qu'une réduction très sensible du taux de distorsion harmonique. L'amplificateur à semi-conducteurs au silicium est à faible bruit de fond. Deux vu-mètres assurent un

réglage optimal en enregistrement non automatique. Un dispositif de sécurité élimine toute possibilité d'effacement accidentel.

Le lecteur-enregistreur Sony TC165 se présente sous la forme maintenant très classique des appareils de ce genre. Il utilise la cassette désormais normalisée sur laquelle on peut réaliser des enregistrements stéréophoniques de qualité. Le Sony TC165 a une forme rectangulaire et la photographie accompagnant cet article illustre bien ceci. Une série de 5 touches donnent les fonctions suivantes :

- Ejection et ouverture du compartiment de la cassette (touche 20) ;
- Avance rapide gauche (19) ;
- Défilement normal (18) ;
- Avance rapide droite (17) ;
- Touche enregistrement (16).

Deux touches marquées → et ← placées de part et d'autre de la touche stop (22) donnent le défilement à vitesse normale en avant ou en arrière (touche 22).

Toutes les touches sauf celles d'éjection et d'arrêt s'enclenchent y compris le bouton poussoir « pause » (15) ;

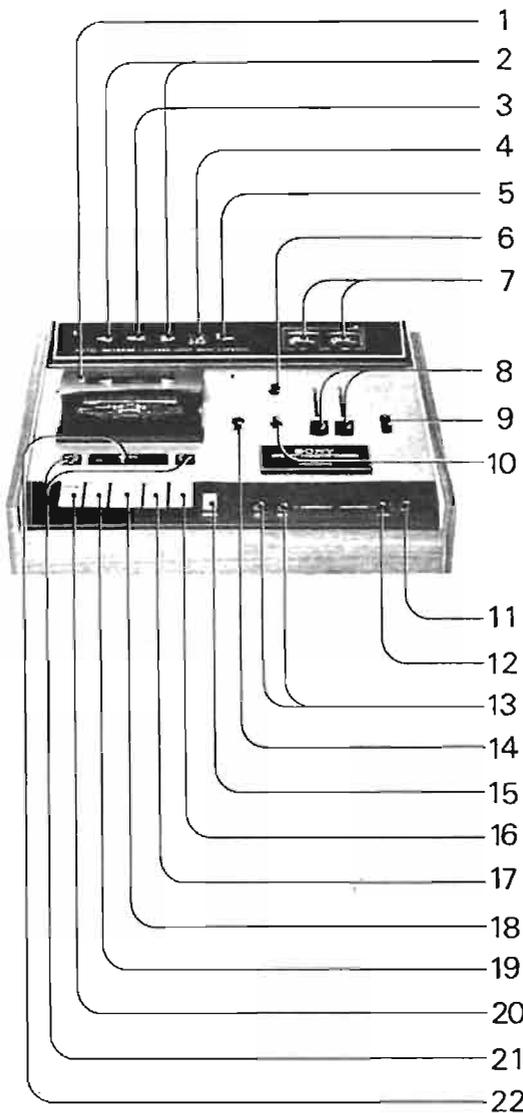


Fig. 1

Sur la partie avant de l'appareil, nous trouvons :

- Les 2 entrées microphones (13) ;
- La prise de casque (11) ;
- Le contacteur à 2 positions dosant le niveau de sortie du casque (12) ;
- L'inverseur arrêt/marche (9) ;
- Le contacteur mettant en service le dispositif limiteur (10) ;
- Les deux potentiomètres à glissière commandant les niveaux des voies gauche et droite à l'enregistrement (8) ;
- L'inverseur du type de bande employée (6), c'est-à-dire la cassette conventionnelle ou celle au bioxyde de chrome (CrO₂) ;
- Le commutateur de mise en service automatique du « reverse » (14).

À l'arrière, sur la partie du TC165 légèrement inclinée et formant pupitre, nous avons :

- Les deux vu-mètres dont le cadran éclairé indique la mise sous tension de l'appareil (7) ;
- Le compteur à trois chiffres (4), avec une petite touche (5) pour la remise à zéro ;
- Un voyant indiquant le mode de fonctionnement sur la position enregistrement ;
- Deux autres voyants (2) donnent au premier coup d'œil le sens de défilement (normal → ou reverse ←).

Au dos du Sony TC165, nous trouvons :

- Deux entrées « enregistrement » aux normes RCA/CINCH ;
- Deux sorties « lecture » aux normes RCA/CINCH ;
- Une prise DIN à 5 broches standardisée pour le raccordement à un amplificateur tant en lecture qu'en enregistrement. Le branchement normalisé est le suivant :
 - a) broches 1 et 4 : entrée de la modulation,
 - b) broches 3 et 5 : sortie modulation,
 - c) broche 2 : masse ;
- Un contacteur à glissière DIN/RCA ;
- Un sélecteur de tension secteur ;
- Le cordon secteur.

Cet appareil peut donc se raccorder très facilement à un tuner, à un ampli-tuner ou un amplificateur ; autrement dit il constitue une source de modulation de haute qualité au même titre qu'une platine de magnétophone.

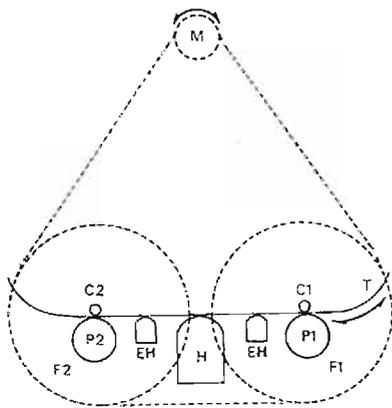


Fig. 2

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

— **Système d'enregistrement et lecture** : 4 pistes stéréo.

— **Type de cassettes employées** : C30, C60, C90, C120 standard; Sony Hi-Fi : C60HF, C90HF, C120HF; cassettes au bioxyde de chrome.

— **Vitesse de défilement** : 4,75 cm/s.

— **Réponse en fréquences** ; 30-17 000 Hz avec cassette au bioxyde de chrome; 30-14 000 Hz avec cassette standard.

— **Rapport signal sur bruit** : ≥ 49 dB.

— **Pleurage et scintillement** : $\geq 0,1\%$ R.M.S.

— **Taux de distorsion harmonique global** : $< 2\%$.

— **Durée d'enregistrement maximale** : 2 heures avec C120.

— **Temps de rembobinage AV/AR** : 1 mn et 20 s avec C60.

— **Deux entrées microphone** : Impédance 200 à 2 000 Ω ; sensibilité maximale : 0,19 mV (-72 dB).

— **Deux entrées auxiliaires** : Impédance : 100 k Ω ; sensibilité : 62 mV (-22 dB).

— **Entrée DIN** : Impédance : 3,9 k Ω ; sensibilité : 17,35 mV (-33 dB).

— **Deux sorties « ligne »** : Impédance : 10 k Ω ; niveau de sortie : 775 mV (0 dB).

— **Sortie DIN** : Impédance : 8,2 k Ω ; niveau de sortie : 690 mV (-1 dB).

— **Sortie « casque stéréo »** : Impédance : 8 Ω ; niveau 1 de sortie : 30,8 mV soit -28 dB; niveau 2 de sortie : 12,25 mV soit -36 dB.

— **Tensions secteur possibles** : 100, 110, 120, 127, 220, 240 V.

— **Fréquence de fonctionnement (secteur)** : 50-60 Hz.

— **Consommation secteur** : 16 W.

— **Équipement en semi-conducteurs** : 36 transistors, 30 diodes.

— **Dimensions** : 400 x 127 x 276 mm.

— **Poids** : 8 kg.

— **Accessoires fournis** : 2 cordons RK74 - RCA/CINCH; 1 nécessaire de nettoyage des têtes; 1 manuel d'utilisation en français.

— **Accessoires recommandés** : casques stéréo DR4, DR5, DR7; micro stéréo F99B; tables de mixage MX12, MX6S; micro à condensateur électret ECM19B; capteur téléphonique TP5S.

PARTICULARITES DU TC165

A. — Entraînement par cabestans jumelés en boucle fermée.

C'est un système souvent employé dans les enregistreurs à bobines, mais dont l'adoption sur un magnétophone à cassette constitue une innovation sur le plan technique.

Le Sony TC165 utilise ce système de cabestans jumelés en boucle fermée et c'est pourquoi il répond aux exigences les plus sévères des normes de haute-fidélité en ce qui concerne le taux de pleurage, le scintillement, les bruits de modulation et les variations de vitesse, qui constituent les facteurs les plus importants de la qualité sonore en matière d'enregistrement et de reproduction. Le système d'entraînement par cabestans jumelés en boucle fermée se présente sous la forme triangulaire illustrée à la figure 2 sur laquelle nous avons :

- M : Poulie moteur.
- H : Tête enregistrement/reproduction à haut rendement.
- T : Bande.
- C₁-C₂ : Cabestans.
- P₁-P₂ : Galets de pression.
- F₁-F₂ : Volants.
- EH : Têtes d'effacement.

Son fonctionnement présente un double aspect :

1. Entraînement des 2 cabestans par courroie :

Par suite de son élasticité, la courroie en caoutchouc est tendue d'un côté (A) et légèrement molle

sur l'autre (B). Il s'ensuit que le cabestan C₁ tourne légèrement plus vite que le cabestan C₂ et maintient ainsi une tension constante de la bande entre ces 2 points, d'où à son tour une pression à contact constant de la bande sur les têtes.

2. Portion de bande isolée entre les deux cabestans :

La portion de bande isolée entre les cabestans C₁ et C₂ est soustraite à toute sollicitation ou perturbation due aux parties restantes, ce qui permet d'obtenir un défilement impeccable entre ces 2 cabestans. Toutes ces caractéristiques se combinent pour éviter les défauts traditionnels des appareils à cassettes (pleurage, scintillement, etc.). Il suffit d'enregistrer quelques notes de piano puis passer en lecture pour s'apercevoir de la valeur du système Sony.

B. — Procédé d'enregistrement à circuit de seuil.

Il s'agit d'un nouveau procédé d'enregistrement mis au point par Sony, et réunissant les avantages essentiels de l'enregistrement « manuel » et la sécurité de l'enregistrement dit « automatique ».

a) **Enregistrement manuel** : Les entrées sont enregistrées avec une fidélité extrême. Cependant, un niveau accidentel trop élevé peut donner lieu à des distorsions.

b) **Enregistrement à réglage automatique de gain** : Le niveau d'enregistrement est réglé automatiquement. L'amateur de « figonage » peut toutefois ne pas se satisfaire d'un tel réglage automatique.

c) **Dispositif à circuit de seuil Sony** : Un inverseur actionné sur la position « limiteur ON » met en service le circuit de seuil qui assure alors le réglage nécessaire en cas d'accroissement soudain du niveau, et élimine ainsi toute distorsion. Lorsque le niveau d'entrée est normal, l'enregistrement s'effectue en mode « manuel ». Les deux modulomètres séparés pour les voies droite et gauche, ainsi que les deux commandes

de volume à curseurs linéaires facilitent au maximum l'équilibrage des 2 canaux stéréophoniques.

ETUDE THEORIQUE DU SCHEMA

La figure 3 nous donne le schéma de principe de la partie électronique du TC165. Nous l'étudierons d'abord en position lecture puis en position enregistrement.

1. Partie électronique à la lecture (voie gauche).

Le schéma représenté ci-contre est par le jeu des commutations dessiné en position lecture. La tête de lecture RPH-4 dont l'impédance à 1 000 Hz est de 800 Ω , est connectée à la base du transistor Q₁₀₁/2SC631A. Les 2 transistors Q₁₀₁ et Q₁₀₂ sont montés en liaison directe et constituent l'étage préamplificateur d'entrée. Afin de bénéficier du maximum de gain en dosant le taux de contre-réaction, la résistance R₁₀₇/470 Ω en série avec le condensateur de découplage C₁₀₅/220 μ F est court-circuitée, seule subsiste la résistance R₁₀₉/56 Ω aux bornes de laquelle est prise la ligne de contre-réaction. Nous trouvons 2 circuits de contre-réaction : une contre-réaction linéaire (R₁₁₂-22 k Ω et C₁₀₆-220 pF) puis sélective donnant la courbe N-A-B (R₁₆₅-5 k Ω - C₁₃₅-47 nF - R₁₅₄-47 k Ω). La résistance ajustable sert à l'égalisation à la lecture d'une bande étalon pendant les réglages et mises au point.

Les modulations BF amplifiées par le tandem Q₁₀₁/Q₁₀₂ et recueillies sur le collecteur de ce dernier transistor sont, par le circuit de commutation 1-6, dirigées sur la base de Q₁₀₃ par le condensateur de liaison C₁₁₂/néaire, ne comportant en effet qu'une contre-réaction non sélective (R₁₂₅/68 k Ω - C₁₁₄/82 pF) et (R₁₃₇/8,2 k Ω - RV₁₅₈/20 k Ω). Les circuits émetteurs de ces deux transistors étant partiellement découplés, cette disposition introduisant une certaine contre-réaction linéaire en intensité provoque une linéarité des paramètres des tran-

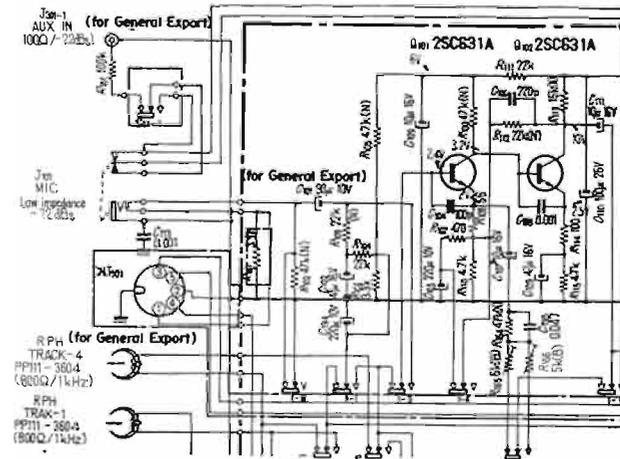


Fig. 3

sistors (dispersion réduite) et une diminution de la distorsion $1 \mu F$. Q_{103} ET Q_{104} montés également en liaison directe constituent un préamplificateur strictement li-harmonique. Il faut remarquer le procédé de polarisation de la base de Q_{103} ; nous trouvons le classique pont de base $R_{119}/15 k\Omega$ et $R_{118}/82 k\Omega$, mais entre le point commun de ces 2 résistances et la base se trouve intercalée une résistance de $82 k\Omega$ augmentant de la sorte l'impédance d'entrée et évitant l'amortissement du collecteur de Q_{102} .

Les signaux BF pris sur le collecteur de Q_{104} sont injectés sur la base du transistor Q_{105} monté en collecteur commun et à impédance d'entrée augmentée par circuit « boot-strop ». Un circuit RC ($C_{119}-R_{130}-C_{118}/2,2 nF$) relève légèrement les fréquences aiguës. Prises dans l'émetteur de Q_{105} aux bornes de $R_{135}/3,3 k\Omega$, les tensions basse fréquence, par l'intermédiaire de $R_{137}/3,3 k\Omega$ sont dirigées sur la fiche de sortie Ligne (Line Out. L.) et sur la fiche DIN-broche 3 (voie gauche).

Il faut signaler que le niveau de sortie se fait à 0 dB, c'est-à-dire à 0,775 V. Cette valeur normalisée est maintenant adoptée par tous les constructeurs sérieux de magnétophones.

2. Partie électronique à l'enregistrement.

Etant donné que nous sommes en présence d'un magnétophone à tête mixte enregistrement-lecture, les mêmes circuits électroniques sont utilisés mais sont associés à des fonctions souvent différentes. C'est pourquoi il est intéressant de reprendre l'étude de la partie électronique dans sa fonction « enregistrement ».

Les 2 transistors Q_{101} et Q_{102} polarisés comme à la lecture ont cette fois une contre-réaction linéaire ($R_{112}/22 k\Omega - C_{106}/220 pF$). Le taux de CR est plus élevé qu'à l'enregistrement; nous avons la résistance $R_{107}/470 \Omega$ se trouvant placée en série avec le condensateur de découplage $C_{101}/220 \mu F$.

La base de Q_{101} reçoit les si-

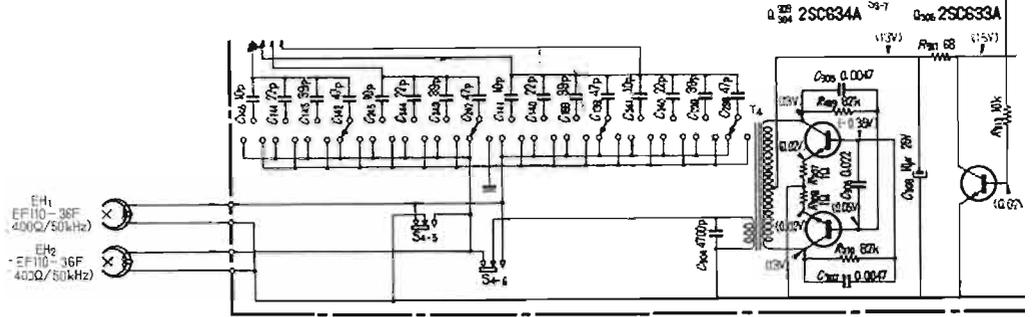
gnaux BF, soit de la prise micro S_{101} ($-72 dB \approx 0,2 mV$), soit de la prise DIN/5 broches-borné 1 (voie gauche). Ces sources sont amplifiées par $Q_{101}-Q_{102}$ et envoyées sur le potentiomètre R_{301} / $20 k\Omega$ dosant le niveau d'enregistrement; le réglage se trouve sous la forme d'un potentiomètre à curseur rectiligne placé à l'avant de l'appareil.

Après dosage par R_{301} (REC-

VOL), nous trouvons le tandem linéaire $Q_{103}-Q_{104}$ à gain supérieur à celui en lecture, à cause de la suppression d'une ligne de CR par la commutation S_{1-7} . Le transistor Q_{105} monté en « emitter-follower » recueille dans le circuit émetteur les tensions BF venant des prises d'entrées (AUX ou DIN) et amplifiées successivement par $Q_{101}-Q_{102}$ et $Q_{103}-Q_{104}$.

Les circuits de commutation

S_{4-7} et S_{1-7} , dirigent la modulation vers la base de Q_{107} par l'intermédiaire de $R_{169}/22 k\Omega$ et $R_{165}/50 k\Omega$. Selon le standard d'enregistrement N.A.B., la courbe de réponse du transistor Q_{107} est formée par les circuits associés. Nous citerons $R_{146}-C_{146}$ et $L_{103}/3,3 mH - C_{147}/22 nF$. A propos du circuit de contre-réaction sélectif en intensité dans l'émetteur de Q_{107} , il faut remarquer la com-



mutation S_{20-1} donnant une courbe de réponse différente selon qu'il s'agit de cassettes standard ou de cassettes à bioxyde de chrome.

Les modulations amplifiées et corrigées en fréquences selon le standard N.A.B. sont envoyées sur la tête d'enregistrement par l'intermédiaire d'un rejecteur constitué d'un circuit LC parallèle (L_{102} -33 mH - C_{132} /100 pF) évitant l'introduction des signaux haute fréquence de prémagnétisation dans la partie électronique à l'enregistrement.

3. L'amplificateur du vu-mètre et du casque.

Par l'intermédiaire des résistances R_{137} et R_{139} (3,3 k Ω -18 k Ω) et d'un condensateur de 1 μ F/ C_{124} , la modulation BF recueillie sur l'émetteur de Q_{105} est envoyée sur la base d'un transistor Q_{106} monté en collecteur commun. Les signaux BF pris aux bornes de la résistance R_{141} /3,3 k Ω sont détectés et la composante continue sert à la déviation du vu-mètre en présence d'un signal à l'entrée. Un condensateur C_{126} /1 μ F évite les suroscillations de l'aiguille du galvanomètre. Seules les alternances positives sont utilisées, la diode D_{101} dérivant à la masse les alternances BF négatives.

Un transformateur T_1 (250 Ω -0,9 Ω) est alimenté comme le circuit de commande du vu-mètre à partir de l'émetteur de Q_{106} . Au secondaire, tous les casques Hi-Fi du marché d'impédance nominale de 4 à 16 Ω peuvent être branchés par l'intermédiaire d'une fiche jack 6,35 stéréophonique. Soulignons qu'à l'examen du schéma, nous remarquerons que Q_{106} reçoit les tensions BF aussi bien en lecture qu'en enregistrement actionnant de la sorte de

façon constante le casque et les 2 vu-mètres.

4. Oscillateur d'effacement et de prémagnétisation.

L'oscillateur équipant la platine TC165 Sony est un montage push-pull, ce qui garantit une onde haute-fréquence engendrée présentant un taux d'harmoniques très réduit et un facteur de distorsion faible.

La symétrie des signaux HF sinusoïdaux est ainsi préservée et une magnétisation par champ continu de la tête d'effacement et des têtes combinées enregistrement-lecture est évitée de façon sûre.

La fréquence des oscillations est ici de **85 kHz**. Lors d'essais d'enregistrements d'émissions stéréophoniques, nous n'avons pas noté de battements et d'interférences.

Les transistors $Q_{303-304}$ /2SC634A avec le transformateur d'oscillation T_4 forment l'oscillateur HF du type push-pull à couplage collecteur-base par des circuits RC (82 k Ω -4,7 nF). Les résistances R_{310} et R_{309} ont pour rôle de fixer le potentiel des bases.

Vitesse: 475 cm/s
Entrefret des têtes: 1,5 μ

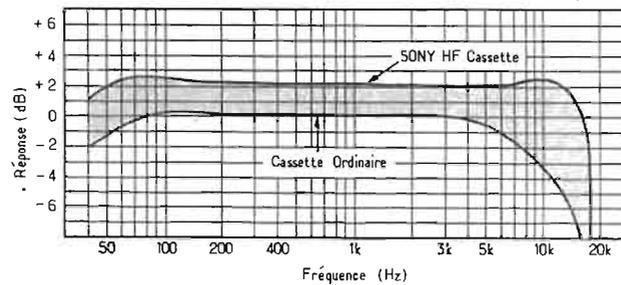


Fig. 4

Les résistances de 1 Ω (R_{307} - R_{308}) des circuits émetteurs contribuent à la compensation de l'effet de température et introduisent une contre-réaction réduisant de la sorte la distorsion. La totalité de l'enroulement secondaire fournit la tension de prémagnétisation. Celle-ci est appliquée — par des condensateurs sélectionnés à la mise au point — à la tête pendant l'enregistrement.

L'impédance de la tête d'effacement EF-110 est ici de 400 Ω à 50 kHz.

5. Défilement normal et reverse.

Un contacteur S_{10} permet le défilement, soit continu, soit en mode reverse ou encore non reverse. L'électronique adaptée à ces possibilités de défilement est assez complexe et met en œuvre 13 transistors et 17 diodes ! C'est pourquoi nous n'entrerons pas dans les détails. Il faudrait en effet consacrer un article complet à l'étude théorique de cette partie du TC165.

6. Alimentation.

L'alimentation des différentes parties électroniques du Sony TC165 se fait à partir d'un transformateur à primaire multiten-

sions : 100-110-120-127-220-240 V, donc permettant une parfaite adaptation au réseau.

La partie BF est alimentée par un redresseur bi-alternances D_{301} - CD_2 et un filtre RC (470 μ F-120 Ω -1 000 μ F).

7. Le moteur.

Le lecteur-enregistreur Sony-TC165 est comme la plupart des appareils de ce genre, du type monomoteur. Le moteur est du type alternatif/asynchrone-synchronisé et est alimenté en permanence sous 120 V, quelle que soit la tension sélectionnée par le répartiteur secteur.

Le déphasage est assuré par un condensateur C_{310} /1 μ F. Ce type de moteur présente l'avantage d'avoir une vitesse de rotation constante avec la fréquence et variant très peu en fonction de la charge ou de la variation du réseau.

8. Les cassettes utilisées.

Les cassettes à utiliser sont les cassettes Sony de la série HF, et en particulier les modèles C60 et C90. Nous doutons toujours de la qualité des C120, avec des lecteurs-enregistreurs de cette qualité.

Les cassettes TDK/SD en C60 et C90, ainsi que les cassettes au bioxyde de chrome donnent évidemment d'excellents résultats. Nous publions ici les courbes de réponse des cassettes Sony et TDK/SD (voir Fig. 4).

Avec des enregistreurs-lecteurs d'une telle classe, la haute fidélité promet dans ce domaine un développement et une extension qui ne manqueront pas d'intéresser les mélomanes soucieux de perfection sonore.

B. de MAURAS.

IMPULSER



1^{er} oscillateur (100 Hz - 500 kHz).
2^e oscillateur (500 kHz - 150 MHz).
Modulation FM et MA et ample.
Spectre d'harmoniques.

CONTRÔLE ET VÉRIFICATION
(pour haut-parleur, micro, pick-up)
ET TOUS CIRCUITS BF-MF-HF

PRIX 52 F - FRANCO 56 F

Expédition Paris-Province contre-remboursement ou mandat à la commande :

C.E.C.

5, passage des Petites-Ecuries - PARIS-10^e

TÉL. : 824-84-81 - C.C.P. PARIS 1 187-87.

(Entrée par le 17, rue des Petites-Ecuries) - Métro : Bonne-Nouvelle

LOCALISATION IMMÉDIATE
DES PANNES RADIO ET T.V.

Deux oscillateurs transistorisés + synchronisation en TV.

- Contrôle de sensibilité
- Gain relatif d'amplificateur en BF
- Contrôle de linéarité H. et V. en télévision, etc.

PRIX 155 F FRANCO... 160 F

SIGNAL TRACER



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

Les SECRETS DE LA RADIO ET DE LA TÉLÉVISION

dévoilés aux débutants

LA CONSTRUCTION ET LE MONTAGE MODERNES RADIO - TV - ÉLECTRONIQUE

LES TECHNIQUES ORIGINALES D'INSCRIPTION MAGNÉTIQUE ET LES PROCÉDÉS MULTIPISTES

LES différents procédés d'inscription magnétique spéciaux, en dehors de l'inscription directe des signaux, la plus habituellement employée, ont déjà été signalés précédemment et, en particulier, l'inscription à modulation en fréquence. Les méthodes nouvelles d'enregistrement à modulation d'impulsion, bien que ne s'appliquant pas directement à l'enregistrement sonore normal, doivent attirer l'attention, et nous en avons déjà indiqué les principes.

Les techniques de modulation par impulsions sont de plus en plus utilisées pour la transmission des informations et, d'une manière générale, la modulation consiste toujours dans la superposition d'une information à une onde porteuse. Cette onde porteuse peut être à modulation en amplitude, à modulation en fréquence, ou à modulation en phase et l'on peut aussi utiliser des impulsions distinctes.

Les techniques habituelles de transmission et d'enregistrement posent des problèmes particuliers, lorsqu'on considère des cas spéciaux de traitement de l'information; le facteur prin-

cipal est le **rendement** ou efficacité, lorsqu'on considère des signaux de télémétrie, de radar, de traitement d'information à distance, des informations numériques ou alphabétiques, qui sont, par nature, distinctes les unes des autres, et doivent permettre, de même, des représentations distinctes.

ENREGISTREMENT A ONDE PORTEUSE CONTINUE OU PAR IMPULSIONS

La transmission et l'enregistrement des **ondes continues**, qui servent de support habituel à la parole, à la musique et aux phénomènes de caractère continu, sont plus classiques, mais lorsqu'on veut enregistrer des signaux **distincts**, l'intérêt d'une compression, en quelque sorte, de la durée de transmission et d'impulsion devient évident.

Cette idée de compression, de mise en « **bottes** », en quelque sorte, des informations distinctes permet d'envisager une capacité d'inscription plus grande que celle obtenue initialement avec une seule source de signaux.

Les systèmes de transmission et d'enregistrement de ce genre sont ainsi établis pour des signaux, en quelque sorte, « échantillonnés » périodiquement. L'échantillonnage d'un signal, ou des signaux d'un canal de transmission, signifie qu'à cer-

tains moments, il n'y a pas d'informations transmises ou enregistrées dans le système; il est ainsi possible de transmettre les informations provenant d'autres sources pendant les intervalles.

La transmission des échantil-

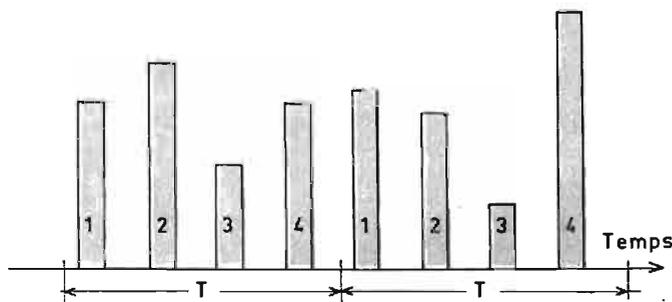


Fig. 1

tournez la page

infra VOUS informe

infra

infra

infra

infra

infra

infra

infra

lons, en quelque sorte, des informations et leur enregistrement, provenant de plusieurs canaux de signaux, au moyen d'un seul système d'enregistrement avec différents échantillons des canaux, en quelque sorte, « étagés » dans le temps, s'appelle le **procédé multiplex ou multiplexage**.

On voit ainsi, sur la figure 1, la représentation symbolique d'un signal multiplex comportant quatre canaux d'informations avec un intervalle d'échantillonnage de T unités de temps pour un cycle complet correspondant aux quatre canaux. Les boîtes dessinées portant le chiffre 1 représentent des échantillons de signaux successifs du canal 1 captés à des intervalles T sur le canal 1 ; les barres 2 représentent les échantillons successifs à des intervalles T du canal 2, etc.

Deux considérations peuvent justifier la préférence d'un système d'enregistrement de transmission modifié de ce genre par rapport à la modulation habituelle à onde porteuse continue ; elles sont, en fait, solidaires l'une de l'autre. La première

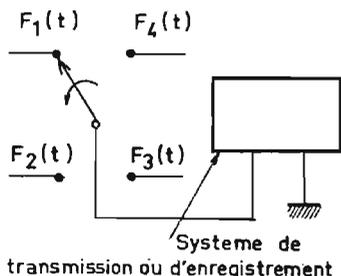


Fig. 2

raison pour l'utilisation de ce procédé consiste dans le fait que les signaux-échantillons sont habituellement disponibles sous la forme d'impulsions distinctes ; ils peuvent être ainsi facilement adaptés à des appareils particuliers de traitement, tels que les ordinateurs.

Par ailleurs, ces signaux échantillons peuvent être codés sous la forme d'impulsions ayant deux caractéristiques uniformes et une variant suivant le signal échantillonné ; la hauteur de l'impulsion, sa largeur, sa position et sa production dans l'échelle des temps.

Les impulsions peuvent être rétablies aux dimensions fixées à des points intermédiaires et au moment d'utilisation, de façon à compenser les altérations qui peuvent être produites par les bruits parasites et les interférences, ce qui augmente ainsi dans une proportion importante l'efficacité et la fiabilité des signaux incidents.

L'opération est également facilitée dans une grande proportion par la transmission réelle d'énergie concentrée sous la forme d'impul-

sions, dans lesquelles le rapport signal/bruit est élevé. Bien que la puissance instantanée soit très grande, ces impulsions ont une durée très brève par rapport aux intervalles de repos entre elles, et la puissance moyenne nécessaire est ainsi réduite.

L'ENREGISTREMENT A MODULATION EN LARGEUR D'IMPULSION

La méthode de modulation par impulsion peut faire appel, comme nous venons de le voir, à la notion des **amplitudes** des impulsions enregistrées, qui devraient être inscrites directement, c'est-à-dire avec superposition de polarisation pour éviter la distorsion. En pratique, il est plus facile d'inscrire sur le support magnétique des impulsions d'amplitude constante, mais de durée proportionnelle à l'amplitude correspondante du signal du circuit d'entrée. Ce mode d'enregistrement est ainsi appelé directement **par modulation en largeur d'impulsion** ou **P.D.M.** (Pulse Duration Modulation). La technique d'enregistrement multiplex à variation de fréquence est destinée à l'enregistrement d'un certain nombre de canaux de signaux sur une seule piste enregistrée, en divisant le spectre de fréquence utilisable en un certain nombre de canaux distincts.

Une seconde technique permet d'obtenir le même résultat, mais c'est le temps qui peut être partagé en un certain nombre de canaux et de signaux d'informations, cette technique est appelée **Multiplexage par division de temps** ; elle exige un échantillonnage instantané et un certain nombre de canaux et de signaux sur une base séquentielle ; son fonctionnement peut être compris facilement par les praticiens qui utilisent des oscilloscopes cathodiques récents à échantillonnage.

Supposons ainsi que nous voulions enregistrer un signal tel que celui de la figure 3 ; il est possible de donner une représentation acceptable de ce signal ; comme nous l'avons déjà expliqué dans une étude précédente, en transmettant seulement la valeur de son amplitude instantanée mille fois par seconde, par exemple, aux instants t_1, t_2, t_3 , etc. Si le signal ne comporte pas de variations trop rapides, la perte due à cette opération d'échantillonnage est très faible ; si, au contraire, la variation d'amplitude du signal était très rapide, il faudrait choisir une cadence d'échantillonnage plus élevée, par exemple, 10 000 par seconde.

Si nous supposons la cadence

fixée à 1 000 Hz, nous disposons d'un temps de 1 milliseconde pour transmettre chaque amplitude et on peut obtenir ce résultat toutes les millisecondes avec une impulsion provenant d'une base de temps, et qui déclenche ce qu'on appelle une « bascule électronique ».

A partir d'un état initial « fermé », le montage passe donc à l'état « ouvert » ; il revient spontanément à l'état fermé au bout d'un temps variable, qui représente l'amplitude instantanée du signal utile. Dans l'exemple précédent, le temps d'ouverture peut varier entre 0,1 et 0,9 milliseconde ; on peut ainsi s'arranger pour qu'un temps d'ouverture de 0,1 ms représente l'amplitude négative maximale de - 100 % et une durée de 0,9 ms l'amplitude positive maximale de + 100 %. L'amplitude 0 est alors représentée par un temps d'ouverture exactement égal à la moitié de la période, soit 0,5 ms. Au bout de 1 ms, la bascule est revenue à son état initial, et une nouvelle impulsion de la base de temps la fait passer à l'état ouvert, pour transmettre l'amplitude correspondant à l'échantillonnage suivant.

Le signal enregistré est ainsi constitué d'une série ou séquence de signaux rectangulaires, dont les traits représentatifs de montée sont disposés à une cadence fixe précise, tandis que les traits correspondant à la descente sont disposés en fonction de la modulation à transmettre. Au moment de la lecture, on peut ainsi reconstituer le signal utile à partir des impulsions recueillies par la tête magnétique à chaque passage de l'élément du signal enregistré.

Un tel procédé présente, en réalité, des caractéristiques plus ou moins comparables à celles du système à modulation en fréquence et offre, comme ce dernier, l'avantage de permettre une élimination complète des perturbations provenant de la bande magnétique elle-même. Il offre aussi des avantages supplémentaires ; les signaux de montée enregistrés se produisent à des intervalles rigoureusement périodiques, ce qui permet de vérifier immédiatement au moment de la lecture l'importance des variations parasites de la vitesse, et même, dans une certaine mesure, d'atténuer leurs effets.

Comme dans tous les systèmes à impulsions indiqués précédemment, la méthode se prête au **multiplexage** c'est-à-dire à la superposition de plusieurs signaux dans le même canal. En effet, la transmission de chaque signal reste discontinue ; il est donc possible d'effectuer une commutation mécanique ou électronique pour « imbriquer » en

quelque sorte, sur la bande magnétique, les signaux représentant tour à tour les amplitudes instantanées de plusieurs modulations.

Le type le plus simple du système de multiplexage peut comporter un dispositif d'entrée à plusieurs canaux relié au moyen d'un contacteur à plusieurs positions au système de transmission ou d'enregistrement. Sur la figure 2, on voit ainsi un dispositif mécanique pour plus de simplicité et, en pratique, il est électronique.

On voit, sur la figure 4, une courbe établie en fonction de la fréquence $f_1(t)$ et sur laquelle on voit la représentation des signaux enregistrés provenant des quatre canaux d'entrée, dont les informations sont transmises d'une manière intermittente. Comme nous l'avons noté précédemment, une série d'impulsions distinctes porte ainsi les messages provenant de chaque canal à travers le système sous la

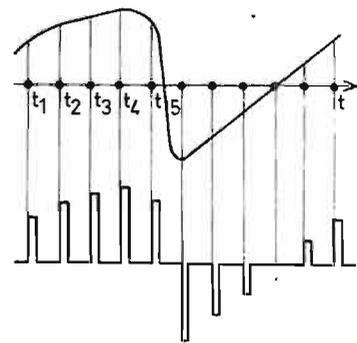


Fig. 3

forme d'un graphique entrelacé par rapport au temps.

Dans les dessins suivants, un seul signal d'entrée $f_1(T)$ est représenté, de façon à rendre plus facile la représentation du fonctionnement du système ; les impulsions assurant l'ensemble composite transmises aux dispositifs à partir des quatre entrées de la figure 2, sont semblables à celles indiquées sur la figure 1. En supposant que le commutateur tourne à une vitesse uniforme à la cadence de 1/T fois par seconde et demeure dans chaque position pendant t secondes, la durée d'échantillonnage et les signaux de sortie correspondant au canal $f_i(t)$ peuvent être représentés comme on le voit sur la figure 3.

A partir de ce schéma, il est évident que l'échantillonnage peut constituer un moyen de représenter une courbe à variation continue, telle que celle de la parole, par une série de valeurs distinctes, c'est-à-dire par une série d'impulsions, ce qui constitue la technique générale de modulation par impulsions.

CAP sur l'électronique...

UN OBJECTIF PRÉCIS... UNE ROUTE SÛRE

L'ENSEIGNEMENT A DISTANCE INFRA VOUS GUIDE VERS LES PLUS LARGES HORIZONS



LA RADIO-ÉLECTRICITÉ DEVENUE L'ÉLECTRONIQUE ÉVOLUE TRÈS RAPIDEMENT. INFRA CENTRE DE FORMATION PERMANENTE PAR CORRESPONDANCE, VOUS FORME, VOUS PERFECTIONNE, MAINTIEN VOS CONNAISSANCES. IL PEUT AUSSI LES RENOUVELER.

cours progressifs par correspondance RADIO-TV-ELECTRONIQUE

COURS POUR TOUS NIVEAUX D'INSTRUCTION ÉLÉMENTAIRE, MOYEN, SUPÉRIEUR

Formation, Perfectionnement, Spécialisation. **Orientation théorique aux diplômes d'Etat : CAP - BP - BTS, etc.** Orientation Professionnelle - Placement.

TRAVAUX PRATIQUES (facultatifs)

Sur matériel d'études professionnel ultra-moderne à transistors.
MÉTHODE PÉDAGOGIQUE INÉDITE «Radio - TV - Service» : Technique soudure - Technique montage - câblage - construction - Technique vérification - essai - dépannage - alignement - mise au point. Nombreux montages à construire. Circuits imprimés. Plans de montage et schémas très détaillés. Stages.
FOURNITURE : Tous composants, outillage et appareils de mesure, trousse de base du Radio-Electronicien sur demande.

PROGRAMMES

★ TECHNICIEN SUPÉRIEUR

Radio Electronicien et T.V.
 Monteur, chef-monteur, dépanneur-aligneur, metteur au point.
 Orientation théorique au C.A.P.
 NIVEAU DEPART : BEPC - Durée 1 an.

★ INGÉNIEUR

Radio Electronicien et T.V.
 Accès aux échelons les plus élevés de la hiérarchie professionnelle.
 NIVEAU DEPART : BAC MATH - Durée 3 ans.
 (Plate-forme de départ)

★ TECHNICIEN

Radio Electronicien et T.V.
 Agent Technique Principal et Sous-Ingénieur.
 Orientation théorique au B.P. et au B.T.S.
 NIVEAU DEPART : BEPC-BAC - Durée 2 ans.

AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT :

- DESSIN INDUSTRIEL.
- AVIATION.
- AUTOMOBILE.

infra

CENTRE FRANCE ÉLECTRONIQUE

24, RUE JEAN-MERMOZ • PARIS 8^e • Tél. : 225.74.65
 Metro : Saint Philippe du Roule et F. D. Roosevelt - Champs Elysees

ÉTABLISSEMENT PRIVÉ D'ENSEIGNEMENT PAR CORRESPONDANCE

BON
 à découper
 ou à
 recopier

VEUILLEZ M'ADRESSER SANS ENGAGEMENT
 VOTRE DOCUMENTATION GRATUITE : HR 137

(ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi)



Degré choisi

NOM PRÉNOM

ADRESSE



Puisque l'action du commutateur sur le multiplexage permet de découper, en quelque sorte, l'onde en segments de t secondes chacun, sa fréquence de rotation est généralement considérée comme la fréquence de découpage f_c et a pour expression $1/T$. On considère habituellement, en pratique, la fréquence f_m qui indique la largeur de bande du message transmis, c'est-à-dire la limite de la bande du signal d'entrée.

Il n'y a pas de limite théorique supérieure pour f_c pratiquement ; cependant, l'échantillonnage d'un canal dépend, la plupart du temps, de la réduction de la durée disponible entre les échantillons et, lorsque la fréquence f_c approche de l'infini, les signaux d'entrée deviennent pratiquement continus.

D'un autre côté, la fréquence la plus basse d'échantillonnage a une grande importance. Si la cadence est trop faible, le signal peut changer notablement entre

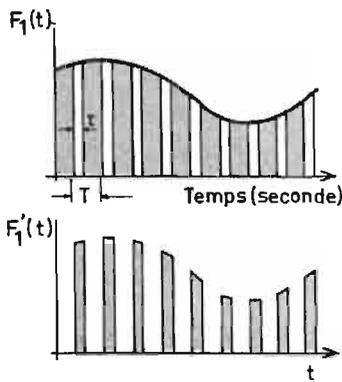


Fig. 4

les instants d'échantillonnages ; il peut y avoir une perte d'information, et de la distorsion à la sortie, comme on le voit sur la figure 5.

Si la cadence d'échantillonnage est de $1/T$, il est évident que l'on perd des détails sur la forme de l'onde entre A et B . Ce détail peut être restitué en diminuant l'intervalle d'échantillonnage d'une valeur de l'ordre de $1/3$, comme il est indiqué par les lignes tracées en pointillé.

Des mesures instantanées successives de l'amplitude effectuées sur un signal continu à la cadence de $2 f_m$ mesures par seconde, f_m étant mesuré en Hz assurent suffisamment d'informations pour permettre la restitution de l'onde primitive. L'échantillonnage pour une cadence exacte de $2 f_m$ particulièrement critique exige l'emploi de filtres particuliers de démodulation très difficiles à réaliser en pratique. Par exemple, l'enregistrement de la voix est normalement limitée à l'heure actuelle à 3,3 kHz ; la cadence d'échantillonnage critique serait de 6,6 kHz mais l'on emploie le plus fréquemment une cadence de

8 kHz, en ménageant ainsi une bande de filtrage de sécurité de 1,4 kHz.

Il est évident que les impulsions provenant de chaque canal d'entrée doivent être correctement enregistrées et restituées. En d'autres termes, les impulsions successives provenant du canal 1 doivent être identifiées dans un certain ordre pour pouvoir être réassemblées de façon à reconstituer le signal utile ; il en est de même pour le canal 2, le canal 3, etc.

Dans ce but, une des impulsions envoyée au cours du cycle d'échantillonnage et au même instant relatif de chacun des cycles successifs est une **impulsion de synchronisation** ou de marquage. Comme son nom l'indique, elle indique le commencement de chaque cycle, et actionne l'enregistreur de façon à synchroniser son fonctionnement avec celui de l'émetteur.

En pratique, dans les systèmes variés de modulation, les impulsions de repère peuvent être identifiées par leur amplitude, leur absence, ou leur durée. Le paramètre utilisé et critique ne doit pas avoir d'action gênante sur le fonctionnement du système.

On voit, sur la figure 7, un exemple de quelques types de systèmes de modulation par impulsions habituellement employés ; dans ces systèmes les séquences périodiques d'impulsions constituent le système porteur, ces caractéristiques sont variées ou modulées par le signal d'entrée.

L'ENREGISTREMENT PAR IMPULSIONS CODEES

Il y a encore une autre forme de modulation par impulsions, destinée à améliorer encore les possibilités de transmission d'enregistrement, et qui est constituée par le **procédé à impulsions codées** ou **P.C.M.**

Les signaux échantillonnés sont, d'abord, en quelque sorte, **quantifiés** c'est-à-dire que la détermination est assurée par un certain nombre de niveaux d'amplitude pour chaque échantillon.

Chaque échantillon **quantifié** reçoit ensuite un **signal de code** particulier, affecté uniquement à l'amplitude de l'échantillon,

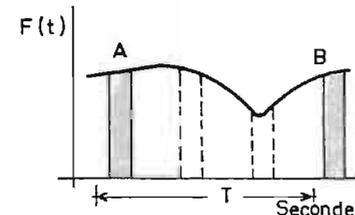


Fig. 5

et le signal codé est ensuite également transmis et enregistré ; il est composé seulement d'impulsions distinctes. Chaque signal de code est identifié et enregistré, même s'il est plus ou moins déformé par les parasites ; il est ensuite décodé et utilisé pour produire une tension proportionnelle à celle du signal échantillonné initial.

En utilisant des variations d'amplitude suffisamment réduites, l'onde initiale peut être restituée avec une précision aussi grande que l'on désire. Ce procédé P.C.M. présente ainsi deux propriétés très intéressantes dans des cas particuliers ; il ne subit pas l'effet des bruits et des interférences et permet de transmettre les signaux sans distorsion.

Imaginons, par exemple, que l'enregistrement d'une modulation s'effectue au moyen de dix pistes parallèles placées côte à côte sur une même bande magnétique, et enregistrées simultanément. On échantillonne périodiquement l'amplitude instantanée du signal et l'on représente cette amplitude au moyen d'un code binaire à 10 chiffres.

Si, par exemple, l'amplitude instantanée varie entre 0 et 1 V, une amplitude de 14 mV est représentée par le nombre 14, écrit en numération binaire, soit : 000001110 ($14 = 2^1 + 2^2 + 2^3$) Il est ainsi possible de représenter toutes les amplitudes jusqu'à : 111111111 mV (binaire) soit 1023 mV

Pour enregistrer sur la bande une amplitude quelconque, il suffit d'enregistrer une impulsion sur celles des dix pistes qui correspondent aux chiffres 1 dans l'expression de l'amplitude en numération binaire. L'amplitude de 14 mV est ainsi figurée en enregistrant des impulsions seulement sur les pistes 2, 3 et 4.

Au moment de la lecture, il faut comparer les impulsions recueillies au même instant sur les dix têtes magnétiques et reconstituer l'amplitude correspondante au moyen d'un décodeur spécial.

Ces procédés d'enregistrement par impulsions codées permettent d'éliminer l'influence des irrégularités de la bande magnétique, et d'obtenir un rapport signal/bruit très élevé.

P.A.M., P.D.M., P.P.M. et P.C.M.

Les différents systèmes d'enregistrement à modulation par impulsions sont ainsi déjà, comme on le voit, à la fois nombreux et complexes et il est bon de préciser leurs différences et leurs possibilités.

La première technique, ou P.A.M. (suivant l'expression an-

glaise), consiste comme nous l'avons montré, dans l'utilisation de séquences d'impulsions périodiques modulées par l'amplitude du signal d'entrée ; l'amplitude du train d'impulsions augmente ou diminue suivant que le signal d'entrée est positif ou négatif.

L'autre technique importante consiste dans l'emploi du signal d'entrée pour moduler la **largeur** des impulsions successives, ce qui constitue le procédé à **modulation de largeur d'impulsion** ou **P.W.M.** ou appelé plus habituellement **modulation à durée d'impulsion** ou **P.D.M.** suivant l'expression américaine, puisque la largeur des impulsions est mesurée sur l'échelle des temps.

Dans ce procédé, la largeur des impulsions augmente ou diminue suivant que l'amplitude du signal varie autour du niveau de référence 0, c'est-à-dire est positive ou négative, comme on le voit sur la figure.

Dans une variante de cette méthode, la position des bords de montée des impulsions est fixe, tandis que, comme nous

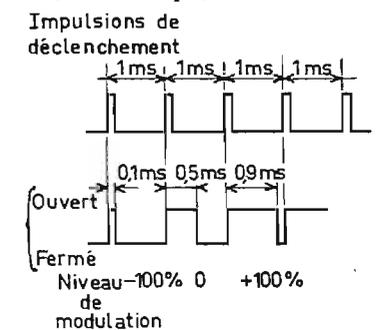


Fig. 6

l'avons montré, la variation de largeur de l'impulsion est déterminée par le bord de descente suivant la variation du signal.

Lorsque la largeur de l'impulsion et l'amplitude sont constantes, mais que l'instant de l'impulsion est retardé ou avancé suivant la caractéristique du signal d'entrée, la méthode est appelée **modulation par position d'impulsion** ou **P.P.M.**

Les dessins individuels de la figure 7 résument graphiquement les trois méthodes que nous venons de rappeler ; chacune présente une représentation alternée pour un seul canal d'entrée.

Les procédés P.A.M. et P.D.M. sont facilement représentés sur la figure ; il est plus difficile d'indiquer d'une manière visuelle la méthode P.P.M., et dans la figure 8, on a eu recours à la méthode stroboscopique de présentation. Supposons que l'onde sinusoïdale soit recueillie dans le canal 2, le canal 1 restant libre ; des traces successives montrent un cycle chacun, c'est-à-dire le temps suivant l'axe pour passer d'un signal au suivant, mais ils ont été fragmentés à des intervalles T pour rendre plus facile le développement dynamique.

Dans les enregistrements télé-phoniques, on peut, dès à présent, transmettre et enregistrer 23 canaux de paroles avec des bandes passantes de 100 à 3400 Hz. La cadence d'échantillonnage est de 8 kHz, valeur supérieure à $2 \times 3,4$ kHz; l'intervalle d'échantillonnage est ainsi de $1/8$ kHz, soit 125 μ s.

Les impulsions de repère sont transmises au début de chaque intervalle de temps, c'est-à-dire toutes les 23 impulsions d'entrée. 5 μ s sont disponibles par canal, soit 125/24; elles comprennent une marge de sécurité de 2,7 μ s et 2 μ s pour la modulation maximale.

Les procédés P.P.M. et P.D.M.

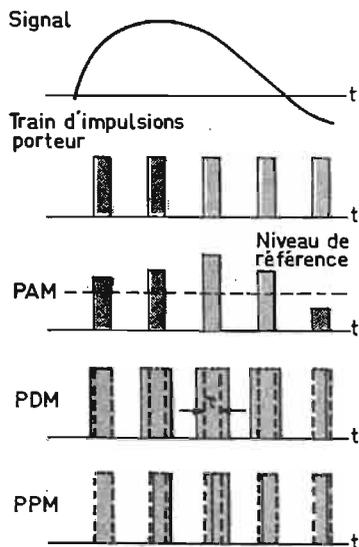


Fig. 7

exigent des bandes de largeur plus grande que les systèmes à ondes continues pour assurer une position précise des impulsions. Cependant, dans le P.P.M., on obtient une augmentation remarquable de la largeur de bande suivant le rapport signal/bruit : les impulsions modulées dans le procédé P.P.M. et P.D.M. ayant une amplitude uniforme peuvent être corrigées périodiquement au cours même de la transmission pour éviter une distorsion excessive.

LES INSCRIPTIONS MULTIPOSTES

Quels que soient les procédés d'inscription magnétique utilisés et le genre de support, l'enregistrement peut être réalisé suivant des traces aimantées localisées, ou **pistes** de formes, de dimensions, et de nombre variables. Dans les appareils les plus courants, l'inscription est effectuée sur une bande ou une feuille de matière plastique, recouverte d'un enduit magnétique de composition variable et, lorsque la bande porte plusieurs pistes, elles sont généralement rectilignes, parallèles ou obliques.

Ces différentes pistes sont utilisées les unes à la suite des autres, ou certaines d'entre elles sont employées simultanément; on en emploie deux, par exemple, en même temps, pour la **stéréophonie** à deux canaux et quatre pour la **quadriphonie**.

Les dimensions (c'est-à-dire essentiellement la hauteur) ont une grande importance pour les caractéristiques de l'inscription, en particulier, pour la bande de fréquences enregistrée, et surtout l'intervalle de puissance. Ces dimensions dépendent évidemment de l'espace disponible et de leur nombre; sur une bande magnétique de faible largeur, la hauteur de chaque piste est d'autant plus réduite que le nombre de pistes est plus grand.

On utilise normalement dans les magnétophones des bandes magnétiques de 6,25 mm de large; toute cette largeur est occupée dans les systèmes à une seule piste, destinés aux appareils professionnels et semi-professionnels. L'avantage n'est pas seulement d'ordre acoustique; le procédé permet plus facilement le **montage sonore**.

Cette méthode offre l'inconvénient essentiel d'être peu économique, et d'exiger une bande de grande longueur pour une durée d'enregistrement et de reproduction relativement courte. Aussi, dans les appareils d'amateurs, et même dans quelques appareils professionnels, on utilise deux pistes superposées, de 2,25 mm de hauteur, séparées par un espace de l'ordre de 1,37 mm. On peut enregistrer l'une après l'autre ces deux pistes, et obtenir ainsi un enregistrement monaural, d'une durée deux fois plus longue, à égalité de longueur de la bande.

L'apparition des procédés stéréophoniques et l'utilisation de deux enregistrements distincts ont rendu nécessaire l'emploi de deux pistes utilisées, **simultanément**. Le procédé présente seulement l'inconvénient d'exiger évidemment une longueur de bande double pour une même durée d'audition.

On a cherché d'abord à réduire cet inconvénient, c'est-à-dire à assurer une audition plus économique de qualité suffisante, en employant sur la hauteur d'une bande ordinaire de 6,25 mm de large, non plus deux pistes alternatives ou simultanées, de 2,25 mm, mais **quatre pistes de 1 mm**, avec un intervalle de 0,74 mm entre deux pistes.

Les pistes sont ainsi, en quelque sorte, **entrelacées** et le système a été utilisé tout d'abord en stéréophonie. Deux pistes impaires, la première et la troisième, sont alors employées dans une première phase de l'opération,

lorsque la bande défile de gauche à droite, et les deux autres, la 2^e et la 4^e, dans une deuxième phase, au moment du retour de la bande en sens inverse, par retournement des bobines ou par retour inverse automatique.

Le procédé est comparable, en fait, à l'utilisation des deux pistes successives dans la méthode ordinaire à deux pistes monaurales; il permet évidemment d'obtenir une durée d'audition double, à égalité de longueur de la bande, même à vitesse égale et, par conséquent, diminue de moitié le prix de revient.

L'avènement des **cassettes**, du type **Compact**, a amené à utiliser des bandes de largeur plus réduite à 3,81 mm sur lesquelles on inscrit deux pistes superposées, de largeur évidemment plus réduite qu'avec la bande standard de 6,25 mm. Puis, on a voulu réaliser des magnétophones à cassettes stéréophoniques, tout en conservant la même largeur de bande. On a été ainsi amené à utiliser des bandes de 3,81 mm seulement, portant quatre pistes utilisables deux à deux, et dont la largeur ne dépasse plus 6/10 mm.

Tout en employant la bande normale de 6,25 mm, les fabricants américains, de leur côté, ont songé à obtenir des résultats analogues en multipliant par deux le nombre de pistes, c'est-à-dire en employant des enregistrements à **8 pistes**, ce qui donne par piste une hauteur analogue, de l'ordre également de 6/10 mm.

Après la stéréophonie à deux canaux, on envisage désormais l'**inscription quadriphonique**, faisant appel, en quelque sorte, à un enregistrement **stéréophonique double**, d'où la nécessité d'inscription de quatre canaux simultanés et de quatre pistes enregistrées sur la bande.

Ces techniques d'enregistrement **multicanaux** deviennent de plus en plus complexes et sont utilisées pour des applications spéciales. On ne se contente plus d'envisager désormais des inscriptions multipistes, par une ou deux pistes à la fois, et l'on réalise des appareils multicanaux, qui permettent d'envisager une grande quantité d'applications diverses. Mais il devient alors bien souvent nécessaire d'envisager l'utilisation de bandes magnétiques, dont la largeur dépasse la valeur standard de 6,25 mm.

Les premières applications de ce genre étaient surtout destinées à des procédés industriels, techniques ou scientifiques : la télémétrie, l'inscription des signaux des ordinateurs électroniques, l'étude d'un grand nombre de phénomènes différents, les vibrations, les phénomènes géophysiques, les chocs, les vibrations sonores, etc.

Ces applications conservent toujours un grand intérêt et leur domaine s'étend constamment; mais, elles ne sont évidemment généralement pas à la portée des amateurs. Par contre, de plus en plus, les inscriptions à pistes multiples jouent un grand rôle désormais dans la technique sonore; elles ne sont pas seulement destinées à des enregistrements à canaux multiples stéréophoniques à deux ou quatre canaux. Elles peuvent servir à obtenir finalement des enregistrements ordinaires, à une, deux ou quatre pistes successives, mais avec une qualité musicale encore très améliorée, mettant mieux en valeur les caractéristiques et les qualités des différents instruments de musique.

Ces inscriptions **musicales multipistes** sont, d'ailleurs, employées

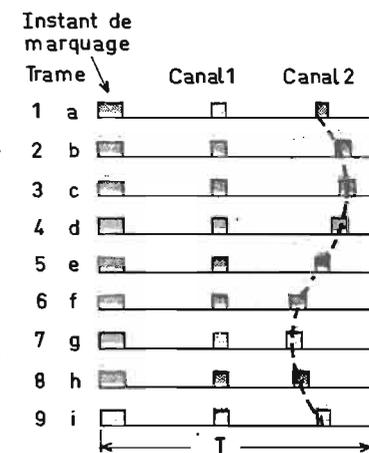
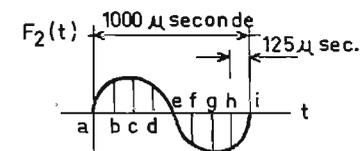


Fig. 8

normalement désormais pour les usages professionnels, pour l'enregistrement des disques phonographiques, et la sonorisation des films de cinéma par le procédé optique.

LA STERÉOPHONIE A DEUX OU TROIS PISTES

La stéréophonie habituelle à deux canaux sonores est, en réalité, un procédé binophonique, et comporte l'utilisation de deux pistes magnétiques enregistrées, grâce à l'emploi de deux microphones distincts, convenablement disposés. L'équilibre doit, en réalité, être obtenu uniquement au moment de l'enregistrement; la correction peut seulement être obtenue dans une certaine limite, lorsque l'erreur commise initia-

VOS circuits imprimés

SIPEL II grave et imprime simultanément en 6 minutes un ou plusieurs circuits jusqu'au format 300x500 mm. Le procédé de gravure par **aspiration rotative d'acide auto-filtré** assure un travail jusqu'au micro-circuit.

EXPRESS-CIRCUIT insole en 40 secondes développe en 10 secondes un ou plusieurs circuits en même temps jusqu'au format 300 x 450 mm.

Créations exclusives SIPEL, brevets et modèles déposés. Production quotidienne possible de 500 circuits et plus sur tous les stratifiés photo-sensibilisés. Cette installation convient parfaitement à tous les prototypes ou les séries pour toutes les industries électroniques, l'aviation, les laboratoires de recherches, etc... Par la simplicité, l'économie et la sécurité totale de leur emploi, ces appareils sont particulièrement recommandés pour tous les centres d'enseignement.

Utilisez les supports photo-sensibilisés SIPEL

FABRICANT DE CIRCUITS IMPRIMÉS PROFESSIONNELS

SIPEL

Étude et réalisation de vos circuits imprimés à partir de vos dessins et documents.

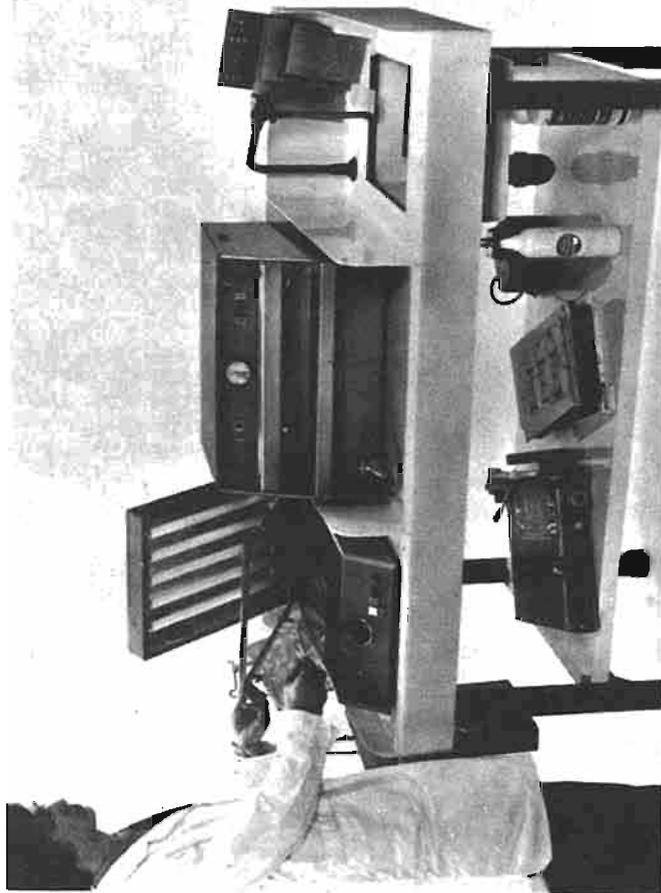
11, RUE DUGOMMIER. PARIS 12^e - TÉL : 343-72-61

Très nombreuses références : dans l'ENSEIGNEMENT - les CEA-CNRS-CNET-ARMÉE (terre-air-mer)-IBM - Observatoires - centres fusées-BP - Aviation - Nombreuses industries etc...

UNE DÉMONSTRATION VOUS CONVAINCRA



En quelques minutes, réalisez vous-même



lement porte seulement sur le niveau.

L'utilisation de trois ou quatre canaux rend beaucoup plus facile la reproduction naturelle et fictive du soliste en avant et au centre du champ sonore de lecture. De là, l'utilisation de l'inscription à **trois pistes simultanées** employée, en particulier, pour la sonorisation des films de cinéma.

Le film pour grand écran, ou Cinémascope, peut comporter ainsi une sonorisation à trois canaux et le mixage électrique des trois pistes peut permettre d'alimenter un haut-parleur unique avec les signaux composés. Certains se sont contentés cependant, malgré les avantages du procédé, d'actionner un haut-parleur unique au moyen de la piste médiane seule, ce qui supprime le bénéfice des trois pistes.

Lorsqu'on mélange ainsi les signaux provenant d'un enregistrement à trois pistes pour alimenter un seul haut-parleur, le niveau du fond sonore est beaucoup trop élevé par rapport au dialogue et les paroles deviennent peu intelligibles. Inversement, si l'on reproduit uniquement une piste, certains passages du texte qui doivent normalement provenir de droite ou de gauche sont affaiblis et deviennent également plus ou moins intelligibles.

DE LA PISTE DOUBLE A LA PISTE UNIQUE

L'enregistrement à deux pistes, à l'aide de deux canaux séparés, ne permet pas seulement d'obtenir les effets stéréophoniques habituels de distribution sonore, mais aussi, on le sait moins souvent, d'améliorer la qualité finale, même si la reproduction finale est réalisée avec une seule piste et un seul haut-parleur.

De là, l'idée d'effectuer un enregistrement initial au moyen de deux pistes, ou même de trois pistes, et de reporter ensuite cet enregistrement sur une piste unique, pouvant ensuite être utilisé de la manière ordinaire sur un magnétophone classique, en effectuant la retraduction, au moyen d'un mélange convenablement dosé.

C'est là, un procédé qui peut offrir des applications intéressantes, en principe. Il existe, d'ailleurs, plusieurs modèles de magnétophones stéréophoniques à deux canaux, comportant un dispositif permettant d'obtenir immédiatement la superposition des deux canaux, et leur reproduction par un

seul haut-parleur. Il y a, dans cette méthode, des analogies optiques.

Par exemple, au cinéma, on peut enregistrer initialement des images cinématographiques sur un film large de 70 mm, et ensuite reproduire ces images par tirage pour obtenir des bandes positives ordinaires de 35 mm; on peut aussi retranscrire des images portées par un film de 35 mm sur une bande de 16 mm, sinon l'inverse.

En se basant sur ces observations, les ingénieurs du son se sont souvent appliqués à obtenir des enregistrements stéréophoniques à deux canaux, dans le but d'obtenir, par la suite, une inscription de haute qualité sur piste unique, en mélangeant les deux pistes stéréophoniques initiales.

La difficulté est due à la nécessité d'obtenir un équilibre exact entre le fond sonore et le premier plan du soliste. Il existe cependant maintenant, d'une manière courante, des magnétophones multipistes, à deux, trois canaux et plus, qui ont seulement pour but de créer de **nouveaux effets sonores**.

Il devient possible, par exemple, d'isoler acoustiquement le soliste et d'enregistrer les paroles ou la musique correspondant sur une piste qui lui est entièrement réservée, ce qui permet d'effectuer plus facilement les corrections, les compensations, et les différents effets sonores.

Les instruments à cordes peuvent être enregistrés séparément, alors que les cuivres peuvent nécessiter une prise de son en gros plan; l'équilibre général et le niveau doivent être également minutieusement déterminés, et les corrections sont difficiles.

Avec un **magnétophone à plusieurs pistes**, il est plus facile de porter son attention sur les artistes pendant la séance d'enregistrement, puisque la mise au point finale de l'équilibre, le traitement de la piste réservée au soliste, les opérations de mixage des cordes et des cuivres, peuvent être étudiés ou exécutés après la séance d'enregistrement. C'est au cours du **report final** que l'on effectue les travaux nécessaires et la mise au point peut être étudiée à loisir. Il suffit pour réussir, d'effectuer des **inscriptions individuelles satisfaisantes** avec des microphones bien isolés, et **cette technique multipiste** offre ainsi de remarquables possibilités, sur lesquelles nous reviendrons, car elles constituent un des facteurs de progrès de l'enregistrement magnétique musical.

R.S.

UN GÉNÉRATEUR DE DISTORSION A DEUX TRANSISTORS

Le générateur de distorsion pour guitare électrique dont le schéma est donné figure 1 a été essentiellement conçu afin de produire des tonalités stridentes.

Ces effets sonores s'obtiennent en réalisant un montage introduisant jusqu'à 80 % de distorsion en écrétant les pointes négatives et positives que constitue un signal basse fréquence. Le but de ce montage est donc d'engendrer de nombreux harmoniques à partir de sons normaux produit par les transducteurs de la guitare électrique. Cet ensemble doit être inséré entre la sortie guitare et l'entrée de l'amplificateur.

Le circuit met en œuvre deux transistors du type NPN à grand gain montés en liaison directe. Un double commutateur à ressort, actionné par le pied de l'opérateur permet de passer de la position « normal » à la position « distorsion ».

Lorsque le commutateur S_1 est sur la position « normal » les deux transistors T_1 et T_2 travaillent en amplificateur de tension linéaire à faible gain (environ 1,5 fois la tension d'entrée). Pour ce faire, on voit sur le schéma de principe que les signaux BF provenant de la sortie guitare attaquent par l'intermédiaire de la cellule R_1-C_1 ,

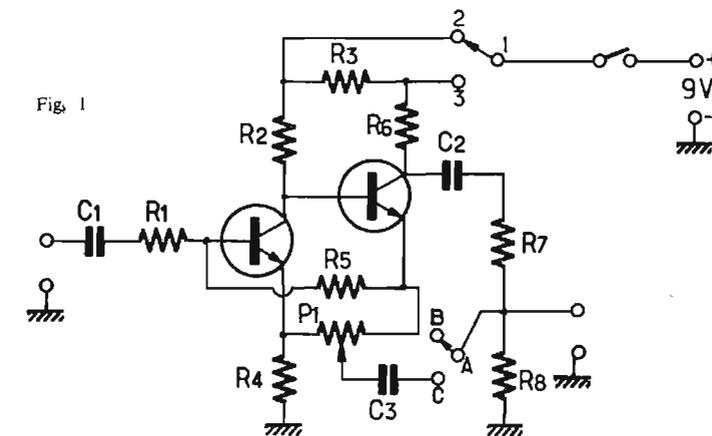


Fig. 1

la base de T_1 . Ce dernier se trouve, sur la position « normal », chargé seulement par la résistance R_2 . Le second transistor T_2 sert de liaison pour acheminer les signaux BF vers la sortie.

totale de charge fait travailler le transistor au voisinage de la saturation de courant. La base de T_2 directement reliée au collecteur de T_1 , tandis que ce dernier se trouve maintenu au voisinage du blocage.



Fig. 2

Par contre sur la position « distorsion », on s'aperçoit que la résistance de charge de T_1 comprend R_2 et R_3 en série. La valeur très élevée de cette résistance

Il se produit alors un écrêtage des pointes positives du signal BF par T_1 qui entre en saturation. Les pointes négatives sont elles, écrêtées par T_2 qui entre en non-

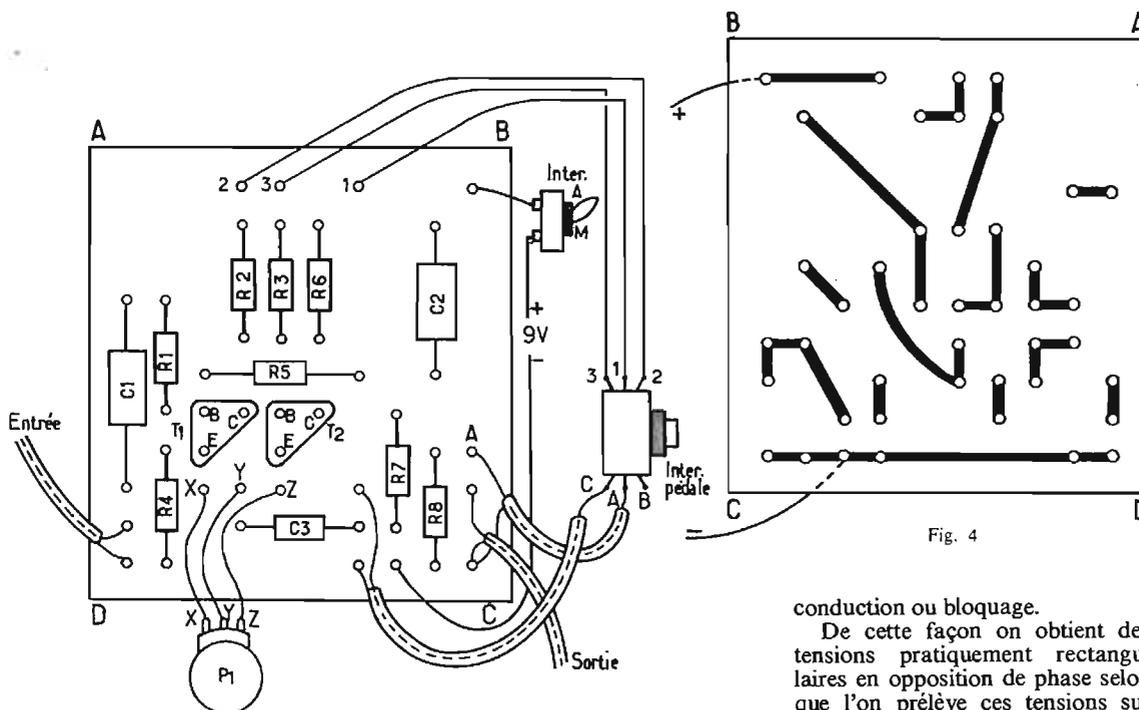


Fig. 3

Les composantes de fréquences élevées, grâce au condensateur C_3 de 1 nF, sont ajoutées, par l'intermédiaire du potentiomètre P_1 de « commande de distorsion », au signal prélevé sur le collecteur au moyen de C_2 et R_7 , R_8 série. Si bien qu'en sortie on obtient des signaux ayant sensiblement la forme de ceux de la figure 2.

Le potentiomètre « P_1 » dose le pourcentage de la distorsion, dans ce but il est inséré dans la liaison d'émetteur de T_2 .

L'alimentation de l'ensemble se fait sur une pile de 9 V de tension.

REALISATION PRATIQUE

L'ensemble peut être facilement monté à l'intérieur d'un petit boîtier métallique, comprenant la plaquette, isolante de support des composants électroniques, tandis qu'on aura eu soin de disposer sur la partie supérieure le double contacteur à ressort permettant de passer de la position « normal » à la position « distorsion ».

La plaquette perforée possède de faibles dimensions et trouve facilement son logement dans le boîtier métallique. La figure 3 donne l'implantation des éléments côtés isolant tandis que la figure 4 indique les diverses liaisons à effectuer du côté circuit pastillé. Pour plus de clarté n'ont été représentées que les pastilles perforées servant de support aux connexions des composants.

D'autre part pour les liaisons si courtes soient-elles, il s'avère indispensable d'utiliser un fil blindé comme l'illustre le schéma de câblage de la figure 3. Les prises de raccordement d'entrée et de sortie peuvent être des prises « DIN » à cinq broches.

Enfin la très faible consommation de l'ensemble permet l'alimentation sur pile, préférable à celle sur secteur. (Ce schéma de principe a été tiré de la revue « Radio Electronics » du numéro du mois de février 1968.)

LISTE DES COMPOSANTS

- $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$
- $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$
- $R_3 = 680 \text{ k}\Omega$
- $R_4 = 470 \Omega$
- $R_5 = 4,7 \text{ M}\Omega$
- $R_6 = 6,8 \text{ k}\Omega$
- $R_7 = 68 \text{ k}\Omega$
- $R_8 = 10 \text{ k}\Omega$
- $C_1 = 0,22 \mu\text{F}$
- $C_2 = 1 \text{ nF}$
- $C_3 = 0,22 \mu\text{F}$
- $T_1 = 2\text{N}1711$
- $T_2 = 2\text{N}1711$

conduction ou blocage.

De cette façon on obtient des tensions pratiquement rectangulaires en opposition de phase selon que l'on prélève ces tensions sur l'émetteur ou sur le collecteur de T_2 .

Fig. 4

AMPLIFICATEUR LM380 POUR ÉLECTROPHONE ET INTERPHONE A CIRCUIT INTÉGRÉ

Le marché des circuits intégrés dans le domaine « grand public » prend une extension de plus en plus importante et les fabricants de semi-conducteurs en sont très conscients. La preuve en est donnée par la profusion de circuits intégrés dont les applications, allant de la HF en passant par les circuits FI (AM et FM) et BF, ouvrent de larges horizons aux constructeurs de postes de radio portatifs, électrophones et téléviseurs.

Depuis peu, on voit apparaître sur les différentes revues d'électronique des montages de toutes sortes utilisant les nouveaux C.I. et, surtout en BF, de nombreux montages ont été décrits dans ces pages.

Jusqu'à présent, ces réalisations demandaient un nombre important de composants discrets qui diminuaient grandement les avantages des C.I.

La firme National Semiconductor vient à son tour de sortir un tout nouveau circuit intégré, le LM380, il s'agit là d'un amplificateur BF pouvant fournir une puissance réelle de plus de 2 W et, se contentant en tout et pour tout de trois éléments discrets à savoir : un condensateur de 500 μ F en série avec le H.P., un condensateur « by-pass » de 0,047 μ F (facultatif) et un autre identique pour la commande de tonalité.

Pour les amateurs de technique, nous indiquons ci-dessous les principales caractéristiques de cet intéressant composant.

LM380

Le LM380 est un amplificateur basse fréquence n'utilisant qu'une tension unique d'alimentation. La sortie est protégée contre les courts-circuits et les surcharges thermiques ce qui lui confère une grande sécurité d'emploi.

DESCRIPTION

Plage importante de tensions d'alimentation.

Faible courant de repos.

Gain en tension fixé à 50.

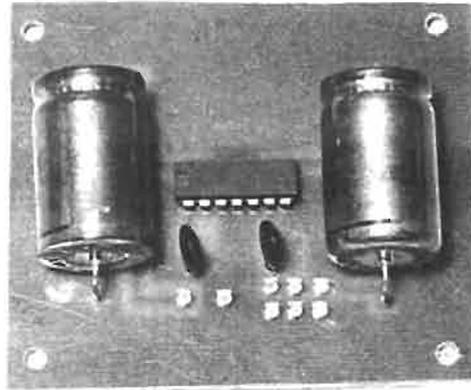
Entrée référencée par rapport à la masse.

Haute impédance d'entrée.

La tension de sortie au repos est la moitié de la tension d'alimentation.

Présentation en boîtier « Dual in line » classique.

Page 154 - N° 1360



CONDITIONS LIMITES D'UTILISATION

Tension d'alimentation : 22 V.
Courant de pointe : 1,3 A.
Puissance dissipée (+) : 2 W.
Tension d'entrée : $\pm 0,5$ V.
Température de stockage : -65° à 150° .
Température d'utilisation : 0° à 70° .

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Résistance d'entrée : 150 k Ω .
Courant de polarisation : 100 μ A.
Gain : de 40 à 60.
Excursion de la tension de sortie : 14.
Courant de repos : 7 mA.
Tension de sortie au repos : 9 V.

Bande passante : 65 kHz.
Tension d'alimentation : 8 à 22 V.

Courant de court-circuit : 1,3 A.
Distorsion harmonique : 0,2 %.

(+) La température maximale de jonction du LM380 est de 125° . La dissipation thermique est de 50° CW quand les broches 3-4-5-10-11-12 sont soudées sur une plaque de circuit imprimé de 30 cm² environ.

Nous avons nous-mêmes testé le LM380 et nous devons avouer que nous avons été agréablement surpris par la puissance et la musicalité obtenues avec ce circuit intégré qui le désignent tout particulièrement pour l'emploi dans les électrophones ou les interphones.

La simplicité d'emploi de ce circuit intégré et les résultats obtenus, font de ce composant un des meilleurs dans sa catégorie, actuellement disponible sur le marché.

Les lecteurs peuvent trouver ci-dessous, le schéma du circuit imprimé qui leur permettra de monter dans un temps record un

(Suite page 156).

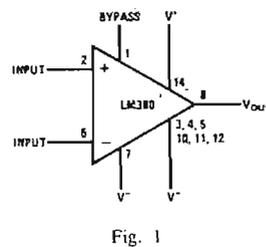


Fig. 1

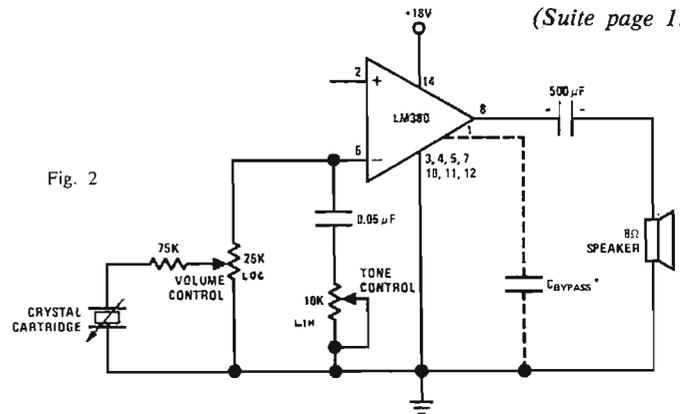


Fig. 2

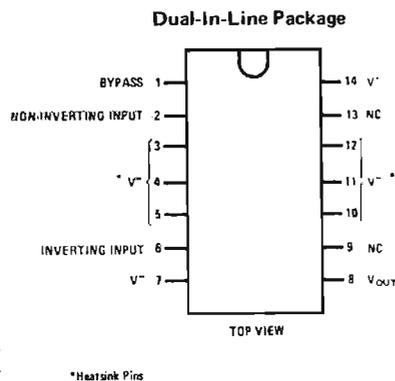


Fig. 1 b

R.D. ELECTRONIQUE

4, rue A.-Fourtanier - 31-TOULOUSE

Tél. : 21-04-92

Kit comportant toutes les pièces : LM380 - condensateur, circuit imprimé33,00 F T.T.C.

Circuit LM380 seul18,50 F T.T.C.
+ Port et emballage 5,00 F

Catalogue RD Réalisations 5,00 F

ALIMENTATION RÉGULÉE VARIABLE

3 A 30 V, 2 A

AUSSI bien pour le technicien que pour l'amateur l'alimentation programmable est devenue indispensable au même titre que le contrôleur universel, pour étudier, réaliser ou

B) Amplificateur d'erreur et ballast

Pour obtenir une tension régulée variable de 3 à 30 V à partir d'une tension de référence de 3 V

trée et de la charge. Le ballast (T_1 et T_2 montés en darlington) autorise un débit de 2 A. La tension de sortie (tension régulée) est déterminée par le rapport de R_2 , R_1 , R_3 (R' et R'') :

REALISATION

Tous les éléments délimités par les pointillés seront montés sur un circuit imprimé (Fig. 2). Le transistor T_2 est fixé sur un radiateur. Lors du montage il faut particulièrement faire attention à la polarité des diodes D_1 , D_2 , D_3 , D_4 et D_Z , du condensateur de filtrage C_1 ainsi qu'au positionnement du circuit intégré. Les différentes connexions d'entrée et de sortie se font sur cosses à souder et les raccordements se feront avec un conducteur d'une section appropriée à la puissance fournie (minimum 10/10^e pour le transformateur et la sortie).

Aucun réglage préliminaire n'étant à effectuer l'alimentation devra fonctionner dès mise en route, après contrôle du câblage.

Pour des tensions inférieures à 10 V et un débit maximal, la puissance dissipée par T_2 étant très grande, il y a lieu de limiter les opérations à un temps assez court (1 mn); pour permettre un débit maximal continu à ces tensions, il faut limiter la tension délivrée par le transformateur soit en lui insérant une résistance série de l'ordre de 10 Ω , 25 W, soit en utilisant un transformateur à enroulement secondaire multiple (Exp. 6, 9, 12, 24 V, 2 A) (Fig. 3 et 4).

Nous avons volontairement laissé le choix de l'habillage à l'ingéniosité de l'utilisateur.

Cette alimentation réalisée dans le laboratoire d'application Radio-Prim s'est révélée très performante compte tenu de sa simplicité :

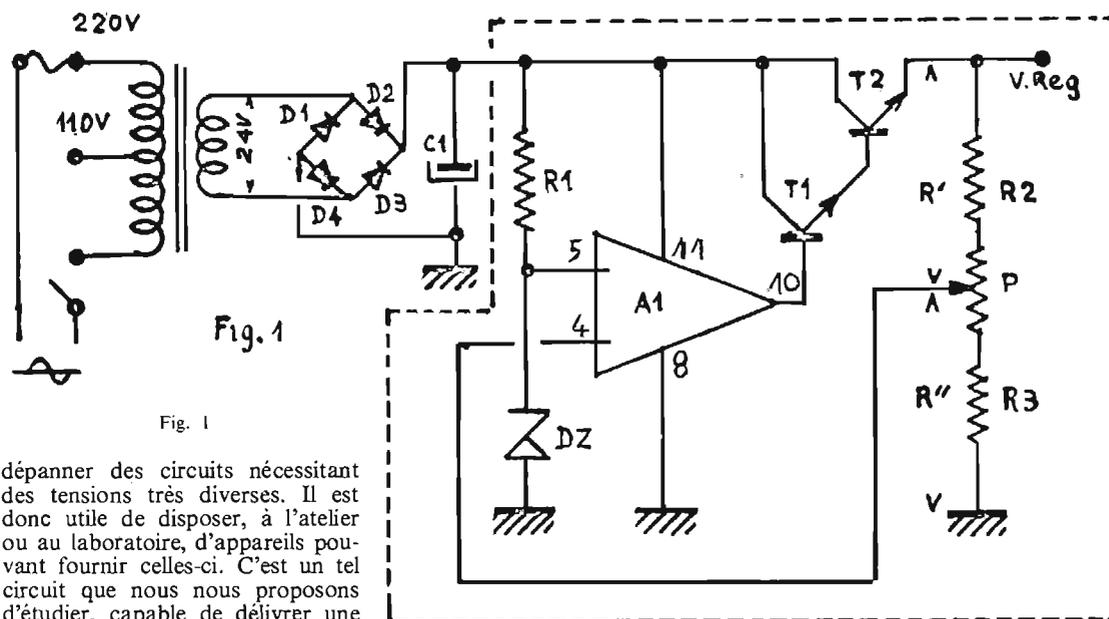


Fig. 1

Fig. 1

dépanner des circuits nécessitant des tensions très diverses. Il est donc utile de disposer, à l'atelier ou au laboratoire, d'appareils pouvant fournir celles-ci. C'est un tel circuit que nous nous proposons d'étudier, capable de délivrer une tension variable de 3 à 30 V avec un débit pouvant atteindre 2 A : ceci permet d'alimenter la majorité des montages de faible puissance (préampli, tuner, magnétophone, amplificateur jusqu'à 15 W, etc.).

ETUDE DU CIRCUIT

La figure 1 nous donne le schéma complet de l'alimentation, le circuit se compose de 3 parties :

A) Tension de référence R_1 et D_Z .

B) Amplificateur d'erreur et ballast A_1 , T_1 , T_2 .

C) Variation R_2 , P , R_3 .

A) Tension de référence

Le circuit délivrant la tension de référence n'est certes pas celui donnant les meilleurs résultats au point de vue stabilité, mais le taux de régulation d'entrée nécessaire pour une alimentation telle que celle-ci étant encore exprimé en pourcentage, ce circuit nous a paru le plus simple et le mieux adapté. R_1 est calculé en fonction du courant de Zener de D_Z et de la tension d'entrée V (tension délivrée aux bornes de C_1). La tension de référence est donc déterminée par la tension de la diode D_Z , ici 3,3 V.

nous devons opérer par multiplication de celle-là : c'est le rôle de l'amplificateur intégré opérationnel A_1 , ainsi que de corriger les variations de tension de sortie dues aux variations de la tension d'en-

$$V_{reg} = \frac{R' + R''}{R''} \times 3,3 \text{ V.}$$

Régulation d'entrée à $V_{reg} = 20 \text{ V}$ (pour 20% de variation de la tension d'entrée).

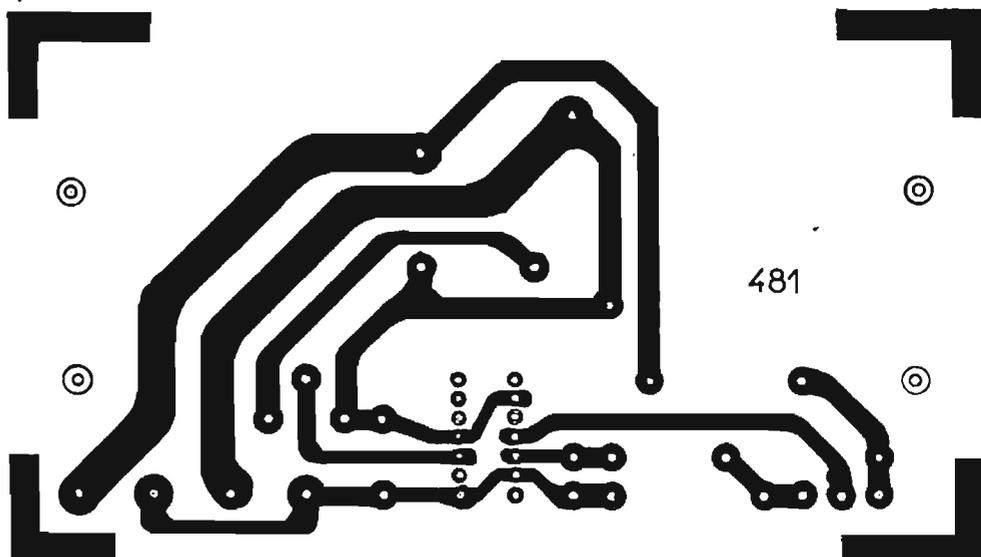


Fig. 2

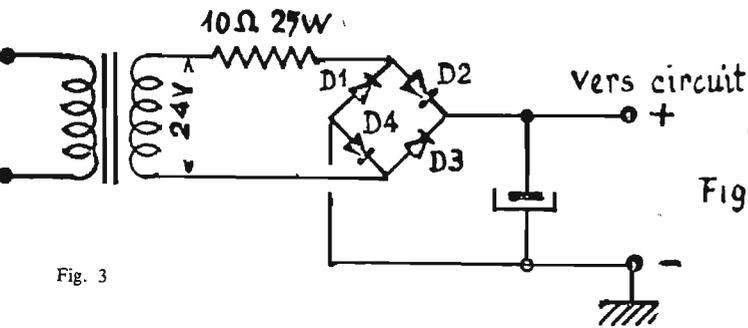


Fig. 3

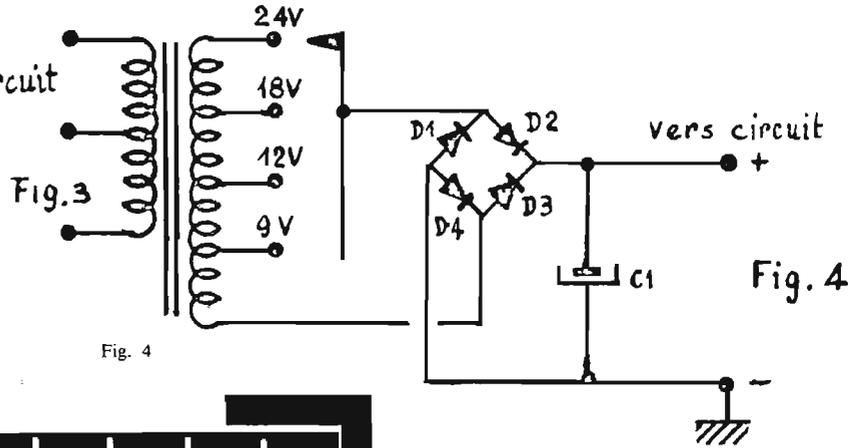


Fig. 4

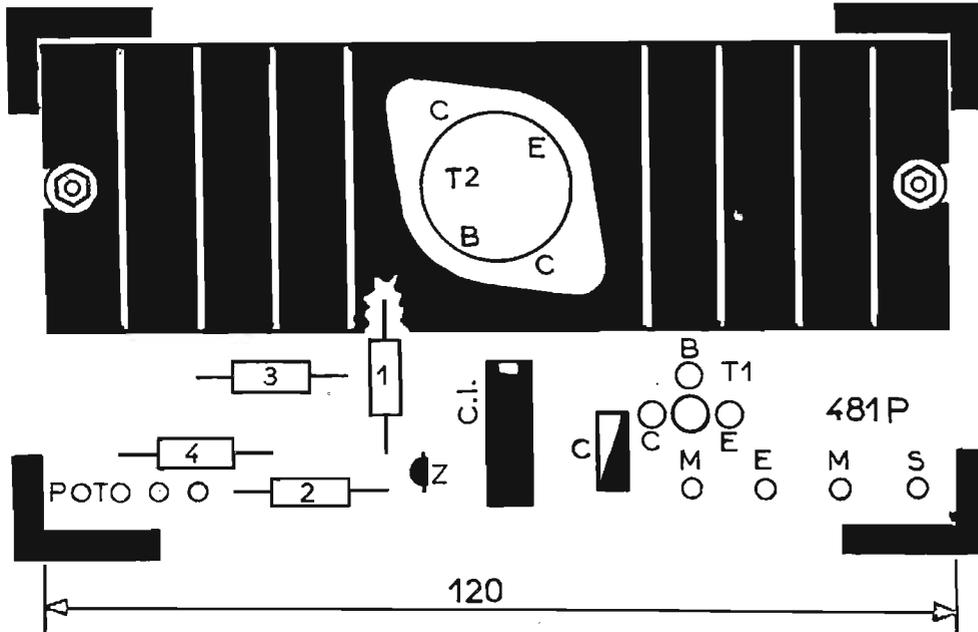


Fig. 5

Régulation de charge à $V_{reg} = 20\text{ V}$ (pour I de 0 à 2 A).

Cet appareil rendra d'innombrables services tant à l'étude qu'au dépannage et à la maintenance de petits matériels électroniques.

M.M. RANNAUD.

LISTE DES COMPOSANTS

- $R_1 = 10\text{ k}\Omega$, 1/2 W
- $R_2 = 22\text{ k}\Omega$, 1/2 W
- $P = 10\text{ k}\Omega$
- $R_3 = 680\ \Omega$
- $D_z = 3,3\text{ V}$
- $T_1 = \text{EN1613, 2N1613 ou 2N1711, 697}$
- $T_2 = \text{2N3055 ou 180 T}_2$

AMPLIFICATEUR LM380 POUR ÉLECTROPHONE ET INTERPHONE A CIRCUIT INTÉGRÉ

(Suite de la page 154)

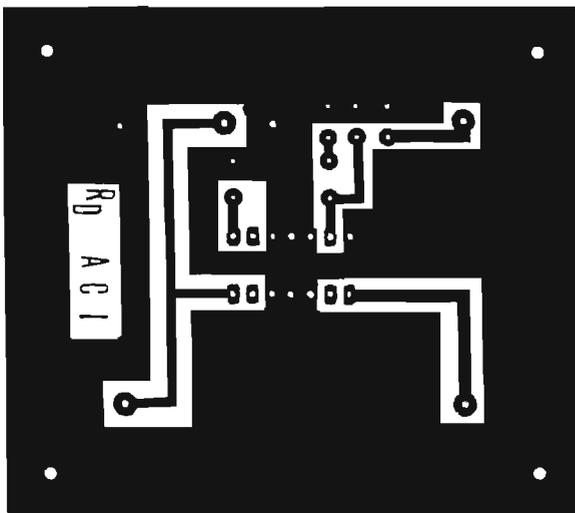
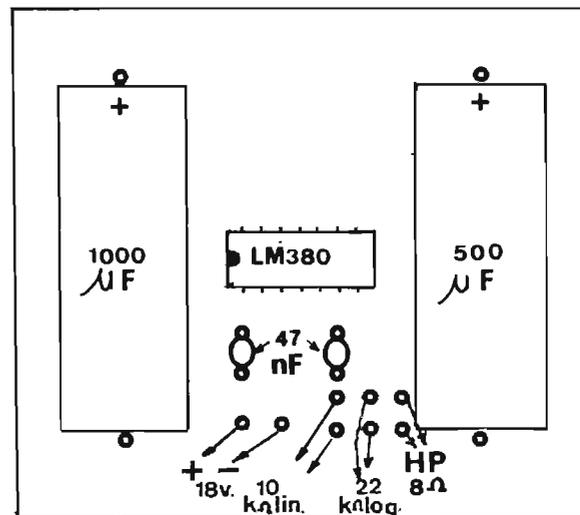


Fig. 3



excellent petit amplificateur ; comme on pourra le remarquer, nous avons rajouté sur ce circuit, un condensateur électrochimique de $1000\ \mu\text{F}$ entre le positif et le

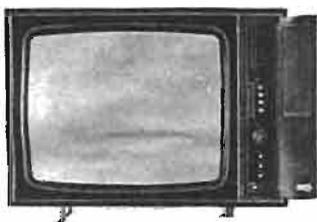
negatif afin d'éviter toutes oscillations intempestives, mais si l'alimentation utilisée possède une résistance interne très faible, ce condensateur pourra être supprimé.

Et pour terminer, un petit conseil, il ne faut en aucun cas essayer de diminuer la surface du circuit imprimé, celle-ci ayant été calculée pour servir de radiateur

indispensable pour une bonne dissipation thermique.

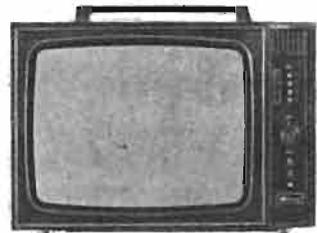
D'après documentation N.S.
C. DI FIORE.

TÉLÉVISEURS NOIR ET BLANC, ET COULEUR



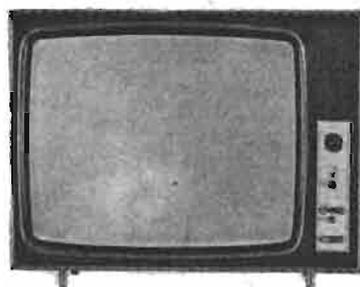
Maxivision 61. Récepteur 61 cm tube rectangulaire autoprotégé. Ébénisterie en bois verni polyester. Sélecteur UHF à présélection automatique 4 touches pour la réception 2^e, 3^e chaînes. Affichage automatique du canal UHF. Sélecteur VHF entièrement équipé pour la réception des émetteurs français 1^{re} chaîne. Deux haut-parleurs. Prise magnétophone et HP supplémentaire. Sélection 1^{re} ou 2^e chaîne par clavier 3 touches. Dimensions : 71,5 x 55 x 25. Poids : 30 kg. Caractéristiques techniques : Alimentation secteur 110/220 V, sensibilité son-image 5 μ V. C.A.G. image et son à seuil réglable. Sélecteur UHF et VHF entièrement transistorisé. Comparateur de phase à diodes. Multivibrateur ligne et image. Compensation automatique des dimensions de l'image. Antiparasite adaptable.

Maxivision multistandard. Récepteur 61 cm de présentation identique au Maxivision 61. Modèle entièrement automatique dont le choix est de 6 programmes, français ou C.C.I.R., se fait à l'aide d'un sélecteur UHF-VHF (mixte) à présélection 6 touches. Réglage de tonalité (grave-aiguë) par potentiomètre à l'avant. Marche-arrêt à pousser sur la commande du volume sonore. Deux haut-parleurs. Prise magnétophone et HP supplémentaire. Caractéristiques techniques - Châssis 72 Multistandard : identique sauf : commande de lignage 819-625 par relais électromagnétique. Adaptateur multistandard à relais, pour l'inversion de modulation Vidéo et du son suivant le programme désiré.



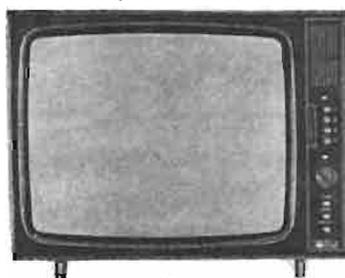
Maxivision 51. Récepteur 51 cm transportable de présentation originale grâce au panneau de commande disposé en retrait du tube, assurant aussi une protection supplémentaire en cas de déplacement. Ébénisterie en bois verni polyester. Toutes commandes très accessibles à l'avant. Sélecteur UHF à présélection automatique 4 touches pour la réception 2^e, 3^e et futures chaînes. Affichage automatique du canal UHF. Sélecteur VHF entièrement équipé pour la réception des émetteurs français de la 1^{re} chaîne. Haut-parleur 10 x 14 sur le côté gauche. Marche-arrêt, sélection 1^{re} et 2^e chaîne par clavier 3 touches. Porte-antenne d'origine. Kit antenne intérieure avec séparateur, sur demande. Dimensions : 58,5 x 40,5 x 22. Poids : 23 kg. Caractéristiques techniques - Châssis TR 70 : ali-

mentation secteur 110/220 V avec répartiteur 0 + 7 + 15 V par transformateur. Châssis longue distance, sensibilité son-image égale ou inférieure à 5 μ V. C.A.G. image et son à seuil réglable. Sélecteur UHF et VHF entièrement transistorisé. Comparateur de phase à diodes avec bobine stabiliphase. Multivibrateur ligne et image. Compensation automatique des dimensions de l'image. Antiparasite adaptable.



Pegase II. Récepteur 61 cm tube autoprotégé rectangulaire de présentation grand luxe, ébénisterie en bois recouvert « polyre » ton palissandre, haut-parleur frontal. Toutes commandes à l'avant. Sélecteur UHF à présélection automatique 4 touches pour la réception 2^e, 3^e et futures chaînes. Affichage automatique du canal UHF. Sélecteur VHF entièrement équipé pour la réception des émetteurs français 1^{re} chaîne. Marche-arrêt, sélection 1^{re} ou 2^e chaîne par clavier 3 touches. Dimensions : 64 x 46 x 25. Poids : 29 kg. Caractéristiques techniques - Châssis TR 72 : alimentation secteur 110/220 V avec répartiteur 0 + 7 + 15 V par transformateur. Châssis longue distance, sensibilité son-image égale ou inférieure à 5 μ V. C.A.G. image et son à seuil réglable. Sélecteur UHF et VHF entièrement transistorisé. Comparateur de phase à diodes avec bobine stabiliphase. Multivibrateur ligne et image. Compensation automatique des dimensions de l'image. Antiparasite adaptable.

Polaris OL59. Mêmes caractéristiques mais ébénisterie avec porte.



Comta V. Récepteur 61 cm rectangulaire de présentation moderne en bois verni satiné façon « teck » toutes commandes à l'avant HP 10 x 14 frontal. Affichage sélecteur UHF par disque gradué de 21 à 69, commande démultipliée par rotation. Sélecteur VHF entièrement équipé pour la réception des émetteurs français 1^{re} chaîne. Marche-arrêt, sélection 1^{re} et 2^e chaîne par clavier 3 touches. Dimensions : 64 x 46 x 25. Poids : 29 kg. Caractéristiques techniques - Châssis TR 72 : alimentation secteur 110/220 V avec répartiteur 0 + 7 + 15 V par transformateur. Châssis longue distance, sensibilité son-image égale ou inférieure à 5 μ V. C.A.G. image et son à seuil réglable. Sélecteur UHF et VHF entièrement transistorisé. Comparateur de phase à diodes avec bobine stabiliphase. Multivibrateur ligne et image. Compensation automatique des dimensions de l'image. Antiparasite adaptable.

Jupiter. Mêmes caractéristiques mais tout écran.



Portaviseur 44 et 51. Ecran 44 ou 51 cm à coins carrés, autoprotégé, extra-plat. Coffret d'une très riche présentation en bois recouvert de tissu aéré mousse lavable. Dimensions : 47 x 39 x 27 cm. Poids 18 kg.

Le téléviseur portable Sony TV9-09UM. canaux UHF et VHF : France, C.C.I.R. et Belgique. Alimentation : 12 V courant continu, jeu de piles Sony rechargeables (option), ou courant alternatif. Circuit intégré (« IC ») pour une plus grande fiabilité. Ecran teinté de 23 cm. Alimentation secteur : 110/220 V.



Le téléviseur couleur Sony KV1220DF. Système TV : normes TV françaises Secam. Récepteur bistandard noir et blanc et couleur : chaînes VHF F₂-F₁₂. Chaînes UHF 21-69. Télé Monte-Carlo, Télé-Luxembourg. 625 UHF/VHF. 819 UHF/VHF. Antenne VHF dipôle ; prise d'antenne extérieure 75 Ω . Antenne UHF parabolique. Tube image Trinitron, angle de 90°, 30 cm de diagonale. Sortie BF : 1 W max. Haut-parleur elliptique 8 x 16 cm, impédance 16 Ω . Prise écouteur. Equipé de 62 transistors, 56 diodes, 1 circuit intégré. Alimentation sur alternatif 110-127-220 V-50 Hz. Consommation 95 W max. Dimensions : largeur : 508 ; hauteur : 358 ; profondeur : 395 mm. Poids : 19,7 kg.

TELEVISEURS PORTABLES PIZON BROS

Portaviseur 36 sélectronic. Ecran carré de 36 cm. 110°. Téléviseur entièrement électronique. 5 programmes présélectionnés, réglages par curseurs. Coffret bois gainé mousse. Dimensions : 32 x 32 x 24 cm. Poids : 8 kg.

Portaviseur 32. Ecran carré 32 cm. 110° doté d'un circuit intégré. Réglages par curseurs. Coffret antichoc 2 tons. Dimensions : 32 x 32 x 22 cm. Poids : 7,5 kg.

SÉLECTION DES TÉLÉVISEURS TERAL

- MAXIVISION 61 - Tube 61 cm - Tous canaux français équipés - Très longue distance. Complet en ordre de marche 1 230 F
En kit complet avec tube ébénisterie (platinas câblés et réglés) schéma grandeur nature 1 038 F
- MAXIVISION 61 - Version multistandard. Complet en ordre de marche 1 370 F
- MAXIVISION 51 - Tube 51 cm. Transportable mêmes caractéristiques que maxi 61. Complet en ordre de marche 1 020 F
- PEGASE 2 - Tube 61 cm. Complet en ordre de marche 1 050 F
- OL59 POLARIS - Tube 61 cm. Complet en ordre de marche 1 090 F
- COMTA VII - Tube 61 cm. Complet en ordre de marche 940 F
- JUPITER - Tube 61 cm. Complet en ordre de marche 940 F

PRODUCTION SONY
TV9 - 90UM230 - Multistandard transportable
Tous canaux français et C.C.I.R. av. antenne 1 350 F

KV1220DF - Le meilleur téléviseur couleur du monde.
Tube 33 cm, 2 chaînes noir et blanc et chaîne couleur -
Alimentation 110 et 220 et sur batterie 12 V 3 300 F
Antenne parabolique (facultative) 145 F

PRODUCTION PIZON BROS PORTATIFS
SERIE NEW DESIGN SELECTRONIC
Sélection électronique de 6 programmes par touches.
Technique modulaire - Réglages par curseurs.
36 cm : (livré avec antennes) 1 229 F
44 cm : (livré avec antennes) 1 230 F
51 cm : (livré avec antennes) 1 290 F
Pour version « Multistandard » supplément 200 F

SERIE PORTAVISEUR (livrée avec antennes)
32 cm : Modèle luxe, 7,8 kg 930 F
36 cm : Sélectronic luxe, 8 kg 1 186 F
44 cm : Modèle luxe, 18 kg 1 130 F
51 cm : Standard, 18 kg 1 150 F
51 cm : 18 kg 1 250 F

TERAL : 26 ter, rue Traversière - PARIS-12^e
Téléphone : 344-67-00 et 307-87-74

le nouveau "BEL CANTO"

24 watts
tout transistors

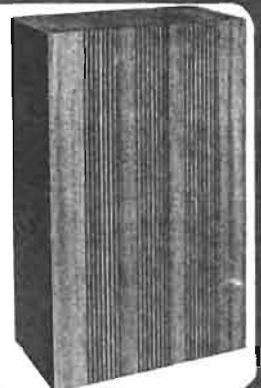


AMPLI « BEL CANTO »
320 F
(port 20 F)

● Impédance de sortie de 3 à 16 ohms ● Entrée : PU magnétique et céramique, tuner, micro, magnétophone ● Commutation tourne-disque - tuner ● 16 transistors ● Correction séparée graves-aiguës pour chaque canal ● Faible taux de distorsion de l'ordre de 0,2 à 1 000 kHz ● Courbe de réponse 15-35 kHz ● Très luxueux coffret teck ou sapelli ● Panneau avant en aluminium brossé ● Bouton type professionnel ● Fonctionne en 110-220 V ● Dimensions : 370 x 340 x 90 ● Poids 2,4 kg.

"SYMPHONIE IN BLUES"

20-22 watts



● Face avant finement découpée et nervurée ● Dimensions : 500 x 300 x 180 mm ● Puissance admissible en charge acoustique : 18-20 watts ● Bande passante 35-18 000 Hz ● Résonance 40 Hz ● Flux total 60 000 M-HWJ 240 ● Impédance 4-8 ohms (normes CEFI) ● Haut-parleur HI-FI à membrane extra souple sur spider à grande élasticité 210 mm ● Tweeter spécial 60 mm à membrane exponentielle spécialement conçu pour la restitution des aigus ● Condensateur chimique et résistance incorporés pour accord optimum du rendement ● Raccordement par cordon (2 m) et fiche DIN mâle 2 broches plates standard ● Poids 7 kg ● Epais. de l'enc. 20 cm ● Livrable avec sautins ou acajou.

ENCEINTE « SYMPHONIE » la paire 420 F
(port 30 F)

Tuner AM-FM mono stéréo « LULLI 20 »

tout transistors



GO-PO-OC-FM - Décodage stéréo incorporé - 15 semi-conducteurs - Contrôle automatique de fréquence - Indicateur lumineux de stéréo - Prises antenne extérieure FM-AM - Antenne FM incorporée - Dimensions 450 x 130 x 160 mm.
Tuner AM-FM 450 F (port 20 F)

TABLE DE LECTURE l'une des meilleures du monde « GARRARD SL 65 B »



Modèle super-professionnel type studio, avec changeur automatique 33-45-78 tr/min. Fonctionnement manuel de grande précision. Plateau lourd en alu fondu et rectifié. Commande indirecte pour la manœuvre en douceur du bras. Repose-bras en tous points du disque. Contrepois et réglage de pression micrométrique. Correcteur de poussée latérale antiskating. Tête de lecture à coquille enfichable. MOTEUR SYNCHRONÉ 4 pôles. Fonctionne sur 110-220 V AC 50 Hz. Dimensions 383 x 317, hauteur sur platine 111 mm, sous platine 75 mm. Peut recevoir n'importe quel type de cellule. Coupure du son pendant le changement de disque.

PLATINE DE CLASSE INTERNATIONALE

sélectionnée par ALFAR électronique pour votre plaisir personnel LA FORMIDABLE et FANTASTIQUE dernière née de chez PERPETUUM EBNER;



4 vitesses 16-33-45-78 tours - Plateau lourd rectifié - Changeur automatique tous disques - Fonctionnement manuel - Secteur 110/220 V - Rupteur de son - Protection de sécurité durant le transport - Le bras de lecture est équipé d'une cellule stéréo type professionnel, magnétique d'origine à pointe diamant - Livré avec câble de raccordement au secteur et cordon blindé avec fiches 5 pôles (DIN) - Centreurs 33-45 tours.

La platine sur socle : 350 F (port 20 F)
Supplément capot : 50 F

1 ampli
BEL CANTO

+ 1 tuner
LULLI 20

+ 1 platine
P.E.

+ 2 enceintes
SYMPHONIE

LE TOUT

A UN PRIX SUPER-CONCURRENTIEL
pour du matériel de qualité ALFAR

1 420 F
(port 65 F)

Capot en supplément 50 F (port avec assurance comprise 65 F).
Chaque article peut être vendu séparément.

1 ampli
BEL CANTO

+ 1 tuner
LULLI 20

+ 1 platine
GARRARD
SL 65 B

+ 2 enceintes
SYMPHONIE

LE TOUT 1 560 F (port 65 F)

TABLE DE LECTURE

SL65 avec 3 centreurs 45-33 et 78 tours 259 F (port 17 F)
AVEC CELLULE STÉRÉO GARRARD d'origine et ses 3 centreurs 289 F (port 17 F)
AVEC CELLULE MAGNÉTIQUE STÉRÉO SHURE pointe diamant + 3 centreurs (port 17 F) 350 F
SOCLE GARRARD d'origine 75 F (port 8 F)
CAPOT plexi fumé spécial pour SL65 (port 8 F) 50 F

1 ampli
BEL CANTO

+ 1 platine
P.E.

+ 2 enceintes
SYMPHONIE

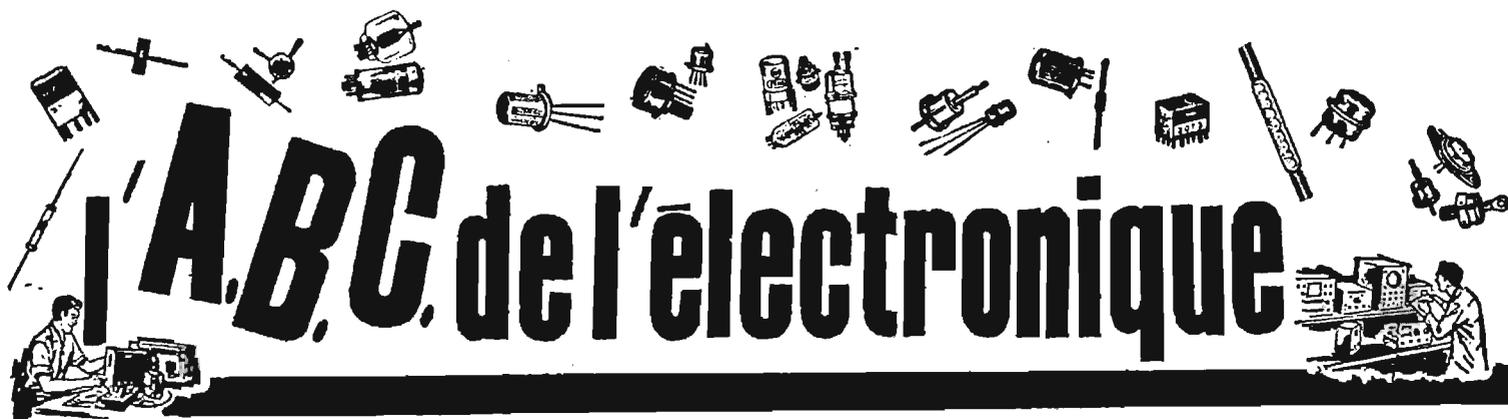
L'ENSEMBLE 1 000 F
(port 50 F)

GARRARD ZÉRO 100

Manuelle ou entièrement automatique, cette nouvelle table de lecture peut également fonctionner en changeur. Elle présente d'indiscutables qualités, mais ce qui lui confère toute sa valeur, c'est son bras de lecture « à parallélogramme » : avec lui, l'erreur de piste est tout simplement inexistante.

PRIX
920 F
port
30 F





RÉGULATEURS DE TENSION

Si l'on sépare un appareil électronique en deux parties : l'alimentation et le montage électronique proprement dit, on constatera qu'à la ligne de séparation de ces deux parties la tension d'alimentation varie en fonction des divers phénomènes.

La figure 1 montre les deux parties dont la ligne de séparation est traversée par les deux conducteurs + et - d'alimentation en continu de l'appareil APP.

A un certain moment, on pourra mesurer la tension continue E entre les deux fils et, avec un ampèremètre disposé dans une coupure effectuée sur un des conducteurs, on mesurera le courant continu, consommé par l'appareil APP et débité par l'alimentation après redressement, filtrage et éventuellement régulation (voir figure 2).

En effectuant les mêmes deux mesures à d'autres moments, on constatera généralement que E et I ont subi des modifications. Il est donc indispensable de connaître les causes de ces modifications.

Ces causes sont nombreuses ; les principales sont les suivantes :
A. — Causes dues à l'alimentation elle-même :

- (a) Variation de la tension du secteur qui est la source primaire de l'alimentation ;
 - (b) Variation de la température ambiante ;
 - (c) Usure d'un ou de plusieurs composants du montage d'alimentation ;
 - (d) Fonctionnement médiocre du dispositif de régulation s'il y en a.
- B.** — Causés dues à l'appareil APP :

(e) Modification du régime de fonctionnement de l'appareil due à des causes extérieures ;

(f) Modifications dues aux réglages manuels ;

(g) Modifications dues aux réglages automatiques ;

(h) Usure des composants de l'appareil.

s'écroule, mais il y a d'autres cas, où l'effet peut être grave comme les avalanches en montagne dues à une petite pierre ou à un cri. Le secteur est une source d'énergie assez instable. Sa tension varie tout le temps en raison des branchements et des débranchements des divers appareils et machines qu'il

par exemple peut fournir une tension comprise entre 104 V et 126 V. Il est donc évident que, faute de régulation convenant à chaque amplitude de variation Δe , la tension de sortie E continue, sera modifiée, même si l'appareil APP ne change en rien.

La température ambiante peut agir sur les semi-conducteurs utilisés dans l'alimentation et aussi sur les valeurs des résistances de ce montage. Les principales usures à redouter sont celles des diodes redresseuses, des diodes et transistors des régulateurs et, fait très important, celles des condensateurs électrochimiques (ou électrolytiques). Cette dernière ne se manifeste par aucun accident mais, peu à peu, la capacité des condensateurs diminue, donc, il y aura en même temps une diminution de la tension de sortie et une diminution du filtrage, ce qui se manifestera par des ronflements. En shuntant les électrochimiques par des condensateurs fixes au papier ($0,1 \mu F$ par exemple) ou au mica, ou céramiques (2 000 à 10 000 pF au plus, on ne remédiera pas à ces inconvénients mais on renforcera seulement le découplage réalisé avec les condensateurs électrochimiques vieillissés et ayant acquis une résistance interne élevée alors que théoriquement celle-ci doit être nulle pour que le condensateur soit parfait.

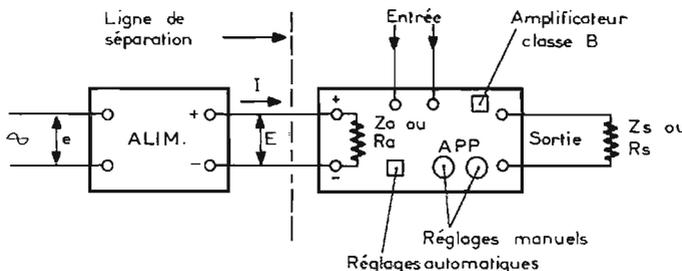


Fig. 1

CAUSES DUES A L'ALIMENTATION PROPREMENT DITE

Dans un montage électronique et même dans la plupart d'autres montages, toute modification d'une grandeur physique en un certain endroit a pour effet celle d'une autre grandeur en un autre endroit de l'appareil. Dans certains cas, l'effet est négligeable ; par exemple, si on laisse tomber une allumette, il y a peu de chances que la maison

est chargé d'alimenter et aussi en raison de la variation de la consommation de ces appareils eux-mêmes. Donc, la tension e alternative peut varier. La fréquence f nominale de 50 Hz (60 Hz aux USA) peut varier aussi, mais nous la considérons comme fixe, ce qui est le cas dans les villes desservies par l'E.D.F.

La tension peut varier considérablement, par exemple de $\pm 5 \%$ et même de $\pm 10 \%$, donc un secteur de tension nominale de 115 V

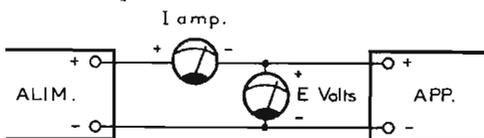
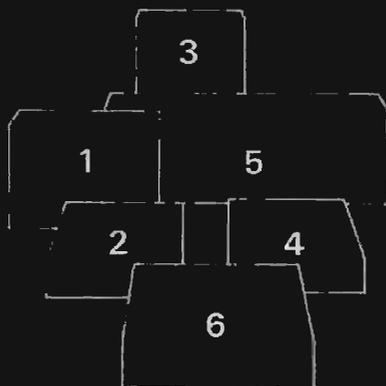


Fig. 2

CAUSES DUES A L'APPAREIL APP

L'appareil est représenté sur la figure 1, à droite, et on a indiqué les éléments ayant une influence sur la tension d'alimentation d'entrée : Z . (Suite n° 1364.)



1 MAGNÉTOPHONE M 241 HIFI

4 pistes enregistrement et reproduction mono et stéréo
 Vitesses : 4,75 - 9,5 - et 19 cm/s
 Bobines de 18 cm
 Duoplay et multiplay sans accessoires
 Bande passante :
 19 cm/s - 40-18000 Hz \pm 3 db
 9,5 cm/s - 40-15000 Hz \pm 3 db
 4,75 cm/s - 40-8000 Hz \pm 3 db
 Puissance de sortie : 2 x 10 W.
 2 haut-parleurs incorporés

2 MAGNÉTOPHONE STUDIO 44 HIFI

4 pistes enregistrement mono et stéréo
 Reproduction stéréo avec ampli supplémentaire
 Vitesses : 9,5 cm/s - 19 cm/s
 Bobines de 18 cm
 Prises : radio, magnétophone, phono,
 lecture 2 pistes en parallèle
 Playback multiplay
 Casque d'écoute et haut-parleurs extérieurs
 Bande passante
 19 cm/s - 40-18000 Hz \pm 3 db
 9,5 cm/s - 40-15000 Hz \pm 3 db
 Puissance de sortie : 3 W.
 1 haut-parleur incorporé en façade

MAGNÉTOPHONE PARTYSOUND

Magnétophone à cassette double piste avec microphone incorporé.
 Puissance de sortie : 2 W.
 Haut-parleur incorporé.
 Réglage manuel ou automatique du niveau d'enregistrement
 Compteur à 3 chiffres avec remise à zéro.
 Potentiomètres à glissière.
 Alimentation secteur ou piles, réglage électronique du moteur.
 Dimensions : (L/H/P) : 270 x 210 x 75 mm.

3 MAGNÉTOPHONE M 205 HIFI

4 pistes enregistrement mono et stéréo
 Reproduction mono et stéréo avec amplificateur supplémentaire
 Vitesses : 4,75 - 9,5 - et 19 cm/s.
 Fonctionnement horizontal et vertical avec prises en façade.
 Duoplay. Bobines de 18 cm.
 Bande passante :
 19 cm/s - 40-18000 Hz \pm 3 db.
 9,5 cm/s - 40-15000 Hz \pm 3 db
 Élément de chaîne R 205.

4 MAGNÉTOPHONE 230

4 pistes. Playback, multi playback, duoplay.
 2 vitesses : 4,75 cm/s et 9 cm/s
 Enregistrement stéréo et reproduction stéréo avec ampli supplémentaire.
 Prises : radio, microphone, phono, casque d'écoute, haut-parleur supplémentaire
 Bande passante : 60-13000 Hz.
 Puissance de sortie : 3 W.
 1 haut-parleur en façade.

MAGNÉTOPHONE 300 TS - 302 TS

Magnétophone à bobines
 2 pistes (300 TS) 4 pistes (302 TS).
 Vitesses : 9,5 cm/s (300 TS)
 4,75 cm/s - 9,5 cm/s (302 TS)
 Enregistrement et reproduction mono.
 Compteur. Bobines de 13 cm.
 Prises : radio, microphone, phono, casque d'écoute, haut-parleur.
 Lecture parallèle pour 302 TS.
 Alimentation : bloc secteur, accumulateur ou 5 piles
 Dimensions : (L/H/P) : 273 x 77 x 277 mm.

5 MAGNÉTOPHONE M 291 HIFI

4 pistes enregistrement et lecture en mono et stéréo
 Playback, multiplay
 Vitesses : 4,75 - 9,5 et 19 cm/s
 Bobines de 18 cm
 8 potentiomètres à glissière
 Prises : radio, 2 microphones, phono,
 2 casques et 2 haut-parleurs extérieurs.
 Bande passante :
 19 cm/s - 40-18000 Hz \pm 3 db
 9,5 cm/s - 40-15000 Hz \pm 3 db
 4,75 cm/s - 40-8000 Hz \pm 3 db.
 Puissance de sortie : 2 x 15 W.
 Livré avec 2 baffles extérieurs

6 MAGNÉTOPHONE M 250 HIFI

Platine stéréo HIFI 2 pistes de très haute qualité
 3 têtes (effacement, enregistrement et lecture) séparées.
 2 Vitesses : 9,5 et 19 cm/s.
 Touche pour la sélection des entrées micro, radio, phono, contrôle avant et après bande.
 Echo réverbération multiplay, préregleur pour trucage sans accessoires supplémentaires.
 Bande passante :
 9,5 cm/s : 40-15000 Hz \pm 3 db
 19 cm/s : 40-18000 Hz \pm 3 db
 Potentiomètre à glissière, préreglage de niveau pour écho réverbération.
 Contrôle à l'enregistrement, changeur de vitesse. Casque d'écoute avec puissance sonore réglable.

Documentation sur demande
 AEG - TELEFUNKEN
 Boîte postale 33/16 Paris

à prix égal
offrez-vous la qualité

TELEFUNKEN



M 205 HIFI

M 291 HIFI

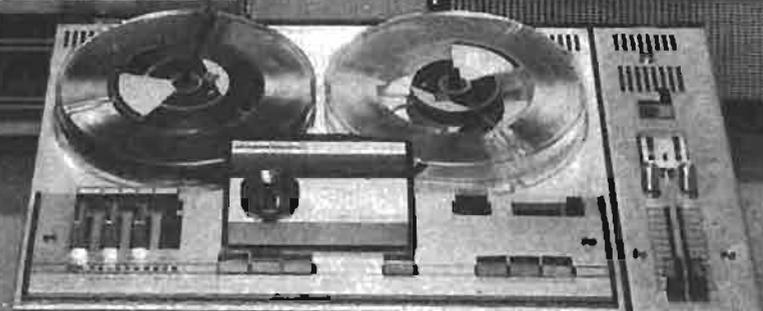
M 241 HIFI



STUDIO 44 HIFI



M 230



M 250 HIFI

*Pour apprécier encore plus...
vos émissions favorites !*

Equipez votre téléviseur d'un **"DYNATRA"**

**RÉGULATEUR
DE TENSION
AUTOMATIQUE**



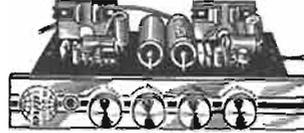
- l'image sera plus nette et plus stable
- la vie de votre téléviseur sera plus longue
- les pannes seront plus rares
- 18 modèles suivant votre récepteur, de 180 w à 475 w.

"DYNATRA"

41, rue des Bois - PARIS-19
607 32-48 & 208 31-63

En vente chez tous les bons vendeurs

**CHASSIS SPECIAL
HI-FI STEREO 2 x 6 W**



A transistors, contrôle séparé graves-aigus sur chaque canal. Voyant lumineux.

COMPLET câblé réglé **98,00**
Version **MONO 6 W** **69,00**
En 2 x 7 watts avec balance **115,00**

**CHASSIS SPECIAL
HI-FI STEREO 2 x 20 W**



Préampli incorporé. Tout trans. silicium (16). Allm. 110/220 V. B.P. : 20 à 30 000 Hz. Réglage vol., bal. graves-aigus. Entrées radio 200 mV, magnéto 300 mV, PU cristal 250 mV, PU magnét. 6 mV. Sorties imp. 5 à 8 Ω. Livré câblé, réglé, complet. En ordre de marche **380,00**

**AMPLI SPECIAL R 19
STEREO 2 x 15 W**



Tout transistors. Préampli incorporé. Commutateur d'entrées à touches. PU magnétique ou cristal, magnétophone, tuner. Réglages séparés. Volume, balance. Graves-Aigus. B.P. : 20 à 25 000 Hz. Tonalité graves : + 15 dB, - 12 dB à 50 Hz. Aigus : + 14 dB, - 18 dB à 15 kHz. **EN COFFRET BOIS ACAJOU.** EN ORDRE DE MARCHÉ **380 F**
TOUS NOS APPAREILS SONT GARANTIS

**EXCEPTIONNEL
VACANCES**



**MONTRES AVEC
BRACELETS**
Ronde à rubis **30 F**
Ronde trott. centrale, dateur **48 F**

**DE PLONGEE
CADRAN A FUSEAUX
HORAIRES**

Trotteuse centrale. Antimagnétique. Cadran lumineux. Cadran à fuseaux horaires donnant l'heure du monde entier. Prix **59 F**

MONTRE MARINE NOIRE

Trotteuse centrale. Dateur. Cadran pivotant. 17 rubis. Antichocs. Antimagnétique. Cadran lumineux **49 F**

SPECIAL POUR LES JEUNES

Montre de plongée pour fillettes ou garçonnets **49 F**

**AJOUTER 6 F POUR FRAIS
D'EXPEDITION**



**APPAREIL PHOTO
6 x 6 « LUBITEL 2 »
A VISEE REFLEX**

- Mise au point sur dépoli
- Loupe de mise au point
- Vitesse de 1/15^e à 1/250^e de seconde
- Retardement
- Prise de flash
- Objectif 4,5 F/75 mm traité.

Prix T.T.C. **86,00**. Cadeau : 1 sac **COSMIC 35 24 x 36** Prix **84,50**

SELF RADIO 19

19, avenue d'Italie - PARIS 13^e
ouvert : 9,30 à 12,30 et de 14,15 à 19,15
Métro : pl. d'Italie-Tolbiac. C.C.P. Paris
FERME LE DIMANCHE ET LE LUNDI
Nous n'envoyons pas de catalogues



**devenez
un RADIO-AMATEUR !**

pour occuper vos loisirs tout en vous instruisant. Notre cours fera de vous l'un des meilleurs **EMETTEURS RADIO** du monde. Préparation à l'examen des **P.T.T.**

GRATUIT ! Documentation sans engagement. Remplissez et envoyez ce bon à

**INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE
35-DINARD**

NOM : _____

ADRESSE : _____

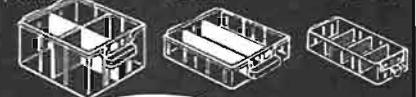
HPA 26

**ATTENTION !
NOUVELLE ADRESSE
CONTROLEC
7 bis, rue Robert-Schuman
94-ABLON (près Orly) 922.20.78**

- RAYONNAGES
- MEUBLES METALLIQUES POUR OUTILLAGE
- ETABLIS

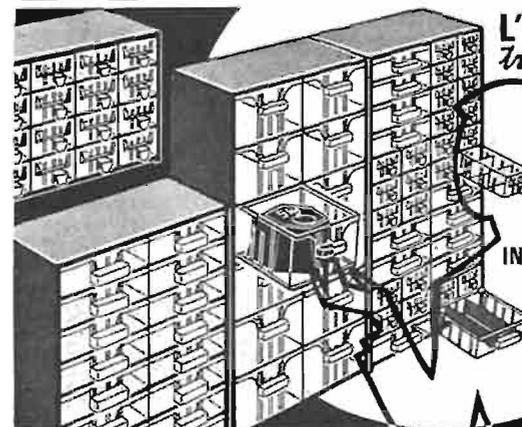
2 à 24 BACS "TYPE 4" 154 x 139 x 84 mm (Utilis)
4 à 60 TIROIRS "TYPE 2" 156 x 139 x 38 mm (Utilis)
8 à 120 TIROIRS "TYPE 1" 157 x 69 x 38 mm (Utilis)

pour vos objets
et
petites pièces

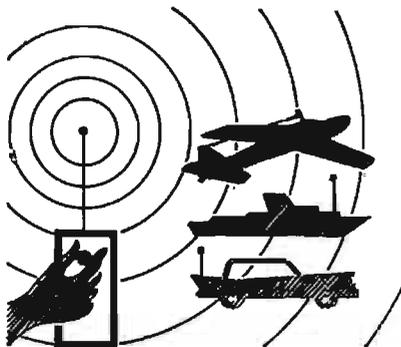


CONTROLEC

**L'ORDRE...
transparent!**



**27
CLASSEURS
RATIONNELS
INTERCOMBINABLES**



La Page des F.1000

RADIOCOMMANDE ★ des modèles réduits

Construisez vos ensembles de radiocommande

L'ENSEMBLE DIGITAL TF6

(Suite : voir n° 1 355)

VII. — LES SERVOMÉCANISMES

Nous rappelons nos critères de choix de la mécanique de base :

En 1 : le VARIOPROP, possédant beaucoup de qualités : puissance, grande rapidité de réponse, précision, dimensions particulièrement intéressantes : c'est le seul servo se montant très facilement dans tous les sens, pour la commande des ailerons, grâce à sa faible hauteur. Inconvénients : prix et ampli extérieur, ce dernier argument étant contrebalancé par une fiabilité accrue, car l'électronique est bien mieux protégée des vibrations.

En 2 : à égalité le KRAFT RS9S et le MINIREP/EK. Ils sont aussi puissants mais moins rapides. Les pilotes confirmés sont sensibles à cette caractéristique : Un servo rapide permettant d'obtenir plus de précision dans les figures : arrêt de tonneau, par exemple. Mais il faut avouer que pour la grande masse des modélistes, la nuance de pilotage est souvent imperceptible. La précision de ces servos est la même. Le prix est inférieur à celui des VARIOPROP. L'électronique incorporée amène un gain de place dans la cellule, mais fait souffrir les composants.

En 3 : Le MINISERVO. Ce sera le servo du pauvre : Pas de commande linéaire. Assez lent, mais

aussi puissant et précis que les précédents. Nous le considérons parfaitement valable pour les planeurs (VDP) pour les avions de début et intermédiaires. A éviter tout de même, à cause de sa lenteur (relative bien sûr) sur gros multis rapides.

Quelle que soit la mécanique choisie, le processus de mise au point est identique. Deux techniques de travail seraient possibles :

● Monter complètement l'ampli, le brancher, constater son fonctionnement.

● Monter les étages et les essayer au fur et à mesure du câblage.

Nous préférons vous conseiller une méthode intermédiaire, consistant à câbler presque complètement le CI ampli, en ne montant pas les quelques éléments plus critiques de façon à pouvoir les déterminer de manière précise. Ces éléments sont :

— Les deux résistances « encadrant » le potentiomètre : $R_1 = R_2$; elles déterminent la course.
— La résistance R_4 déterminant le gain de l'amplificateur double.
— La résistance R_3 réglant le taux de contre-réaction.

On pourra réaliser un petit « banc d'essai » comportant :

a) 2 résistances ajustables de

1 000 Ω , remplaçant R_1 et R_2 . Dans le cas du Varioprop, une seule ajustable de 1 000 Ω , remplaçant R_2 , puisque la résistance R_1 est déjà ajustable sur le CI. (Elle servira ultérieurement à retoucher le neutre des servos).

b) 1 résistance ajustable de 100 k Ω , remplaçant R_4 .

c) 1 résistance ajustable de 470 k Ω , remplaçant R_3 . (Mettre 1 M Ω , dans le cas des Miniservos).

Ces résistances sont reliées par fils souples (SM485) aux points correspondants du CI. Les régler toutes en position médiane.

L'ampli de servo, fin prêt, est connecté au servo-test et donc alimenté par ce dernier. Le + stabilisé est simplement relié au + normal. Vérifier immédiatement le fonctionnement correct, par la manœuvre du potentiomètre de servo-test. En cas d'anomalie, couper immédiatement. (Voir plus loin). Si tout va bien, au contraire, il faut procéder au réglage :

— Régler le servo-test sur 1,7 ms : le servo devrait se mettre au neutre.

Varioprop : jouer sur la valeur des 2 ajustables en maintenant R_1 sensiblement à mi-course.

RS9S : obtenir le neutre en décalant l'une des résistances R_1 R_2 , par rapport à l'autre.

Minired : maintenir les 2 ajustables à égalité et caler mécaniquement le neutre avec une clé carrée, ad hoc, engagée dans le bout d'arbre apparaissant sur le dessus et dévolu à cet usage.

Miniservo : maintenir les 2 résistances à égalité et positionner simplement le guignol de sortie, lequel peut prendre de nombreuses positions, grâce à un astucieux cranage de l'arbre.

Le neutre étant obtenu pour 1,7 ms, on doit maintenant régler la course, c'est-à-dire avoir les débattements limites pour 1,2 et 2,2 ms.

— Si la course est trop faible : il faut augmenter simultanément R_1 et R_2 de manière à garder le neutre.

— Si elle est trop grande, faire la correction contraire.

Neutre et course étant obtenus, mettre R_4 au maximum de sa valeur (100 k Ω) et observer soigneusement la réaction du servo : si la valeur est trop forte, on constatera, à vitesse moyenne de déplacement, un mouvement un peu saccadé. Il faudra déterminer la valeur la plus forte possible, compatible avec un mouvement « coulé ». Avec un ampli bien au point, sur une bonne mécanique, il est possible de faire passer le

guignol de sortie, d'une position limite à l'autre, sans le VOIR BOUGER, ceci en déplaçant très lentement le potentiomètre du servo-test. Cela tout en ayant de la rapidité quand il est nécessaire.

Enfin on s'occupera du réglage de R_3 : si la valeur est trop forte, le servo a tendance, sur un mouvement rapide, à dépasser sa position, pour la retrouver après 1 ou 2 oscillations. Il faudra alors diminuer la valeur, **juste assez** pour obtenir un arrêt net, sans oscillation, ni « coup de frein » prématuré. Il est d'ailleurs préférable de garder, servo à vide, une petite oscillation, laquelle disparaîtra, lorsque la mécanique aura à fournir de la puissance aux gouvernes.

Attention, on notera une certaine interdépendance entre les réglages de R_3 et R_4 ; R_3 agit aussi sur le calage du neutre. Il sera donc parfois nécessaire de reprendre deux fois les réglages complets, en cas de retouches importantes sur R_3 et R_4 .

Remarquons que nous donnons ce processus de mise au point pour que les amateurs exigeants puissent tirer le meilleur de leur servo. Il est évident qu'un réalisateur moins « pinailleur » pourra parfaitement monter les valeurs données et s'en contenter.

De toute façon, quand le servo donnera satisfaction, déconnecter les ajustables, relever soigneusement leurs valeurs à l'ohmmètre et les remplacer par des fixes, de valeur commerciale, aussi proche que possible du résultat trouvé, et que l'on soudera évidemment sur le CI. Terminer le câblage et constater, par un ultime essai, que les performances sont conservées.

Procéder au même travail pour tous les servos.

ANOMALIES

a) Le servo part en butée, sans impulsion à l'entrée.

Il s'agit sans nul doute, d'un transistor en court-circuit, ou qui « fuit », dans l'une des branches de l'ampli double. Pour savoir laquelle :

- Débrancher le + 4,8 V, si le défaut disparaît, il s'agit de la branche $T_3T_5T_7$. S'il persiste, c'est l'autre branche $T_4T_6T_8$.

Il restera à trouver l'élément coupable, en procédant par élimination et en commençant par l'entrée.

Penser également à une fuite possible des $0,1 \mu F$ du point S.

b) Le servo part en butée, avec impulsion à l'entrée seulement.

Le responsable est certainement le circuit monostable T_1T_2 qui ne déclenche pas.

Se servir de l'oscillo pour relever les oscillogrammes :

En D : créneau positif du servo-test (identique à OP25).

On le retrouve différencié, après le $1\ 000\ pF$ (OP1).

En M : on devrait trouver le créneau négatif du monostable (OP4). Mais il n'y sera certainement pas.

Débrancher le tout et vérifier à l'ohmmètre, les 2 diodes (sens en particulier) et les 2 transistors. (Inutile de les dessouder pour cela).

Vérifier la continuité du circuit de potentiomètre. En désespoir de cause, sonner les résistances. Essayer aussi de doubler le $0,1 \mu F$ qui pourrait être coupé. A noter qu'une erreur de sens sur les fils du potentiomètre, envoie aussi le servo en butée, mais cette fois avec un monostable fonctionnant normalement.

Avec des signaux normaux en D et M, on constatera souvent que en S, la somme n'est pas tout à fait nulle (OP5). Les amateurs de perfection pourront déterminer la valeur exacte de la résistance marquée 8 à $10\ k\Omega$, leur permettant d'avoir une droite nette, sans résidu. Mais on peut fort bien négliger ce détail, sans influence aucune, sur le fonctionnement, dans la mesure où le créneau résiduel n'atteint pas les $0,5\ V$ nécessaires pour déclencher T_3 ou T_4 .

c) Le servo ne se déplace que dans un sens :

- L'une des 2 branches de l'ampli double est sûrement coupable encore. Prendre une $1\ 000\ \Omega$. Relier la base de T_7 par cette $1\ 000\ \Omega$ au -. Le servo doit tourner dans un sens. Relier la base de T_8 au + par cette résistance. Le servo doit tourner dans l'autre sens. Passer alors au point « bases T_5T_6 ». Le relier par $47\ k\Omega$ au + (test de T_5) puis au - (test de T_6). Le moteur doit tourner dans les deux cas, en donnant ses deux sens de rotation. Passer enfin à T_3 , dont on relie la base par $47\ k\Omega$ au -, et à T_4 , base reliée par $47\ k\Omega$ au +. Le moteur doit encore tourner. Il est facile ainsi de trouver le transistor « claqué ».

d) Le servo refuse de bouger.

- Vérifier le moteur.
- Eliminer le cas du blocage mécanique. (Engrenages coincés, par exemple).

- Tester les deux branches de l'ampli double.

- Penser aux fils de liaison.
- Relever les oscillogrammes en D, M, S.

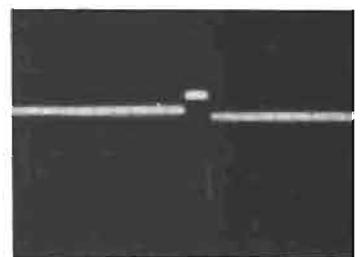
- Autre cause possible : la coupure du $2\ \mu F$. Dans ce cas, tous les oscillogrammes sont normaux, sauf OP7, relevé sur les collecteurs de T_3T_4 . L'intégration ne se faisant pas, on n'obtient qu'une fine « aiguille » sans descente exponentielle et incapable d'assurer la rotation du moteur.

e) Manque de puissance :

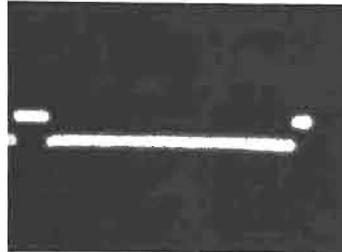
- Dans les 2 sens : penser au moteur et le tester en l'alimentant directement sur la demi-batterie. Ce défaut apparaît souvent après un long usage. Le coupable étant le collecteur (du moteur) encrassé.



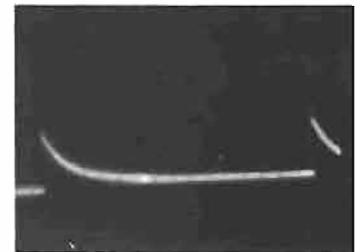
OP 1. — Ampli de servo - Signal de voie différencié.



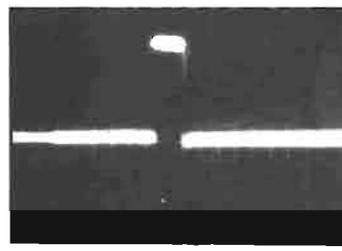
OP 6. — Ampli de servo - Point S - Impulsion différence négative.



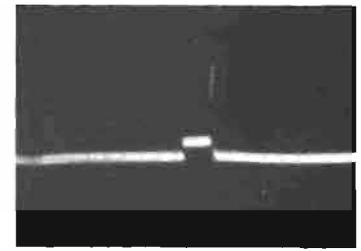
OP 2. — Ampli de servo - Base T_1 - $0,8\ V\ c/c$.



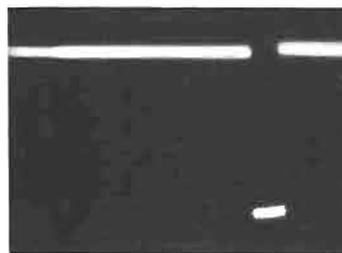
OP 7. — Ampli de servo - Tension intégrée résultant d'une différence positive.



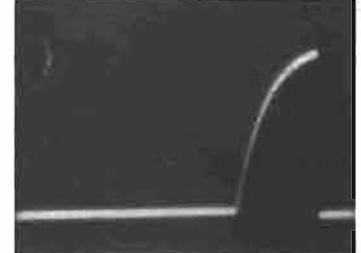
OP 3. — Ampli de servo - Collecteur T_2 - $3\ V\ c/c$.



OP 8. — Ampli de servo - Point S - Impulsion différence positive.



OP 4. — Ampli de servo - Collecteur T_1 - $5\ V\ c/c$.



OP 9. — Codeur - Collecteur T_1 - $8\ V\ c/c$.



OP 5. — Ampli de servo - Point S - Créneau résiduel.



OP 10. — Codeur - Base T_2 - $9\ V\ c/c$.



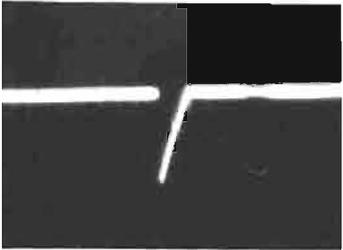
OP 11. — Codeur - Collecteur T_2 - 8 V c/c.



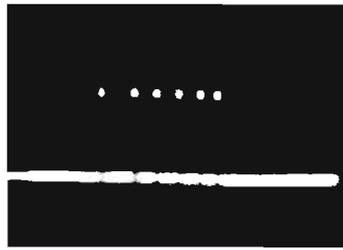
OP 16. — Codeur - Signal sur la barre à diodes.



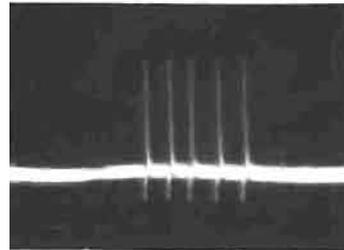
OP 21. — Décodeur : Signal sur le key-line - 3 V c/c.



OP 12. — Codeur - Bases $T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, \dots$



OP 17. — Codeur ; Signal point i.



OP 22. — Décodeur - Base T_3 - 5 V c/c.



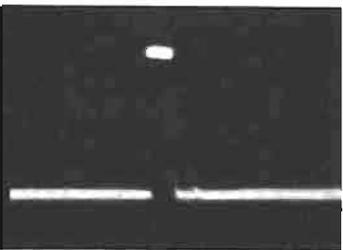
OP 13. — Codeur - Collecteurs T_3, T_4, \dots 8 V c/c.



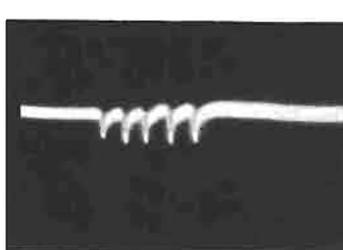
OP 18. — Codeur - Signal point k.



OP 23. — Décodeur - Base T_5 - 5 V c/c.



OP 14. — Codeur - Signal à différencier.



OP 19. — Signal de sortie Rx 100 mV min.



OP 24. — Décodeur - Base T_4 - 1 V c/c.



OP 15. — Codeur - Signal de voie.



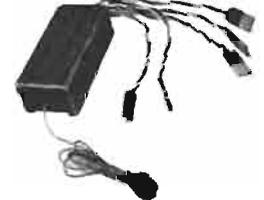
OP 20. — Décodeur - Collecteur T_2 5 V c/c.



OP 25. — Décodeur - Sortie de voie - 5 V c/c.

LEXTRONIC-TELECOMMANDE
63, route de Gonesse
93 - AULNAY-SOUS-BOIS
Tél. : 929-73-37
C.C.P. LA SOURCE 30.576-22

RECEPTEURS DIGITAUX
« INTEGRATED 3 A »
décodeur 4 voies à 3 circ. Intégrés



Dimensions : 68 x 30 x 20 mm.
Fonctionne avec tous servos digitaux à entrée positive ou négative.
Compl. av. boîtier, fils, connecteurs, etc. En Kit, sans quartz **175**
Monté, sans quartz **240**
« INTEGRATED 3 B »
Le même, mais décodeur pour Varloprop. Monté, sans quartz **280**
« INTEGRATED 7 A »
Avec 4 amplis de servos incorporés. Dimensions 68 x 30 x 30 mm. Utilise 7 circuits Intégrés.
En ordre de marche, ss quartz. **630**

4 MODELES DE SERVOMOTEURS
avec amplificateur à circuit intégré, livrés sous forme de Kit fonctionnant avec crêteau d'entrée positif ou négatif (à préciser).
Mini-servo en Kit **130**. Monté **195**
Orbit PS3D en Kit **140**. Monté **175**
Logitrol en Kit **145**. Monté **180**
Kraft RS9S en Kit **135**. Monté **170**
Pour entrée crêteau négatif ajouter 5 F aux prix ci-dessus.
Mécaniques de servomoteurs en stock
Mini-servo **65**. Horizon **65**
Orbit PS4D **75**. Controlaire S4 **75**
Orbit PS3D **80**. Kraft RS9S **75**
Logitrol .. **80**. Varioprop, etc.
Egalement : Servomoteur genre Bellamatic, avec retour **55**
Même modèle sans retour **50**
Accus au plomb et au cadmium-nickel (voir notre catalogue)

MANCHES DE COMMANDE PROPORTIONNELS

Trim auxil. .. **2**. Manche simple .. **6**
Manche avec trim 1 voie ss pot. **14**
Avec potentiomètre **25**
Stick Remcom 2 voies sans pot. .. **52**
Potentiom. à piste moulée, auel .. **9**
Stick Horizon **70**
Stick Kraft, EK, Controlaire, etc.

MANCHES DE COMMANDE

à 2 positions, contacts par micro-switch **11**
Modèle à 4 positions en croix **15**

9 mod. de VU-METRES à partir de **14** (voir notre catalogue)

QUARTZ EMISSION-RECEPTION

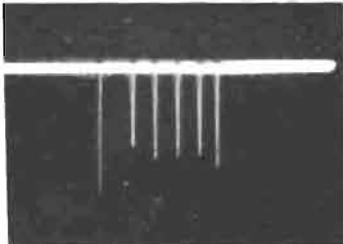
pour télécommande boîtier HC25U fréquences normalisées. La pièce :
En 27 MHz : **20**. En 72 MHz **38**
Fréquences Teikies-Walkies 27 MHz. Pièce **16**

SEMI-CONDUCTEURS

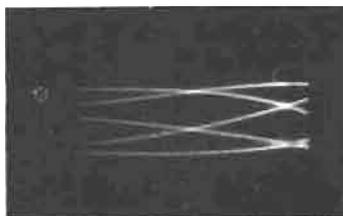
RTC, TEXAS, SESCOSEM, IIT, MOTOROLA etc., plus de 200 types disponibles. 1^{er} choix.
Quelques prix : La Pièce Par 10, Par 50, Transistors pièce la pièce la pièce
2N2926 orange 1,80 1,60 1,50
BC170 1,50 1,45 1,30
2N4287 3,50 3,00 2,50
2N4288 3,50 3,00 2,50
Circuits Intégrés : DTL, RTL, TTL, etc.
μL914 9,90 - MC717P .. 12,00
MC719P 12,00 - MC778P .. 35,00
MC724P 12,00 - MC725P .. 12,00
MC734P 12,00 - MC785P .. 12,00
MC825P 12,00 - MC834P .. 12,00
SN74L73 30,00 - TAD100 .. 15,00
SN74L73N 28,00 - SN7473N .. 12,00

NOTRE CATALOGUE

Veuillez retourner ce BON, rempli, et joindre 4,50 F en timbres-poste.
NOM et PRENOM :
RUE : n°
VILLE :
DEPARTEMENT :



OP 26. — Signal émetteur 5 voies détecté au mesureur de champ.



OP 27. — Réglage du servo-test - 5 lignes : la fréquence est de 250 Hz.

Si vous vous sentez des talents d'horloger, ouvrir... et nettoyer ! Malheureusement c'est plus facile à dire qu'à faire !

— Dans un seul sens : diverses causes : le moteur, un transistor d'une des branches faible, R_4 trop faible en valeur, un $0,1 \mu F$ (point S) défectueux.

LE CODEUR

Cette section n'offre guère de difficultés. Le câblage terminé, on procédera à la vérification d'usage et on mettra sous tension, oscilloscope branché entre le point k (Fig. 17) et la masse. Résistances ajustables à mi-course. On doit immédiatement obtenir un oscillogramme comparable à OP18. Vérifier que l'on a le nombre d'impulsions prévues : 5 en 4 voies, 7 en 6 voies...

Constater l'action des manches.

Caler la fréquence du multivibrateur sur 50 Hz, par comparaison avec le secteur. Avec les manches Kraft, à condition d'avoir suivi le plan de câblage de la figure 28, on ne peut pas être loin des temps corrects pour les voies principales (1,7 ms au neutre). On se contentera donc d'amener les temps des voies auxiliaires aux mêmes valeurs, par simple observation de l'équidistance des impulsions.

En cas d'anomalie, on relèvera les différents oscillogrammes (OP9 à OP18) en commençant par le multivibrateur.

Attention au sens des diodes. Une inversion amène de gros ennuis. Certains transistors 2N2926 nous ont parfois provoqué des impulsions « supplémentaires ». Dans un tel cas, il faut procéder par élimination.

LE DECODEUR

Le CI étant garni de ses composants, on le munira de son réseau d'interconnexions, en soignant particulièrement ce travail délicat. (Voir Fig. 48). Ceci achevé, le

contrôle va se faire en reliant directement codeur et décodeur. Réaliser le montage de la figure 69.

Attention : avant de mettre sous tension, vérifier soigneusement le câblage de l'ensemble et plus particulièrement celui du décodeur. Ce circuit n'appréciant pas les erreurs, lesquelles se traduisent presque toujours par une belle hécatombe de transistors. Avant l'instant fatidique, nous procédons en ce qui nous concerne à une vérification à l'ohmmètre des binistors :

a) Le — ohmmètre relié au + décodeur.

Le + ohmmètre relié à la sortie de chaque binistor : $R \approx 500 \Omega$.

Le + ohmmètre relié à l'entrée de chaque binistor : $R \approx 2\,000 \Omega$.

b) Le + ohmmètre relié au + du décodeur.

Le — ohmmètre relié à la sortie de chaque binistor : $R \approx 2\,000 \Omega$.

Le — ohmmètre relié à l'entrée de chaque binistor : $R \approx 20 \Omega$.

Ce premier test correspond à celui des BC251.

c) Le — ohmmètre à la ligne reliant tous les émetteurs des 2N2926 (Key-Line).

Le + ohmmètre à la sortie de chaque binistor : $R \approx 20 \Omega$.

Le + ohmmètre à l'entrée de chaque binistor : $R \approx 2\,000 \Omega$.

d) Le + ohmmètre à la key-line.

Le — ohmmètre à la sortie de chaque binistor : $R \approx 2\,000 \Omega$.

Le — ohmmètre à l'entrée de chaque binistor : $R \approx 750 \Omega$.

Ce second test correspond à celui des 2N2926.

Un écart important permettra de détecter à temps une erreur ou un composant défectueux et par là même, de prévenir à temps une petite catastrophe !

Si tout semble normal, mettre sous tension, en contrôlant immédiatement à l'oscillo le signal très caractéristique existant sur la key-line (OP21). Attention : avec les nouvelles valeurs choisies pour le décodeur (1 000 pF et 4 700 pF), les minuscules impulsions bien visibles sur OP21, sont parfois difficiles à voir, si l'oscillo utilisé manque quelque peu de finesse et de luminosité.

Soyez très prudent en travaillant sur le CI décodeur : un court-circuit accidentel, provoqué par exemple, par les pointes de touche des appareils de mesure, peut détruire instantanément toute une série de transistors. (Nous en parlons en connaissance de cause...). En principe le décodeur, malgré ce que nous venons de dire (et qui pourrait vous inquiéter !) se met en service sans problème.

On vérifiera pour terminer, l'existence des crêneaux positifs sur chacune des sorties. Constater la variation des durées par l'action sur les manches du codeur.

En cas d'ennui :

● Vérifier tout d'abord l'existence des signaux dans la partie amplification. (T_1 et T_2) voir OP20. On doit retrouver sur la base de T_3 les signaux différenciés (OP22).

● Si cette partie fonctionne, il faut alors, après avoir débranché l'alimentation, contrôler systématiquement à l'ohmmètre : (sans rien dessouder).

T_3 , les 3 diodes, penser au SENS.

Tous les binistors (voir plus haut).

Ne pas oublier que le non-fonctionnement d'un seul binistor, bloque complètement tout le circuit, ce qui rend le dépannage dynamique particulièrement difficile. Par contre le dépannage à l'ohmmètre nous semble simple et efficace.

ESSAI EN CIRCUIT FERMÉ

Garder le montage précédent. Relier l'un des servos terminés au connecteur de sortie de la voie n° 1. Le servo prend une certaine position. Régler soigneusement le trim voie 1, au zéro, et en le maintenant, tourner le corps du potentiomètre du manche pour amener le servo au neutre. Manœuvrer le manche et voir si la course est correcte : il faut garder, sur les servos à commande linéaire, 1 à 1,5 mm de sécurité, en bout de course ; ceci afin de se réserver, en vol, une action trim sans bloquer la mécanique en bout, lors d'une action à fond sur le manche.

● Pour augmenter la course : augmenter la valeur de la résistance ajustable de 100 k Ω .

● Pour la diminuer : diminuer cette résistance.

Toute action sur cet ajustable agit sur la course mais décale le neutre. (Voir Fig. 15, p. 186, n° 1334). Il faudra donc à chaque fois reprendre le calage du neutre.

Le neutre et la course de la voie n° 1 étant calés, connecter le même servo sur la voie n° 2, et faire le même travail.

On calera ainsi toutes les voies. Le fait de se servir du même servo nous garantit une parfaite similitude de toutes les voies et rendra possible le branchement de n'importe quel servo, sur n'importe quelle sortie, sans aucune retouche.

Brancher enfin tous les servos et retoucher sur ces derniers et si nécessaire, le calage du neutre. (Mais si vous avez bien travaillé, il n'y aura rien à faire). Ne pas oublier non plus, que les trims sont tout de même prévus pour servir à quelque chose ! Manœuvrer les manches en tous sens et constater l'absence d'interréactions, d'un servo sur les autres.

Amener toutes les voies au minimum de durée (1,2 ms). Tout va bien.

Amenez-les au maximum de durée (donc toutes sur 2,2 ms). Un affolement généralisé des ser-

vos serait le signe d'une valeur un peu excessive du condensateur de 4 μF du décodeur. Ceci étant évidemment plus critique en 6 voies. Dans un tel cas, on peut bien sûr, diminuer cette valeur, mais comme pratiquement la chose pose des problèmes d'approvisionnement, on peut beaucoup plus simplement tourner la difficulté, en allongeant un peu la période du multivibrateur du codeur, c'est-à-dire en le faisant osciller sur une valeur un peu plus basse que 50 Hz. (Augmenter un peu la 47 k Ω Aj. marquée 50 Hz, juste assez pour faire disparaître l'anomalie). De toute façon, pour maintenir au maximum de durée, simultanément toutes les voies, vous aurez constaté la curieuse gymnastique qu'il faut accomplir : donc pas d'émotion inutile, il vous arrivera assez rarement de voler, même quelques instants : plein piqué, ralenti, tout à droite, et sur la direction et sur les ailerons !!! (sans parler des auxiliaires...).

Lorsque l'ensemble en circuit fermé vous donnera pleine satisfaction, il ne restera qu'à intercaler la HF pour que l'ensemble soit achevé.

HF EMETTEUR

A. — 27 MHz 350 mW.

La mise au point de cette platine a été exposée dans les pages de cette revue, à plusieurs reprises : Digi IV, Mini IV, Analog III, Tx Digi IV économique ; nous n'insisterons donc pas, d'autant plus qu'avec les bobinages fournis par l'auteur et des transistors de bonne qualité, le fonctionnement est immédiat. (A ce sujet, nous signalons que les 2N2926 d'origine, sont marqués d'un point de couleur et non d'une lettre !).

● Relier par un pont, collecteur et émetteur de l'AC187, pour le mettre hors circuit.

● Brancher une ampoule 6 V 50 mA, entre le point A et le —.

● Relier à la batterie de 12 V en intercalant un milliampèremètre 50 mA.

Attention aux erreurs de polarité.

● Immédiatement le témoin HF s'allume, rechercher le maximum par le 3/30 pF.

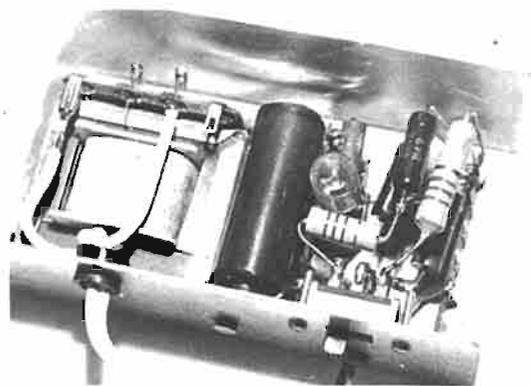
● Dévisser le noyau de L_1 , jusqu'à décrochage du pilote Q_x , puis le revisser en dépassant de 2 tours, le point de rentrée en oscillation. Coller ce noyau. Consommation sur témoin HF :

— Q_z enlevé : 7 mA environ.

— Avec Q_z : 30 à 40 mA selon la qualité des transistors.

● Supprimer le pont sur le AC187. Dessouder le témoin HF.

Il ne reste maintenant qu'à monter la platine HF dans le boîtier de l'émetteur, par l'intermédiaire des 4 entretoises soudées aux 4 coins du CI. Utiliser 4 boulons de 1,5 x 2 mm. Serrer for-



Disposition intérieure possible des éléments du chargeur à transfo 110-220 V.

tement pour assurer le contact de masse.

Terminer le câblage général de l'émetteur. L'ensemble doit être propre et clair. Le fil d'antenne, issu de L_5 , doit rejoindre la pièce de passage, au plus court, et le plus loin possible des fils des potentiomètres. Dernièrement, nous avons eu entre les mains, un émetteur mal câblé et qui accrochait furieusement. Il a suffi de réduire toutes les longueurs de connexions, en « aérant » le plus possible, pour retrouver le montage docile habituel !

L'émetteur terminé, munir l'oscillo du circuit mesureur de champ (Haut-Parleur n° 1243, p. 137). Déployer les antennes et constater le bon fonctionnement par l'observation du signal OP26. En tenant le boîtier le plus normalement possible, retoucher le 3/30 pF pour obtenir le maximum d'amplitude.

L_5 n'est pas munie de noyau lorsque l'antenne mesure 1,25 m (RD Toulouse). Mettre ce noyau si l'antenne est plus courte. Avec une antenne plus longue (1,50 m), il faudrait supprimer expérimentalement quelques tours, ou mieux mettre un noyau de laiton.

Nous déconseillons vivement les antennes accordées au centre, ou les antennes de 36 cm « miracle ». Et dans ce cas, nous ne garantissons plus rien ! (Mais alors, supprimer tout de même L_5).

Rentrer l'antenne et voir si, dans ces conditions, un accrochage n'apparaît pas. Le signal se brouille : retoucher dans ce cas, mais le moins possible, le 3/30 pF pour retrouver un signal pur. Ne pas se tracasser pour certains effets de main, sans conséquences pratiques.

B. — 27 MHz 700 mW.

Le processus de mise au point est absolument identique : témoin HF de 6 V 0,1 A entre A et le —, pont sur le AC187. On obtiendra les consommations avec la 6 V 0,1 A :

- Qz enlevé : 7 mA environ.
- Avec Qz : 70 mA environ.

Le témoin HF brille presque normalement.

C. — 72 MHz 500 mW.

Câbler en premier lieu l'étage pilote équipé du MM1613. (Ne pas changer de type). Le bobinage L_1L_2 doit être réalisé soigneusement, en se conformant aux données du n° 1338, p. 491. Le point 2 est vers le bas du mandrin, le 1 vers le haut. Positionner le noyau de façon qu'il dépasse de 3 à 4 mm. Régler l'ajustable 3/10 pF, au minimum de sa valeur. Souder une ampoule de 6 V 50 mA entre les points 3 et 4. Relier aux 12 V, en intercalant un milliampèremètre, 100 mA, par des connexions très courtes.

Le Qx enlevé, la consommation doit atteindre 50 mA environ. Placer le quartz (72 MHz direct, donc partiel 5). Tourner le noyau pour obtenir l'entrée en oscillation caractérisée par :

— Une baisse de la consommation à 20 mA environ.

— Le rougeoiment du témoin HF.

Si l'on n'obtient pas l'oscillation, augmenter petit à petit, la valeur du 3/10 pF, en recherchant à chaque fois, très lentement, l'accrochage. Attention : le MM1613 chauffe assez fortement lorsqu'il n'oscille pas. Lorsque le quartz est enlevé, il ne doit plus subsister de trace de HF : l'intensité remonte à 50 mA et ne varie pas lorsque l'on touche le boîtier du transistor. Sinon, diminuer la valeur du 3/10 pF. La valeur relevée sur plusieurs platines, varie de 3,9 pF à 4,7 pF. Il serait donc possible de remplacer cet ajustable par un condensateur fixe, choisi entre ces deux valeurs.

Quand le pilote fonctionnera convenablement, dessouder le thermique et finir le câblage du CI en montant le PA. Court-circuiter les points collecteur-émetteur du AC187. Souder une 6 V 0,1 A entre le pont antenne et le —. Relier aux 12 V, toujours avec le milliampèremètre. On devra certainement retoucher le réglage du noyau de L_1L_2 pour retrouver l'oscillation du pilote. La 6 V 0,1 A doit briller

quasi normalement. Le milliampèremètre indique 70 mA environ. On figurera le réglage du 3/10, conjointement à celui du noyau, jusqu'à obtenir la plus forte luminosité compatible avec un réglage souple et une absence d'oscillations, quartz enlevé.

Le couplage L_1L_2 est évidemment critique : au départ on le fera un peu lâche, puis on l'augmentera pour tirer le maximum d'énergie du pilote. Sur nos platines d'essai, la première spire de L_2 touche presque le point terminal de L_1 , ce qui, compte tenu de la forme hélicoïdale assez prononcée du bobinage, donne une distance « moyenne » de 1 mm environ.

Comme nous l'avons dit plus haut, il faut une alimentation à fils très courts, pour faire une mesure d'intensité valable, faute de quoi les conducteurs peuvent capter, même en fonctionnement sur le thermique, une HF telle que l'indication de l'appareil est absolument fantaisiste. Nous avons même réussi à faire dévier l'appareil « à l'envers ».

La même remarque est valable pour une mesure globale de l'intensité consommée par l'émetteur complet, chargé normalement par son antenne. Pour obtenir un résultat correct, il faut intercaler un petit milliampèremètre 0.100 mA, sans allonger les connexions, c'est-à-dire, quasiment placé dans le boîtier de l'émetteur. On obtiendra :

- Version 27 MHz 350 mW : 1 \approx 50 mA.

— Versions 27 MHz 700 mW et 72 MHz 500 mW : 1 90 mA. Ce qui nous garantit une autonomie de 6 heures environ avec les batteries de 250 mA/h en 350 mW et de 500 mA/h en 500 et 750 mW.

Ne pas oublier, avant de fermer l'émetteur, de régler le vumètre par l'intermédiaire de la résistance ajustable prévue. On amènera l'aiguille, presque en fin de course, avec une batterie sortant de charge. En vumètre HF, le réglage se fera avec les mêmes critères, en tenant l'émetteur normalement, antenne déployée.

F. THOBOIS.

RAPID-RADIO

Spécialiste du « KIT »
et de la pièce détachée

64, RUE D'HAUTEVILLE
PARIS (10^e)

ATTENTION
Nouveau magasin : REZ-DE-CHAUSSEE
TELEPHONE : 770-41-37

C.C.P. Paris 9486-55

Métro : Bonne-Nouvelle ou Poissonnière
Ouvert de 9 h à 13 h et de 14 h à 18 h 45
(sauf dimanche et lundi matin)

GRAND CHOIX DE PIECES DETACHEES ET D'ENSEMBLES DE TELECOMMANDE

AMPLI 10 W A TRANSISTORS

Distorsion < 2% à pleine puissance.

En kit 65,00 - Monté 80,00

BOITE A RELAIS. Commande par émetteur digital, se branche simplement à la place d'un servo et permet d'obtenir une commande « tout ou rien », 2 canaux.
En kit 105,00 - Montée 155,00

TESTEUR DE SERVO, mécanisme proportionnel, permet sur le terrain de contrôler n'importe quel servo-mécanisme. Sortie positive ou négative.
En kit 38,00 - Monté 50,00

AMPLI DE SERVO, positif ou négatif, dimens. : 17 x 17 x 9 mm.
En kit 67,00 - Monté 88,00

EMETTEUR proportionnel 1 à 6 voies entièrement à circuit intégré. Aucun réglage HF. Puissance 550 mW. Livrable en 2 fréquences commutables permettant de changer de fréquence en vol lors d'une perturbation ou interférence, et d'éviter ainsi tout « crash » intempestif. Platine nue époxy sans quartz :
En kit 215,00 - Montée 295,00

Avec boîtier et accessoires, manche, antenne, vu-mètre, etc. 479,00
En ordre de marche 679,00

SIRÈNE ÉLECTRONIQUE 5 W
Pour bateau ou alarme
En kit 55,00 - Montée 69,00

RÉCEPTEUR DIGIFIX superhétérodyne, sensibilité 2 μ V, dimens. : 43 x 15 x 50.
En kit 100,00 - Monté 140,00

DÉCODEUR à circuit intégré, 1 à 6 voies, dimens. : 17 x 17 x 5.
En kit 115,00 - Monté 150,00

MINI-PERCEUSE ÉLECTRIQUE fonctionnant de 9 à 12 V 67,00

Nous sommes à votre disposition pour tous réglages de vos ensembles.

Dépositaire WORLD-ENGINES : dont nous pouvons maintenant vendre les ensembles par fractions.

Dépositaire TENCO

Documentation c. 4 F en timbres
« Service après-vente » RAPIDE
ET SERIEUX

REMISE SPECIALE POUR LES CLUBS
Expédition c. mandat, chèque à la commande, ou c. remboursement (métropole seulement), port en sus 7,50 F. Pas d'envois pour commandes inférieures à 20 F.

CENTRAL-TRAIN

81, rue Réaumur - PARIS (2^e)
C.C.P. LA SOURCE 31.656.95
En plein centre de Paris, face à « France-Soir »
M^e Sentier et Réaumur-Sébastopol
Tél. : 236-70-37

TOUT POUR LE MODELE RÉDUIT

(Train - Avion - Bateau - Auto)

Toutes les tournitures : bois, tubes colles, enduits, peintures, vis, écrous, rondelles, etc.

Nous vous recommandons en particulier :
CETTE PERCEUSE MINIATURE DE PRÉCISION



indispensable pour tous travaux délicats sur BOIS, MÉTAUX, PLASTIQUES
Fonctionne avec 2 piles de 4,5 V ou transformateur 9/12 V. Livrée en coffret avec jeu de 11 outils permettant d'effectuer tous les travaux usuels de précision : percer, poncer, fraiser, affûter, polir, scier, etc., et 1 coupleur pour 2 piles de 4,5 V (fco : 72 F) **69,00**

Supplément facultatif :
Support permettant l'utilisation en perceuse sensitive (position verticale) et tourne miniatur (position horizontale).
Prix **36,00**

Nouveau modèle, plus puissant avec 1 jeu de 30 outils. **124,00**
Prix (franco 127 F) **124,00**

Notice contre enveloppe timbrée
RENDEZ-NOUS VISITE
CONSULTEZ-NOUS
Le meilleur accueil vous sera réservé !

ENSEMBLE DE RADIOCOMMANDE POUR DÉBUTANT

NOUS vous présentons ici la description d'un ensemble émetteur et récepteur dont la réalisation pratique peut être entreprise sans crainte par un débutant ou toute personne n'ayant pas de connaissances spéciales.

En effet cet appareillage est simple et d'un prix de revient très réduit. Nous pouvons affirmer que s'il est correctement réalisé il fonctionne immédiatement et sans aucune mise au point difficile.

CARACTERISTIQUES GÉNÉRALES

Vous voyez en figure 1 cet ensemble émetteur et récepteur tel qu'il se présente lorsqu'il est prêt à l'emploi. Disons que sa portée est supérieure à 200 mètres (500 mètres dans les cas favorables), c'est dire qu'il convient pour la radiocommande de voiture ou de bateau.

En voici les caractéristiques principales.

Pour l'ensemble :

- Liaison haute fréquence sur 27,12 MHz ;
- Entièrement transistorisé ;
- Tous transistors au silicium ;
- Entièrement sur circuits imprimés, fournis prêts à l'emploi ;

Pour l'émetteur :

- En coffret métallique de $19 \times 6 \times 4$ cm ;
- Un seul transistor ;
- Alimentation par pile 9 V incorporée ;
- Puissance totale 540 mW ;
- Puissance haute fréquence rayonnée 120 mW ;
- Emission sur onde entretenue pure, non modulée ;

Pour le récepteur :

- Détection à super-réaction ;
- En coffret plastique de $90 \times 35 \times 30$ mm ;
- Poids 90 g ;
- Alimentation sur pile 9 V, extérieure à l'appareil ;
- Relais de sortie incorporé ;
- Fonctionne sur réception d'une onde pure ou d'une onde modulée.

EXAMINONS LES SCHEMAS

L'émetteur EMT2 :

Le schéma de principe de l'émetteur est représenté en figure 2. La tension d'alimentation est fournie par une pile de 9 V. Le bouton-poussoir coupe ou établit le circuit d'alimentation ; c'est l'élément de commande, qui per-

met d'envoyer à volonté des ordres plus ou moins longs. En fonctionnement, la pile se trouve shuntée par le condensateur de 47 nF qui évite que la résistance interne de

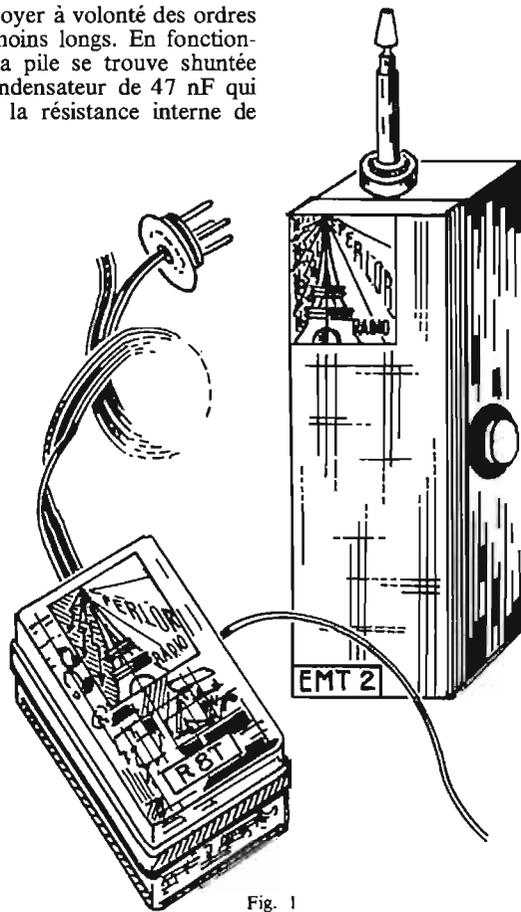


Fig. 1

la pile ne perturbe le fonctionnement de l'ensemble.

On utilise essentiellement ici un transistor haute fréquence de type NPN à fort gain ; il est monté en oscillateur Hartley, montage bien connu pour ses qualités de stabilité. Le bobinage L_1 et le condensateur de 10 pF constituent le circuit oscillant. C'est la valeur de ces deux éléments qui détermine la fréquence de l'onde émise. Le bobinage est pourvu d'un petit noyau magnétique se déplaçant

par vissage, et qui agit et règle la fréquence de l'émission.

Le couplage entre base et collecteur, devant nécessairement être réalisé dans tout montage oscillateur, est assuré ici par le condensateur de réaction de 33 pF. Le montage est stabilisé par la résistance de 33 Ω .

Comme on le voit, cet appareil destiné aux débutants est d'une extrême simplicité, gage d'une réussite assurée. S'il est correctement réalisé et avec du matériel

convenable, on peut dire qu'il fonctionne obligatoirement et à coup sûr.

Le récepteur R8T

Le schéma de principe du récepteur est représenté en figure 3.

Le premier étage fonctionne en détecteur à super-réaction, les 3 étages suivants fonctionnent en amplificateur.

Ici le potentiel de la base du 2N2926B est déterminé par le pont de résistances de 2 800 Ω , 3 300 Ω , et l'ajustable de 10 k Ω . La manœuvre de cette résistance ajustable polarise plus ou moins la base et provoque l'entrée en fonctionnement, ce que l'on dénomme « l'accrochage de la super-réaction », et ceci est très important.

Pour rester dans des notions essentiellement pratiques, disons que cet accrochage produit un signal, un bruit de souffle, qui est très bien perçu avec un simple casque à écouteurs. C'est ce signal qui est amplifié par les étages suivants et qui provoque le collage du relais final, ceci en absence d'émission. Le fait de recevoir l'émission provenant de l'émetteur a pour effet d'arrêter, de bloquer ce signal, ce qui a pour conséquence finale de décoller le relais. C'est ainsi que cet ensemble fonctionne.

Au moment de la mise en route, c'est l'action sur la résistance ajustable de 10k Ω qui provoque le fonctionnement de la super-réaction, et l'action sur le relais, qui reste collé en permanence.

L'accord du récepteur sur l'onde provenant de l'émetteur est obtenu en agissant sur le noyau magnétique de réglage qui se trouve à l'intérieur du bobinage d'accord L_1 .

La bobine d'arrêt est un modèle identique à celui qui se trouve sur l'émetteur. Le transformateur T175 est adaptateur d'impédance, primaire

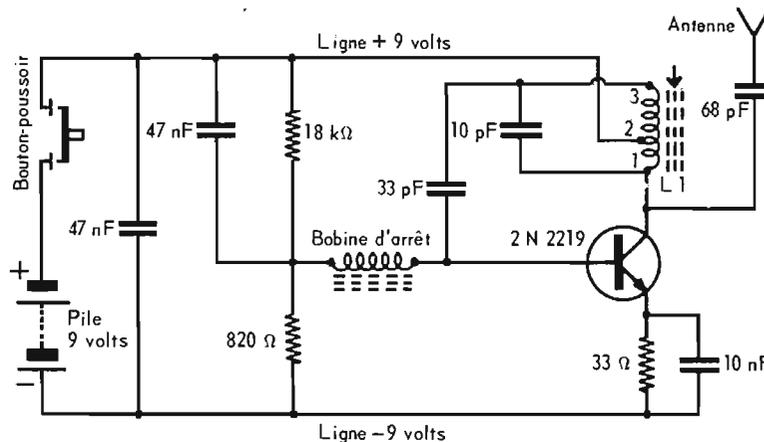


Fig. 2

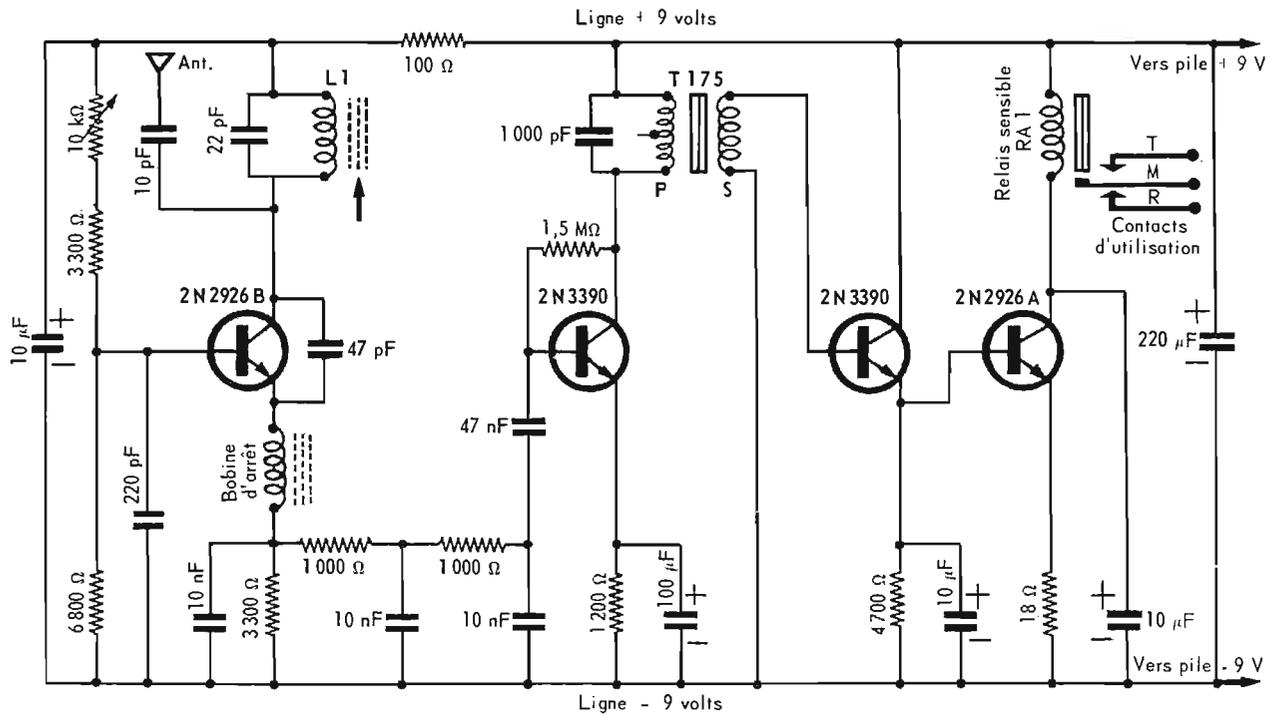


Fig. 3

et secondaire sont différents, leur branchement doit être observé et respecté.

MONTAGE ET CABLAGE

Pour l'émetteur

Pour faciliter la tâche de l'utilisateur, le câblage de chacun des deux appareils est effectué sur une plaquette de circuit imprimé, et ces deux plaquettes sont fournies prêtes à l'emploi, trous convenablement percés.

La figure 4 représente le câblage de la plaquette de l'émetteur.

La bobine d'arrêt est un petit élément de ferrite cylindrique L_1 qui comporte à l'intérieur quelques spires de fil nu. Le bobinage oscillateur L_2 est également fourni tout fait, pour faciliter la réalisation. Attention, noter que la prise médiane d'alimentation ne se trouve pas au milieu du bobinage. En d'autres termes la prise 2 se trouve plus près du point 1 que du point 3; ceci est important.

Nous avons représenté en figure 5 le détail de la mise en place de ce bobinage oscillateur, tel qu'il doit être relié au circuit imprimé. Nous vous rappelons qu'il faut décaper, gratter l'émail aux extrémités qui seront soudées.

Respecter évidemment le brochage du transistor, sous peine de destruction. Nous donnons plus loin le détail de ce brochage.

La figure 6 indique la mise en place des différents éléments de l'émetteur dans le coffret métallique.

La plaquette est fixée dans le fond du coffret, le côté cuivre du côté du fond. Elle doit en être éloignée de quelques millimètres; pour cela on perce un trou de 3 mm dans le fond, on place une

vis de 3×10 sur laquelle on visse un premier écrou, c'est lui qui va surélever la plaquette. On dispose la plaquette dessus, et on fixe par un second écrou.

L'antenne est un modèle télescopique de 1,25 m; elle est fixée au coffret par l'intermédiaire d'un isolateur en stéatite. L'antenne doit pouvoir entrer librement à l'intérieur du coffret, veiller à ce que rien ne gêne pour cela. Après mise en

place, relier l'extrémité du bobinage L_1 à la cosse d'antenne. Etablir les connexions entre la plaquette, le bouton et le bouchon de la pile. La pile est calée en bas par une petite équerre métallique laissant le libre passage à l'antenne.

Le courant débité par la pile est d'environ 60 mA, courant qui se réduit à quelques milliampères seulement si l'oscillation ne se produit pas.

Pour le récepteur

La figure 7 représente le câblage de la plaquette du récepteur.

Pour identifier les enroulements du transformateur T175, signalons que le primaire présente 3 fils, la prise médiane n'étant pas utilisée. Le bobinage L_1 est à confectionner soi-même. Pour cela, sur un mandrin isolant de diamètre 6 mm, on enroule 9 spires jointives de fil émaillé 3 dixièmes. Disposer cet enroulement à peu près vers le milieu du mandrin, pour faciliter ensuite le réglage au moyen du noyau de ferrite.

Le relais est disposé verticalement: dans la plaquette sont pratiqués les trous qui correspondent à ses broches. La bobine d'arrêt est identique à celle que nous avons décrite pour l'émetteur. Les sorties du récepteur se font par des fils de couleur qui facilitent le repérage et le branchement aux éléments extérieurs. Le coffret doit être percé convenablement pour laisser passer ces fils. Une légère épaisseur de mousse plastique est disposée dans le fond du coffret, sur lequel est posée la plaquette. Couvercle mis en place, un bracelet de caoutchouc tient très bien le tout.

L'antenne sort sur un fil souple que l'on relie ensuite à l'élément qui sert d'antenne à bord du modèle réduit. Ici rien de critique, ce peut être un morceau de fil quelconque de 80 cm environ, placé au mieux en fonction de la place et des moyens dont on dispose à bord.

Hors émission, en attente, le courant consommé est de 15 mA environ. L'appareil peut fonctionner sans aucune modification sur toute tension comprise entre 6 et 12 V, ce qui est très intéressant.

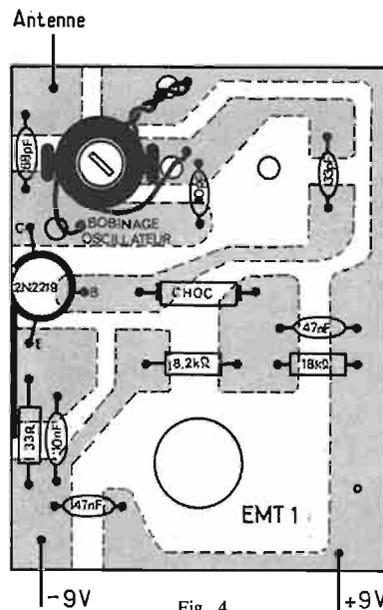


Fig. 4

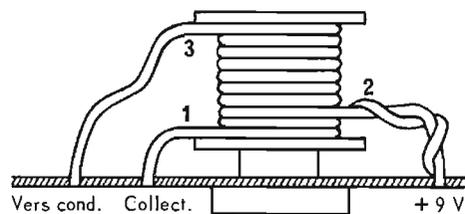
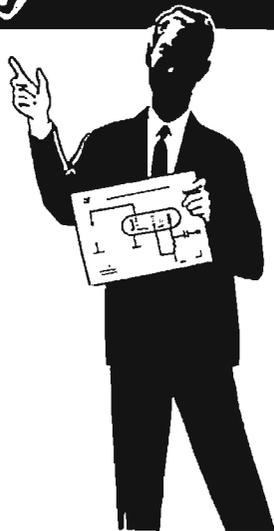


Fig. 5

1^{ère} Leçon gratuite



Sans quitter vos occupations actuelles et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez

LA RADIO ET LA TELEVISION

qui vous conduiront rapidement à une brillante situation.

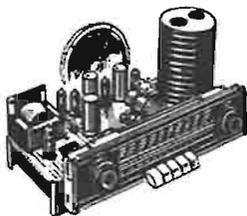
- Vous apprendrez Montage, Construction et Dépannage de tous les postes.

- Vous recevrez un matériel ultra-moderne qui restera votre propriété.

Pour que vous vous rendiez compte, vous aussi, de l'efficacité de notre méthode, demandez aujourd'hui même, sans aucun engagement pour vous, et en vous recommandant de cette revue, la

Première leçon gratuite!

Si vous êtes satisfait, vous ferez plus tard des versements minimes de 50 F à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment, vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.



Notre enseignement est à la portée de tous et notre méthode VOUS MERVEILLERA.

STAGES PRATIQUES SANS SUPPLEMENT

Documentation seule gratuitement sur demande.

Documentation + 1^{ère} leçon gratuite

- contre 2 timbres à 0,50 (France)
- contre 2 coup.-réponse (Etranger).

INSTITUT SUPERIEUR DE RADIO-ELECTRICITE

Etablissement privé
Enseignement à distance

27 bis, rue du Louvre - PARIS (2^e)
(Métro : Sentier)
Téléphone : 231.18.57

BIBLIOGRAPHIE

Vient de paraître

ÉMISSION D'AMATEUR EN MOBILE

par P. DURANTON

Ce livre est principalement consacré aux équipements d'émission et de réception en « Mobile ». Seuls les montages à transistors y sont étudiés ; de plus une place de plus en plus large est réservée aux circuits intégrés et aux possibilités de leur emploi.

L'auteur a voulu rendre facilement accessible aux débutants comme aux amateurs déjà chevronnés, la conception des schémas, le calcul de leurs éléments, la mise au point des matériels et cela dans le but d'assurer le maximum de satisfaction à tous ceux qui réaliseront certains des équipements proposés.

Ce livre qui contient la réalisation de 50 émetteurs et récepteurs et de 17 appareils de mesure, donne la description de circuits simples puis de montages complets, de fonctionnement sûr, puis de stations d'amateur et enfin d'équipements de trafic aux normes professionnelles ; des considérations sur les antennes et sur leurs adaptations, sur les différentes mesures et la possibilité de réaliser certains appareils de mesure simples, mais fort utiles quant à la mise au point des circuits électroniques, le problème des parasites et les brouillages, la réglementation actuellement en vigueur, puis un guide de trafic radio compléteront ce livre que nous espérons instructif et, si possible, utile quant à ses retombées.

En effet, un bon nombre de montages décrits s'appliqueront sans discrimination à l'émission d'amateur en « mobile », en « portable » et à toute une gamme d'équipements dépassant très largement le programme primitivement établi.

On a recherché également à décrire un maximum de petits montages ayant un rapport direct avec les stations mobiles mais aussi intéressants à connaître quant à leurs applications très larges dans le domaine de la radio.

Nous recommandons vivement à nos lecteurs cet ouvrage dont l'auteur a su décrire avec compétence des montages ultra-modernes, parfaitement au point et réalisables par tous.

Récepteurs mobiles. Émetteurs mobiles. Émetteurs-récepteurs mobiles. Stations portables ou mobiles. Antennes pour stations mobiles. Mesures. Parasites (MRM et QRN). Réglementation et les stations mobiles. Guide simplifié de trafic.

Ouvrage de 324 pages, format 145 x 210 mm broché, sous couverture laquée en couleurs, prix 38 F

En vente à La Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, Paris (10^e).

AU SERVICE DES AMATEURS RADIOMODELISTES

DEVIS

des pièces détachées et fournitures nécessaires au montage de L'ENSEMBLE DE RADIOCOMMANDE

EMETTEUR EMT2

- Coffret métallique, antenne télescopique, isolateur d'antenne 34,50
- Circuit imprimé, bouton, bobinage oscillateur, bobine d'arrêt 17,50
- Transistor et refroidisseur, pile et bouchon, résistances et condensateurs, fils et divers 18,50

Complet, en pièces détachées 70,50
Livré en ordre de marche 100,00

RECEPTEUR R8T

- Coffret plastique, circuit imprimé, relais sensible 25,00
- Jeu de transistors 17,00
- Mandrin, transformateur, bobine d'arrêt 10,20
- Résistances et condensateurs, fils et divers 18,80

Complet, en pièces détachées 71,00
Livré en ordre de marche 108,00

(Tous frais d'envoi pour l'ensemble : 8,00)



COMMANDE EN MULTICANAL

EMETTEUR ET RECEPTEUR 2 CANAUX

Cet ensemble a été décrit dans le numéro spécial « Radiocommande » de décembre 1970

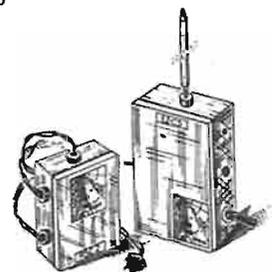
Ensemble émetteur et récepteur entièrement transistorisé, silicium, 72 MHz, sur circuits imprimés fournis prêts à l'emploi. Portée de l'ordre de 400 m.

Émetteur E.2. CS en coffret métallique de 10 x 7 x 4 cm. Antenne télescopique facultative. Oscillateurs H.F. et B.F. stabilisés. Bobinage H.F. imprimé.

Récepteur RSC 2 en coffret métallique de 75 x 55 x 35 mm. Poids 120 g. Sélection par filtres. Relais incorporés. Sur pile 9 volts.

Toutes pièces détachées E2 CS RSC 2
En ordre de marche 131,00 132,00 190,00 190,00

Accessoirement :
Antenne télescopique à fiche 13,00
(Tous frais d'envoi pour l'ensemble 6,00)



ENSEMBLE EMETTEUR ET RECEPTEUR 4 CANAUX AVEC EXTENSION POSSIBLE EN 8 CANAUX

Liaison HF sur 72 MHz. Tout transistors au silicium. Entièrement sur circuits imprimés fournis prêts à l'emploi. Portée sol-air de plusieurs km, assurant une très grande sécurité.

Émetteur EST.4 :
Coffret métallique. Antenne télescopique. Alimentation par pile ou accu sous 12 ou 18 volts. Puissance 850 mW à 2 W. Emission HF stabilisée par quartz.

Récepteur RSC.4 :
Super-réaction. Sélection par filtres BF. En coffret métallique. Alimentation par pile 9 V ou par accu 8,4 V.

(Tous frais d'envoi par ensemble : 8,00)

RECEPTEUR DE CONTROLE MT 3

dit également « Mouchard de terrain »
Petit récepteur ayant pour but d'écouter les émissions qui se produisent sur les deux bandes 27 et 72 MHz. Il permet de s'assurer si des émissions para-

sites n'ont pas lieu dans le voisinage qui risqueraient de perturber fâcheusement le récepteur et le comportement du modèle réduit. Il constitue également un contrôle de fonctionnement permanent, car il permet d'entendre les signaux issus de votre propre émetteur pendant toute la durée des évolutions.

En pièces détachées 123,00
En ordre de marche 165,00

Toutes les pièces détachées de nos ensembles peuvent être fournies séparément. Tous nos ensembles sont accompagnés d'une notice de montage qui peut être expédiée pour étude préalable contre 3 timbres-lettre.

POUR VOTRE DOCUMENTATION, NOUS VOUS PROPOSONS :
- Notre nouveau Catalogue spécial « RADIOCOMMANDE », indispensable aux Radiomodélistes, contre 2,50 F en timbres ou mandat.
- Notre DOCUMENTATION GENERALE qui contient le catalogue ci-dessus et la totalité de nos productions (appareils de mesure, pièces détachées, librairie, etc.). Envoi contre 5 F en timbres ou mandat.

PERLOR ★ RADIO

Direction : L. PERICONE

25, RUE HEROLD, PARIS (1^{er})

M^o : Louvre, Les Halles et Sentier - Tél. : (CEN) 216-65-50
C.C.P. PARIS 5050-96 - Expéditions toutes directions
CONTRE MANDAT JOINT A LA COMMANDE
CONTRE REMBOURSEMENT : METROPOLE SEULEMENT
(frais supplémentaires : 4 F)
Ouvert tous les jours (sauf dimanche)
de 9 h à 12 h et de 13 h 30 à 19 h

LE MAGNÉTOPHONE SHARP RD717

La platine d'enregistrement-lecture Sharp RD717 constitue une solution élégante et conseillée à tous ceux qui, possédant une chaîne Hi-Fi de qualité, désirent étendre leur possibilité d'écoute. Cet adaptateur d'enregistrement stéréophonique rassemble en effet les tout derniers perfectionnements techniques 4 pistes, trois vitesses, trois moteurs et système d'enregistrement et de lecture dans les deux sens de défilement de la bande (« auto-reverse »).

C'est dire que le RD717 Sharp convient à toutes les utilisations, enregistrements monophoniques, stéréophoniques, trucages, duo-play, enregistrements son sur son.

de la figure 2 donne le détail complet ainsi que l'emplacement de toutes ces commandes regroupées sur la face avant.

1. — Commutateur de fonctions.
2. — Palpeur de tension de la bande.
3. — Blocage des bobines par vis.
4. — Bobine gauche.
5. — Bouton de remise à zéro.
6. — Compteur à 4 décimales.
- 7 et 8. — Protection des têtes.
9. — Bobine droite.
10. — Sélecteur des vitesses.
11. — Touche « stop ».
12. — Contacteur mise en service.
13. — Voyant lumineux.

trois moteurs. Plusieurs vitesses de défilement sont réalisées à l'aide du sélecteur principal 4,75 cm/s, 9.5 cm/s et 19 cm/s.

Les fonctions de reboinage avant et arrière sont obtenues par deux moteurs spéciaux conférant une grande vitesse de reboinage, 70 secondes pour une bobine de 18 cm.

Le système d'enregistrement/lecture « auto-reverse » nécessite l'emploi d'un cabestan central. L'entraînement est assuré par un moteur synchronisé à quatre pôles. Ce type de moteur présente l'avantage d'avoir une vitesse de rotation constante avec la fréquence et

variant très peu avec la fluctuation de la charge.

Comme sur les mécaniques de qualité les commandes principales sont asservies par des dispositifs électromécaniques. Par ailleurs un très sérieux système de sécurité d'effacement a été prévu. Des régulateurs de tension de bande ou « palpeurs » réduisent le pleurage que le constructeur annonce pour cette platine à 0,07 % WRMS à 19 cm/s.

SYSTEME « AUTO-REVERSE »

Le système « auto-reverse » se généralise de plus en plus dans les



Fig. 1

PRESENTATION

La platine aux lignes harmonieuses, de présentation très sobre, peut largement trouver sa place dans un meuble à éléments ou à côté d'une platine de tourne-disques. Les dimensions hors-tout de l'appareil sont réduites et de 429 mm x 153 mm x 488 mm. L'appareil peut fonctionner horizontalement et verticalement (Fig. 1).

Toutes les commandes s'effectuent à l'aide d'un clavier à 6 touches très souple. Lorsque l'appareil est mis en service deux grands vu-mètres sont éclairés. Le croquis

14. — Touche canal 1.
15. — Sortie casques.
16. — Touche canal 2.
17. — Touche défilement (droite vers la gauche).
18. — Position défilement accéléré.
19. — Vu-mètre canal 2.
20. — Défilement (gauche vers la droite).
21. — Vu-mètre canal 1.
22. — Volume canal 2.
23. — Volume canal 1.
24. — Entrée micro canal 2.
25. — Entrée micro canal 1.

Partie mécanique, il s'agit d'une platine très robuste équipée de

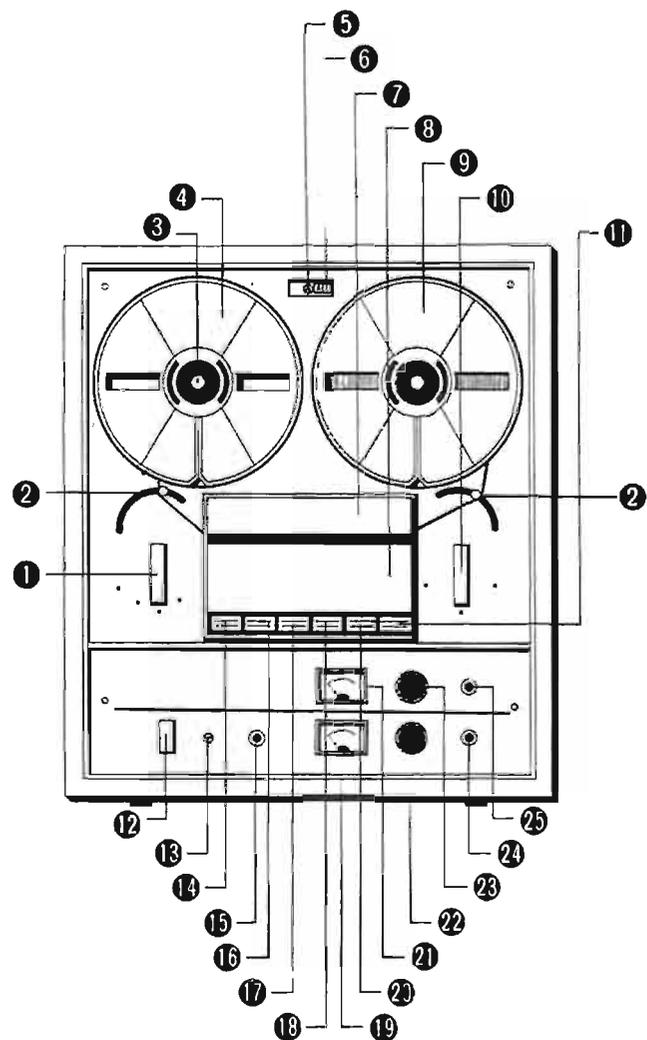


Fig. 2

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Elles s'avèrent excellentes et sont principalement liées à l'emploi d'une mécanique soignée de grande précision et l'utilisation de transistors silicium. Les performances du magnétophone Sharp RD717 sont donc les suivantes :

- Alimentation : 110/200/220/240 V 50 et 60 Hz.
- Type : 4 pistes, 2 canaux stéréophoniques.
- Diamètre admissible des bobines 18 cm.
- Equipé 3 moteurs.
- 4 têtes : deux enregistrement/lecture ; deux effacement.
- Pleurage et scintillement 0,07 % WRMS à 19 cm/s.
- Rapport signal/bruit : 53 dB.
- Distorsion harmonique : 1,5 % max.
- Réponse en fréquence : 25 à 18 000 Hz à 19 cm/s.
- Effacement : 96 kHz ; 60 dB min.
- Séparation des canaux : 60 dB min.
- Entrées : prise RCA : microphone - 67 dB/ 10 k Ω . Ligne - 10 dB/470 k Ω . Prise DIN : 30 mV/80 k Ω .
- Sorties : prise RCA : ligne - 6 dB/50 k Ω . Casque : 0,1 mW/8 Ω . Prise DIN : - 6 dB/50 k Ω .
- Dimensions : 429 mm x 153 mm x 488 mm.
- Poids : 20 kg.

POSSIBILITES D'UTILISATION

Les possibilités d'utilisation du magnétophone Sharp sont nombreuses :

- Enregistrement et lecture en 4 pistes en mono et en stéréo.
- Enregistrement son sur son ou multiplay. C'est-à-dire un double enregistrement sur une seule piste d'une bande précédemment enregistrée et la possibilité par exemple pour une seule personne de jouer de plusieurs instruments. L'appareil comporte à cet effet un contacteur spécial « son sur son ».
- Enregistrement en longue durée sans intervention manuelle grâce au système automatique « auto-reverse ». Arrêt automatique avec coupure de l'alimentation de l'ensemble en cas de rupture de la bande.
- Par ailleurs tous les trucages ou montages particuliers peuvent être réalisés.

CONCLUSION

Le magnétophone Sharp RD717 est un appareil de bonne classe, au rapport qualité/prix bien placé, au rapport prix/possibilités extrêmement intéressant. Sa présentation très soignée, ses perfectionnements techniques nombreux, ses possibilités d'utilisation très étendues permettent son intégration dans une chaîne Hi-Fi de classe.

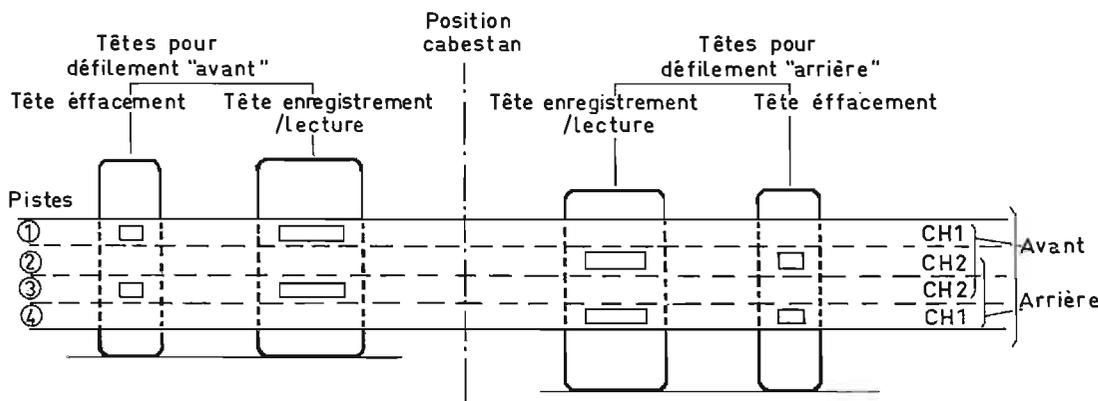


Fig. 3

magnétophones modernes de qualité. Ce dispositif permet en effet l'utilisation totale de toutes les pistes sans qu'il soit nécessaire de retourner la bande.

La partie mécanique se complique alors, et nécessite l'emploi d'un cabestan central, d'un système automatique d'inversion du défilement de la bande et par conséquent de deux jeux de têtes d'enregistrement/lecture et d'effacement. Comme l'illustre le schéma de la figure 3, les deux jeux de têtes sont disposés de telle sorte que selon le sens de défilement l'exploration des quatre pistes soit réalisée.

Quant au procédé d'inversion du sens de défilement, il est commandé par l'insertion d'une partie conductrice sur la bande de faible dimension de 1 à 2 cm qui établit une liaison lorsqu'elle passe en regard d'une prise de contact. Il s'agit d'un dispositif de commande par partie argentée analogue à celui utilisé sur les lecteurs de cartouches Lear Jet pour automobile.

Pour une inversion manuelle du sens de défilement il suffit d'enfoncer la touche Backward (défilement de la droite vers la gauche), la touche Fast (rapide) étant relevée.

Le système « auto-reverse » permet d'augmenter la durée des enregistrements sans intervention manuelle de la part de l'opérateur. Ainsi il est possible selon les vitesses de défilement et une longueur de bande de 360 m d'obtenir à 19 cm/s en stéréo 1 heure, en mono 2 h ; à 9,5 cm/s, stéréo 2 h, mono 4 h ; à 4,8 cm/s, stéréo 4 h, mono 8 h.

LA PARTIE ELECTRONIQUE

En raison de sa complexité nous n'avons pu la représenter ici ; elle fait appel à pas moins de 15 transistors et 4 diodes. Deux préamplificateurs d'enregistrement/lecture, deux amplificateurs de sortie pour casque, un oscillateur d'effacement et une alimentation stabilisée sont utilisés.

Chaque préamplificateur d'enregistrement/lecture comprend au total quatre transistors. Des filtres éliminant la distorsion de modulation sont employés. Ces transistors montés en cascade sont dotés de

circuits de contre-réaction évidemment différents suivant qu'il s'agit d'enregistrement à 19 cm/s ou à 9,5 cm/s.

Plusieurs commutateurs mis alternativement en service permettent de passer directement aux fonctions enregistrement ou lecture.

L'oscillateur équipant la platine Sharp RD717 est un montage collecteur push-pull ce qui garantit un niveau de fréquences harmoniques très faible et un facteur de distorsion réduit en raison de la qualité de la forme de l'onde HF délivrée.

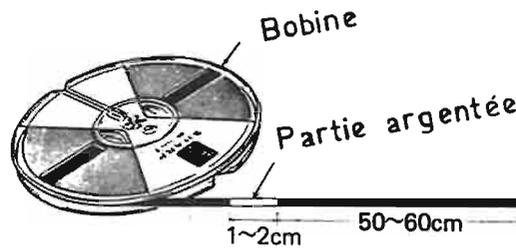


Fig. 4

Ces circuits sont propres à assurer une réponse en fréquences de 25 à 18 000 Hz à 19 cm/s avec un rapport signal/bruit de 53 dB.

Les entrées sur chaque préamplificateur sont au nombre de deux, entrée microphone - 67 dB/10 k Ω et entrée ligne - 10 dB/470 k Ω .

Deux sorties sont également prévues par canal : sortie vers amplificateur - 6 dB/50 k Ω et sortie 0,1 mW sur 8 Ω pour casque en utilisant l'amplificateur de vu-mètre et casque supplémentaire à deux transistors.

La fréquence des oscillations haute-fréquence se situe autour de 96 kHz. Le niveau de la tension HF de prémagnétisation est dosé selon la vitesse de défilement de la bande adoptée.

L'alimentation est du type redressement double alternance suivie d'un filtrage électronique à transistor assurant l'élimination des tensions parasites résiduelles.

Un transformateur d'entrée permet l'utilisation de l'appareil sur n'importe quel réseau de distribution en 50 ou 60 Hz.

CE MATÉRIEL EST NOTAMMENT EN VENTE :

PLATINE MAGNÉTOPHONE

SHARP-RD717 semi-professionnelle

3 moteurs - 4 têtes
Enregistrement et lecture
dans les 2 sens.
Commutation par relais.

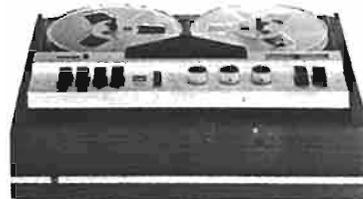
PRIX EXCEPTIONNEL :

1 995 F

**AUDIOCLUB
RADIO-STOCK**

PLATINE MAGNÉTOPHONE

DUAL CTG29 3 têtes magnétiques - 2 vitesses



PRIX PROMOTION 1 050 F
Quantité limitée

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

GÉNÉRATEUR BF A TROIS TRANSISTORS

Beaucoup de générateurs BF plus ou moins compliqués ont été décrits dans les colonnes du Haut-Parleur. Cependant celui-ci, pour sa simplicité et ses applications multiples, peut retenir l'intérêt d'un bon nombre de lecteurs.

Il s'agit en effet d'un générateur à fréquence fixe qui peut rendre les plus grands services au point de vue dépannage ou bien pour apprendre le code morse. Ce générateur qui peut délivrer une tension maximale de 2 V eff., a fait par ailleurs l'objet d'une description dans l'excellente revue Radio-Bulletin de décembre 71.

SCHEMA DE PRINCIPE

La figure 1 présente donc le schéma de principe de ce générateur à trois transistors. Le premier transistor T_1 monté en oscillateur à réseau déphaseur RC constitue le cœur de ce montage. La fréquence de cet oscillateur est rendue légèrement réglable à l'aide d'une résistance variable R_1 .

L'utilisation d'un réseau résistances, capacités déphaseur nécessite un amplificateur de gain élevé, c'est la raison pour laquelle le premier transistor est monté en amplificateur à émetteur commun. Il convient pour T_1 de choisir un transistor de bonne performance avec un $\beta > 100$. En effet avec ce montage le transistor possède une impédance de sortie collecteur relativement élevée vis-à-vis de l'impédance d'entrée faible de la base. On a donc été obligé de tenir compte de cette considération pour la détermination des éléments du réseau de réaction de la figure 1 et notamment sur la valeur des résistances de la sortie du collecteur à l'entrée de la base.

D'autre part afin de respecter les conditions de travail du transistor T_1 en fonction de son réseau de caractéristiques, on polarise la base de ce dernier au moyen d'une résistance R_3 de 1,5 M Ω .

Au niveau du collecteur grâce à R_4 faisant office de charge collecteur et à l'aide de C_4 , les tensions de sortie sont appliquées à un deuxième étage pré-amplificateur.

Il s'agit également d'un montage type émetteur commun. L'entrée s'effectue donc sur la base par l'intermédiaire de R_5 évitant tous les risques de saturations risquant de provoquer une déformation du signal de sortie. Un pont de polarisation R_6 - R_7 fixe le point de repos de T_2 dans la zone d'amplification adéquate.

Dans le circuit d'émetteur on dispose d'une cellule de contre-réaction R_9 série R_{10} - C_5 parallèle. La liaison de T_2 avec T_3 se fait directement du collecteur à la base grâce à l'utilisation de la résistance R_8 . L'étage T_3 est du type collecteur commun et pour satisfaire à ces conditions de fonctionnement on insère dans le circuit émetteur une résistance de charge R_{11} tandis que le collecteur est relié à la ligne positive.

Les tensions de sortie sont prélevées au niveau de l'émetteur par l'intermédiaire du condensateur C_6 et envoyées vers R_{12} ajustable destinée à régler le niveau de sortie du générateur. Cet étage T_3 sert de « tampon » et évite de faire accrocher le circuit oscillateur T .

En fonction de la valeur adoptée pour les condensateurs C_1 , C_2 et C_3 la fréquence d'oscillation du générateur est donnée par l'abaque

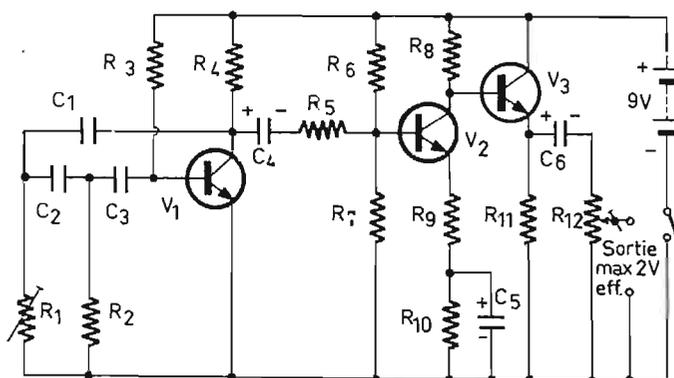


Fig. 1

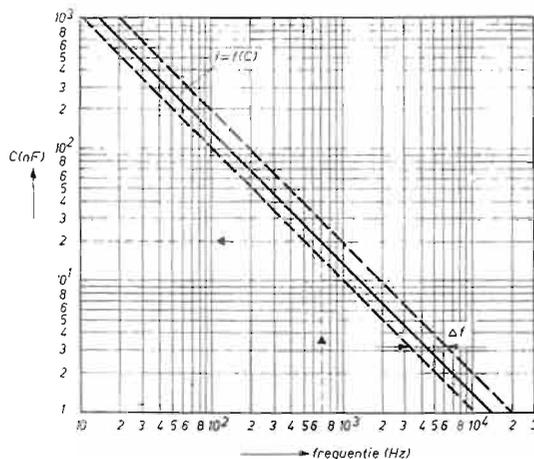


Fig. 2

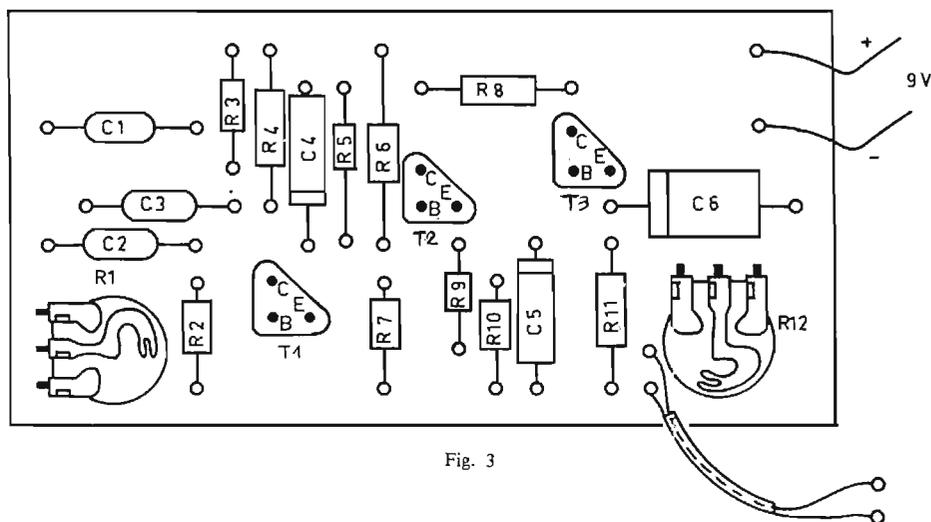


Fig. 3

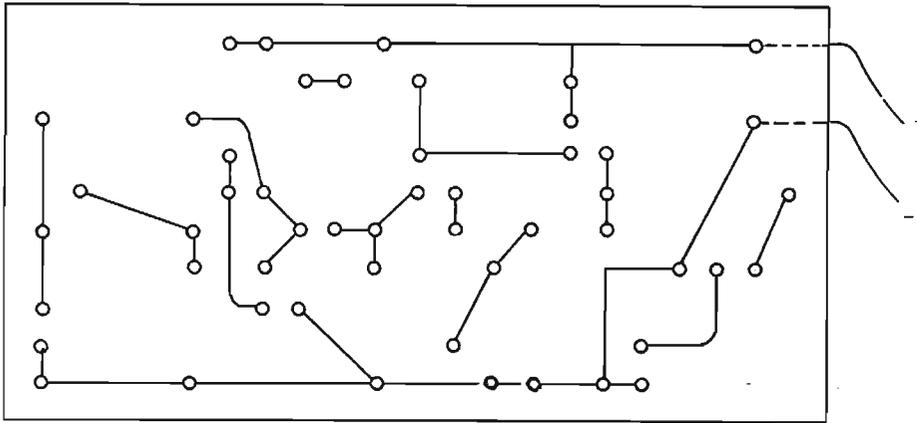


Fig 4

qui a été dressée à la figure 2. La manœuvre de R_1 assure la plage de variation Δf délimitée par les lignes pointillées.

Enfin l'alimentation s'effectue très simplement à l'aide d'une pile 9 V du type miniature, la consommation restant pratiquement insignifiante.

REALISATION PRATIQUE

Plusieurs méthodes de réalisations peuvent être envisagées en raison du faible nombre de composants utilisés; barrettes relais à cosses, plaquettes à cosses, carte

veroboard ou bien plaquettes perforées avec pastilles cuivrées. Cette dernière solution est la plus séduisante car elle présente le minimum de préparation et autorise la miniaturisation au même titre qu'un véritable circuit imprimé.

La figure 3 présente une disposition possible d'implantation des éléments sur une carte à pastilles cuivrées perforées de 110 mm x 55 mm. Tous les composants sont disposés « à plat », toutefois selon les valeurs choisies dans le tableau de la figure 2 pour C_1 , C_2 et C_3 , on peut monter ces derniers verticalement sans difficultés.

La figure 4 présente les diverses liaisons à réaliser entre les composants. Ces dernières figures sont données à l'échelle; si l'on ne dispose pas de plaquettes spéciales, on peut découper ces figures, les coller sur une plaquette de bakélite ou isorel et procéder à un contre perçage. Il suffit ensuite, avec l'excédent de connexions des composants d'effectuer les différentes liaisons conformément à la vue de dessous.

LISTE DES COMPOSANTS

- R_1 : 10 k Ω ajustable.
- R_2 : 1,2 k Ω 1/2 W.

- R_3 : 1,5 M Ω 1/2 W.
- R_4 : 2,2 k Ω 1/2 W.
- R_5 : 18 k Ω 1/2 W.
- R_6 : 47 k Ω 1/2 W.
- R_7 : 10 k Ω 1/2 W.
- R_8 : 5,6 k Ω 1/2 W.
- R_9 : 680 Ω 1/2 W.
- R_{10} : 1 k Ω 1/2 W.
- R_{11} : 1,2 k Ω 1/2 W.
- R_{12} : 4,7 k Ω à 10 k Ω ajustable.

C_1, C_2, C_3 (voir tableau) condensateurs plaquettes « Cogéco ».

- C_4 : 10 μ F/16 V.
- C_5 : 10 μ F/16 V.
- C_6 : 100 μ F/16 V.
- T_1 : BC107C ou BC109C (grand gain).

T_2, T_3 : BC107A ou BC109A.

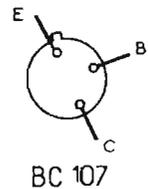
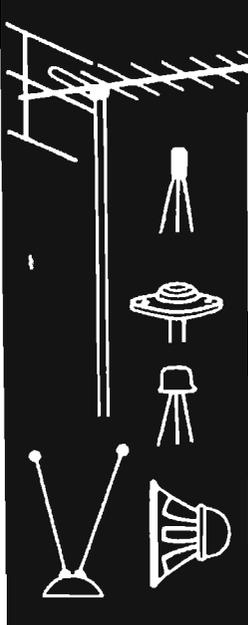


Fig 5



LYON RHONE ALPES

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

DISTRIBUTEUR

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

(Nous n'expédions pas de catalogue)



TOUT POUR LA RADIO

66 COURS LAFAYETTE - LYON 3^e - PARKING TEL 60.26.23

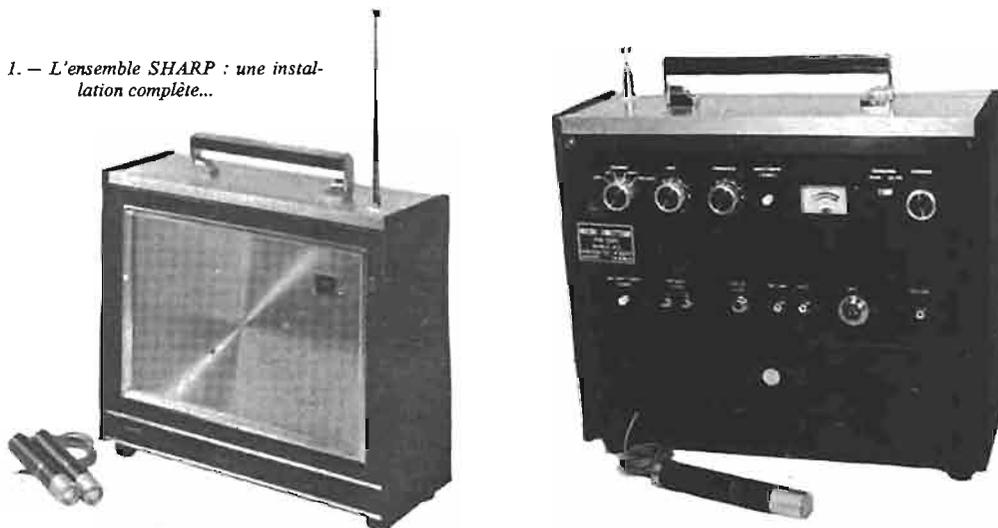
AMATEURS ET PROFESSIONNELS : CONSEILLERS TECHNIQUES

L'ENSEMBLE SHARP PW200/WMH43

Une installation complète de micro sans fil

Le cordon qui relie le microphone à l'amplificateur constitue, pour les animateurs, les conférenciers, et les gens du spectacle, un élément particulièrement gênant. Non seulement, il limite les déplacements de l'utilisateur, mais il est exposé à toutes sortes d'accidents fâcheux, comme des ruptures de conducteur ou de masse, à cause des mouvements mécaniques auxquels il est soumis. Le micro sans fil est la solution parfaite à tous ces problèmes. La firme japonaise Sharp produit un équipement de ce type, très bien conçu, présentant de nombreux avantages, parmi lesquels un prix d'achat assez peu élevé figure en bonne place.

Fig. 1. — L'ensemble SHARP : une installation complète...



COMPOSITION DE L'ENSEMBLE

Une installation complète de « micro sans fil » se résume, en pratique, à un ensemble émetteur-récepteur. Certains impératifs conditionnent la présentation des circuits. C'est ainsi que l'émetteur doit être très peu encombrant, afin de ne pas gêner l'utilisateur. L'équipement SHARP comprend ces deux parties, bien entendu, mais il constitue en fait un équipement bien plus complet, puisqu'on y trouve :

- un microphone proprement dit,
- un émetteur en modulation de fréquence,
- un récepteur,
- un amplificateur avec haut-parleur,
- un ensemble d'alimentation.

Le tout est groupé en deux éléments qui sont le micro-émetteur, et le récepteur-amplificateur.

DESCRIPTION TECHNIQUE

Nous allons donc étudier successivement l'émetteur, puis le récepteur amplificateur, afin de voir l'ensemble de l'équipement, ainsi que le montre la figure 1.

Le micro-émetteur :

Dans un boîtier tubulaire de 145 mm de longueur et de 23 mm de diamètre, est inclus l'ensemble complet d'émission, soit dans un encombrement de microphone ordi-

naire. Le schéma de cet appareil est donné en figure 2. Pour arriver à une telle miniaturisation, il a été fait appel à un circuit intégré. L'émission est faite en modulation de fréquence. Le premier transistor est oscillateur, et l'étage fonctionne sur une fréquence qui varie grâce à la capacité du microphone. Autrement dit, l'étage oscillant produit une fréquence fixe, dans la bande des 18 MHz, et les écarts nécessaires à la modulation en fréquence sont produits par les variations du circuit capacitif obtenu par le microphone, et un condensateur variable. La figure 3 nous montre d'ailleurs une vue simplifiée de cette disposition technique un peu particulière.

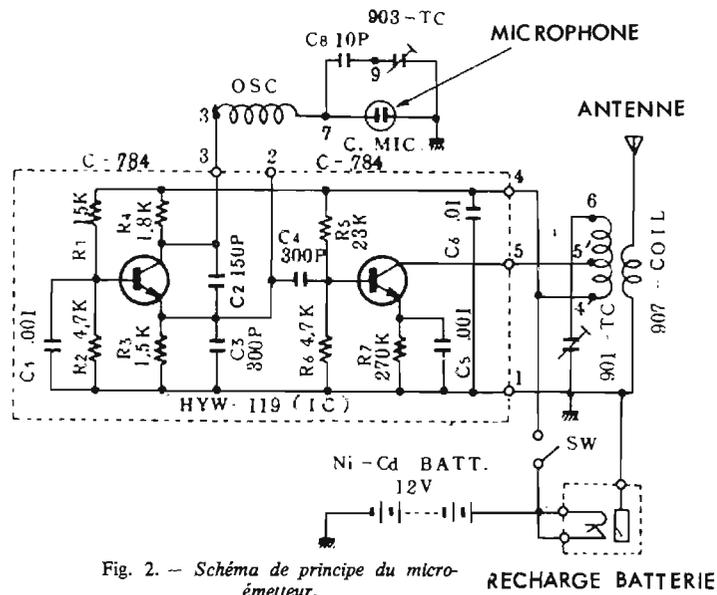


Fig. 2. — Schéma de principe du micro-émetteur.

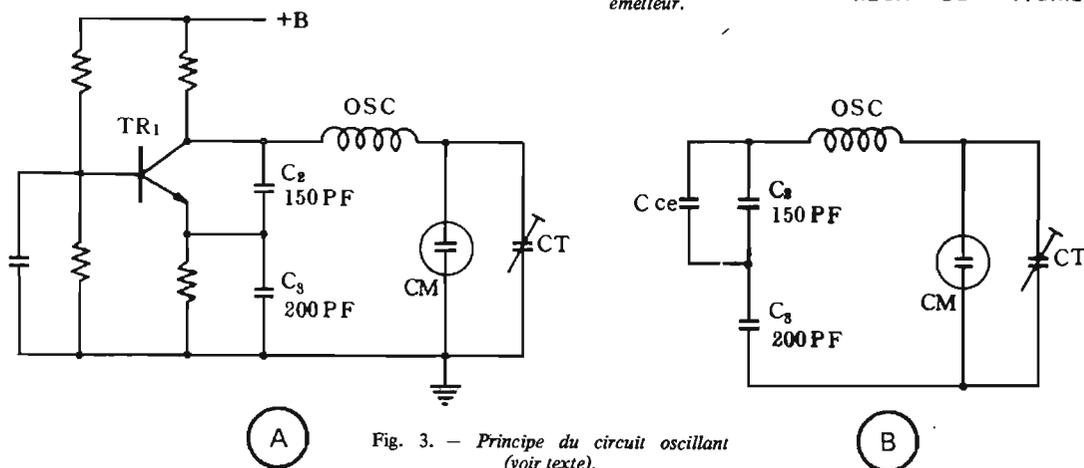


Fig. 3. — Principe du circuit oscillant (voir texte).

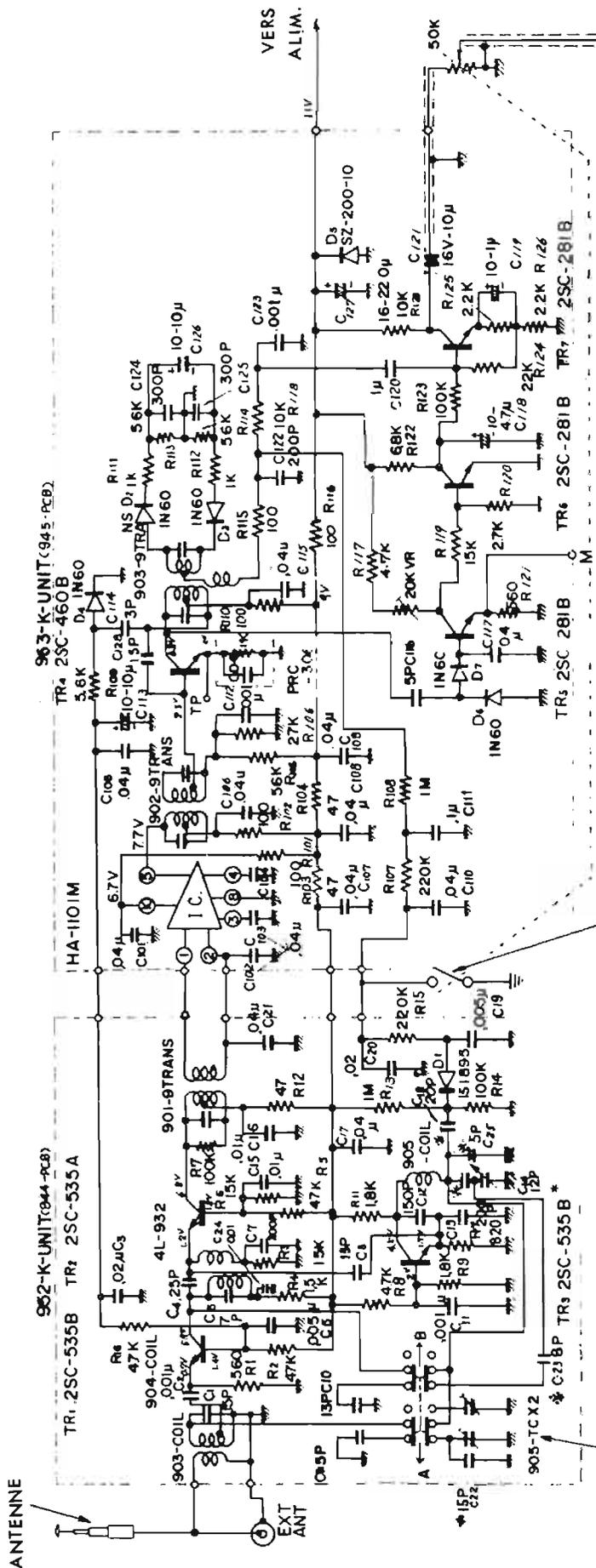


Fig. 4. — La partie réceptrice. Les transistors TR5, TR6 et TR7 sont des préamplificateurs.

(En A, on a le circuit complet, et en B, le circuit résonant par lui-même, que l'on peut retrouver sur le schéma de principe général.)

Cette disposition intéressante est choisie pour plusieurs raisons :

- 1° Elle permet une assez grande stabilité pour un équipement qui ne doit en aucun cas varier. La modulation de fréquence permet en outre une meilleure restitution de bande passante BF.
- 2° Ce dispositif constitue un ensemble extrêmement compact.

Le second étage est à la fois amplificateur et doubleur, de manière à émettre sur la fréquence de 36,4 MHz, comme cela doit obligatoirement être le cas, pour les appareils homologués. La production d'une fréquence de 18 MHz que l'on double ensuite permet d'améliorer également la stabilité de l'oscillateur.

La sortie du second étage est envoyée sur un bobinage primaire, alors que le secondaire est relié directement à l'antenne.

L'ensemble du circuit électronique étant entièrement inclus dans le circuit intégré, l'encombrement est extrêmement réduit, et la possibilité subsiste donc d'inclure l'alimentation de l'ensemble dans le corps tubulaire. Cette alimentation est constituée par une batterie cadmium-nickel, que l'on recharge en la branchant par un jack spécial sur une prise prévue à cet effet, située parmi les commandes de l'ensemble récepteur.

Une autonomie suffisante de fonctionnement est obtenue grâce à cette alimentation. La puissance de cet émetteur est de 1 mW, ce qui est très largement suffisant, puisque l'émission, pour rester réglementaire, ne doit pas dépasser les limites d'une propriété où il est utilisé.

Le récepteur-amplificateur

Cette seconde partie est un peu plus encombrante, puisqu'elle se loge dans un coffret gainé noir de 36 x 30 x 128 mm, qui pèse en tout 5 kg.

Le récepteur proprement dit se compose d'une tête HF qui reçoit la fréquence que le micro-émetteur utilise, avec un collecteur d'ondes constitué par une antenne fouet télescopique escamotable. L'étage des moyennes fréquences se caractérise par l'emploi d'un circuit intégré, suivi d'un étage à transistor, précédant directement l'étage de détection. On voit, là encore, quelles simplifications intéressantes on peut obtenir grâce aux circuits intégrés. Cela se traduit en pratique par un montage moins encombrant, un câblage plus rapide, et sans erreur, ni mauvais réglage et par conséquent, par une fiabilité plus grande, et par un prix de revient moins élevé.

Un circuit d'amplification d'égalisation suit la détection, équipé de trois transistors en émetteurs communs. Ainsi est-il possible d'avoir un niveau de sortie pouvant être mélangé, sur l'amplificateur incorporé à l'appareil, avec une autre source « à fil ».

Le schéma de la partie réceptrice est donné en figure 4.

L'amplificateur proprement dit (fig. 5) est conçu comme n'importe quel amplificateur classique à transistors, et l'examen de son schéma en dira plus que toute autre description. Nous noterons simplement deux points particuliers à l'installation décrite :

1° L'arrivée du signal BF en provenance du micro-émetteur se fait sur la base du second transistor.

2° La sortie « rec-out » pourra être utilisée pour un magnétophone, par exemple, mais aussi et surtout pour un amplificateur extérieur, dans les cas où les 6 watts disponibles ne suffiraient pas. De ce fait, cet équipement SHARP est adaptable à n'importe quelle sonorisation déjà existante, de même qu'il est utilisable de façon totalement autonome.

L'alimentation générale de l'ensemble (fig. 6) se compose d'un transformateur abaisseur, d'un pont redresseur, et de circuits de filtrage. Il est à remarquer que cette alimentation joue également le rôle de chargeur pour la batterie miniaturisée du micro-émetteur, et qu'elle est équipée d'un dispositif de contrôle qui permet de surveiller les piles ou batteries utilisées, soit sur le récepteur, soit sur le micro-émetteur.

Les caractéristiques techniques de cet amplificateur-récepteur sont les suivantes :

Alimentation : 100/110/120/200/220 et 240 volts. 12 volts continu (piles ou extérieur).

Consommation : En alternatif, 20 VA. Courant en continu sans signal 100 mA (± 5 mA) ; avec signal 450 mA (± 5 mA).

Circuit de recharge du micro : Tension nominale : 13,5 v ; courant nominal 12 mA - 25 mA.

Unité réceptrice :

- 1° Fréquence de réception 36,4 MHz ± 0,3 MHz.
- 2° Sensibilité 1 µV/m.
- 3° Réjection image 25 dB.
- 4° Bande passante 150 HZ - 4 dB
1 KHZ - 0 dB ± 1 dB
10 KHZ - 5 dB
- 5° Distorsion > 3 %.
- 6° A.F.C. ± 400 KHZ.

Unité amplificatrice :

- Sensibilité mic - 68 dB ± 2 dB
- Sensibilité aux - 15 dB ± 2 dB
- Sensibilité mic H.F. - 16 dB ± 2 dB.

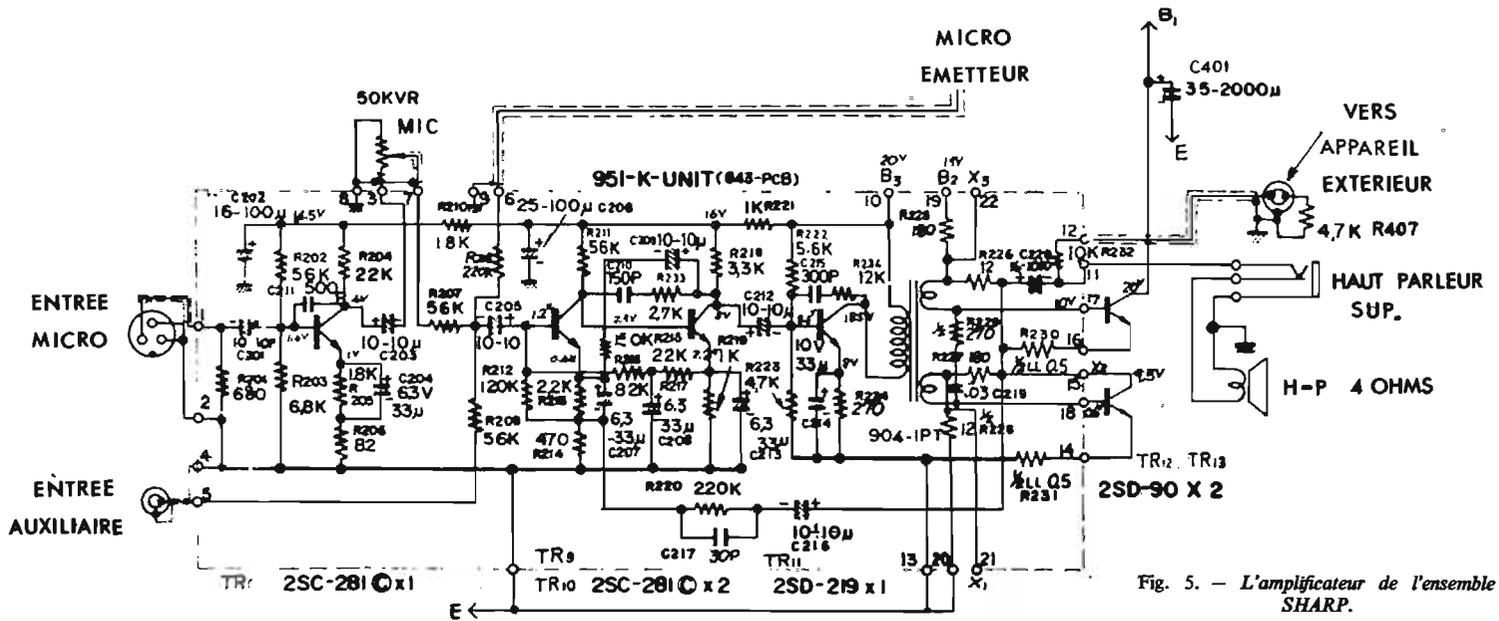


Fig. 5. — L'amplificateur de l'ensemble SHARP.

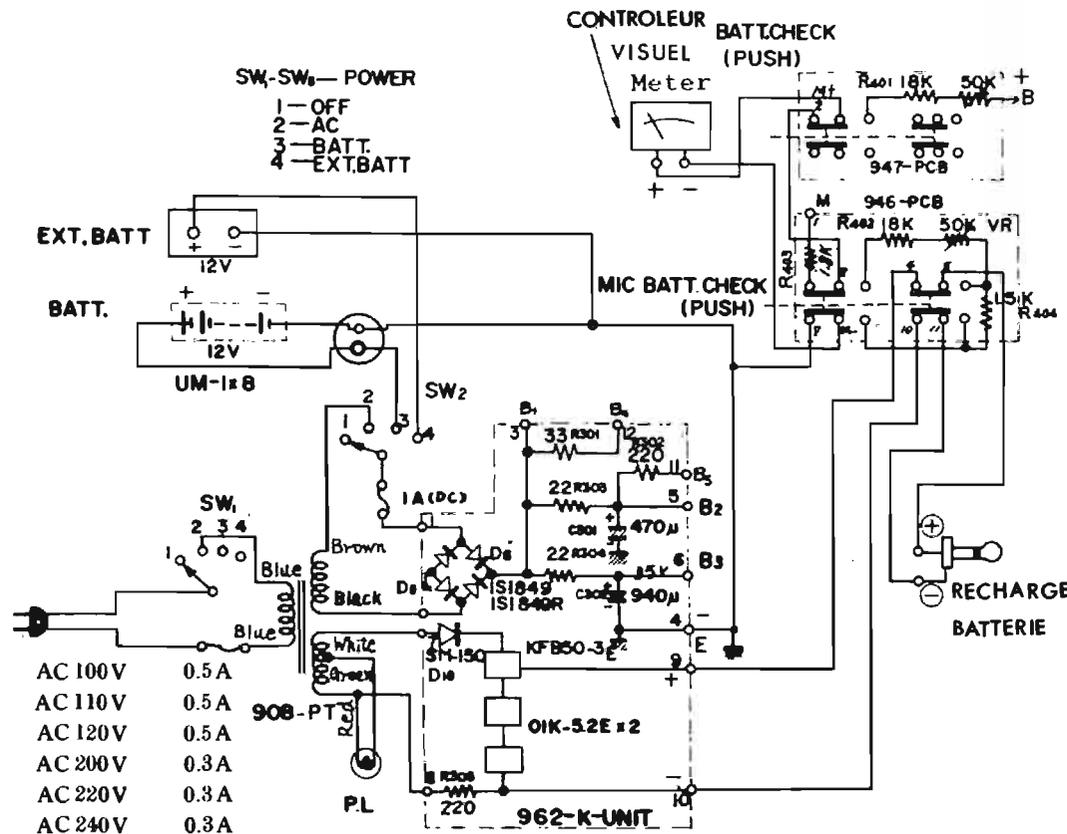


Fig. 6. — L'ensemble d'alimentation et de recharge.

— La partie HF et les moyennes fréquences sont montées dans des blindages totaux.

— Les transistors de puissance sont placés sur un radiateur de très grande surface.

En conclusion, on peut donc dire que l'équipement SHARP décrit ci-dessus est d'une part très bien conçu, sur le plan de la technologie pure, et que d'autre part, il constitue un ensemble très complet, puisqu'on peut même l'utiliser seul, et à partir de sources d'alimentation variées. Il constituera un instrument de travail précieux à tous les gens qui doivent se faire entendre d'un public plus ou moins grand : dans le spectacle, bien sûr, mais aussi aux forains, aux camelots, etc.

Yves DUPRE

- Puissance audio :**
- Sur secteur : nominal 5 W - pointé 9 W.
 - Sur 12 V : nominal 3 W - pointé 4,5 W.
- Sortie magnétophone : 0 dB.**
- Bande passante : E. Microphone**
- 50 HZ - 5 KHZ - 2 dB - E. Aux.
 - 50 Hz - 10 KHZ - 2 dB.
- Distortion : 3 % à 5 W.**

Sur le plan de la réalisation matérielle de ce récepteur, on peut encore noter les points suivants :

- Le haut-parleur utilisé est un elliptique de 17 x 10 cm.
- L'antenne est totalement escamotable, et les commandes sont placées sur un tableau, situé à l'arrière de l'appareil, légèrement enfoncé, ce qui évitera les accidents matériels toujours possibles sur des équipements appelés à de nombreux déplacements.

MICRO-ÉMETTEUR PW200 SHARP

COMPLET EN ORDRE DE MARCHÉ
Avec micro.
PRIX DE LANCEMENT : 1 900 F
Micro seul.....750 F

Dépositaire officiel :

MAGENTA ELECTRONIC
8-10, rue Lucien-Sampaix
PARIS-10^e

Tél. : 607-74-02 et 206-56-13
Métro : J. Bonsergent

Ouvert du lundi au vendredi, de
9 h à 13 h et de 14 h à 20 h,

samedi de 9 h à 19 h
sans interruption

C.C.P. PARIS 19.668.41

NOUVEAU MATÉRIEL HI-FI



Chaîne Marantz 1060

CHAÎNE PIONEER SA900

Cette chaîne comprend un amplificateur Pioneer SA900, une platine Pioneer PLA25, 2 enceintes Cabasse Sampan.

L'amplificateur Pioneer SA900. — Puissance musicale : 200 W (à 4 Ω), 145 W (à 8 Ω). Distorsion harmonique : moins de 0,5 % (à 1 kHz). Courbe de réponse : 20-100 000 Hz ± 2 dB. Bande passante de puissance : 20-50 000 Hz (distorsion 0,3 % IHF). Bornes et raccordement : phono : MM/MC/CER, MIC, TAPE HEAD, TAPE MONI, TUNER, AUX, MAIN IN, fiche DIN. Alimentation : 110, 117, 130, 220, 240 V (adaptable). Dimensions : 405×140×339 mm. Poids : 12,3 kg.

La platine Pioneer PLA25. — Moteur : synchrone à 4 pôles à hystérésis rotor extérieur. Vitesses : 33 1/3 et 45 tr/mn. Plateau : alliage d'aluminium coulé, 300 mm Ø. Pleurage et scintillement : moins de 0,1 %. Courbe de réponse : 10-25 000 Hz. Cartouche : (aimant induit PC-35) (aiguille diamant PN35). Alimentation : 110, 117, 130, 220, 240 V (adaptable). Dimensions : 440 × 170 × 350 mm. Poids : 7,5 kg.

L'enceinte Cabasse Sampan. — Impédance : 8 à 16 Ω. Puissance admissible : 35 W. 3 H.P. Dimensions : 40 × 31 × 63 cm. Poids : 20 kg.

LA CHAÎNE MARANTZ 1060

Cette chaîne comprend : un amplificateur Marantz 1060, une platine Barthe rotofluid prof. 2 enceintes Cabasse Dinghy 2. En option : le tuner Marantz C23.

L'amplificateur Marantz 1060. — Puissance : 2 × 30 W eff. de 30 Hz à 20 kHz. Distorsion totale : moins de 0,3 %. Dimensions : 36,5 × 12 × 31 cm. Poids : 9 kg. Accessoire : ébénisterie noyer WC 10. Prises micro et auxiliaires frontales. Filtrés : passe-haut et passe-bas. Prise casque. Contrôles séparés du grave, médium et

aigu. Sélecteur pour 2 groupes de haut-parleurs.

La platine Barthe rotofluid. — Plateau lourd 4,500 kg, Ø 30 cm, rectifié, équilibré. Entraînement par courroie plate. Moteur synchrone 16 pôles, à fort couple de démarrage, 375 tr/mn, 5 VA, 127/220 V, 50 Hz. Vitesses : 45 et 33 1/3 tr/mn. Précision des vitesses meilleure que ± 0,20 %. Pleurage RMS 0,07 %. Scintillement 0,03 %. Poids : 7,6 kg.

L'enceinte Cabasse Dinghy 2. — Equipement : un haut-parleur 24B25C. Un haut-parleur TW2. Un filtre D2. Puissance admissible : 24 W. Poids brut : 13 kg. Dimensions : L 29, H 60, P 23,6 cm. Impédance standard : 8 ou 16 Ω. Courbe de réponse : 45-18 000 Hz. Rendement en bruit blanc pour 2,8 V sur 16 Ω : 95 dB.

LA CHAÎNE MARANTZ 2245

Cette chaîne comprend : un amplificateur Marantz 2245, une platine ERA555, 2 enceintes KEF Cadenza.

L'amplificateur Marantz 2245. — Accord par volant « Gyrotouch ». Silencieux interstations. Indicateurs de champ et d'accord exact (« O » Tuning). Sortie pour adaptateur quadraphonique. Contrôles séparés du grave, médium et aigu. Prises frontales pour magnétophone et casque. Sélection de 2 groupes de haut-parleurs. Sensibilité FM (IHF) : 1,9 μV. Rapport signal/bruit : 65 dB à 50 μV. Séparation : 40 dB. Puissance : 2 × 45 W de 20 Hz à 20 kHz. Distorsion totale : moins de 0,3 %. Dimensions : 43 × 13 × 35,5 cm. Poids : 14,5 kg. Accessoire : ébénisterie noyer WC 22.

La platine ERA555. — Double moteur synchrone 48 pôles. Plateau lourd 30 cm. Entraînement par courroie en néoprène rectifié à ± 5 μ. Fluctuations totales en 33 t < 0,04 %. Rumble en 33 t - 73 dB (DIN). Vitesses 33/45 t. Bras à pivot fictif



Chaîne Marantz 2270

K3. Suspension par contre-platine intérieure suspendue. Compensateur de poussée latérale. Lève-bras. Dimensions : L 41 × P 31 × H 13 cm.

L'enceinte KEF Cadenza. — Impédance : 8 Ω. Bande passante : 30 à 30 000 Hz. Fréquence filtre : 3 500 Hz. Dimensions : 60 × 36 × 30 cm. Puissance : 25 W. Poids : 15,5 kg.

LA CHAÎNE MARANTZ 2270

Cette chaîne comprend : un amplificateur Marantz 2270, une platine Lenco L85, 2 enceintes Goodmans Magnum K2.

L'ampli-tuner Marantz 2270. — Accord par volant « Gyrotouch ». Indicateurs de champ, d'accord exact et d'orientation d'antenne. Sortie pour adaptateur quadraphonique. Contrôle séparé du grave, médium et aigu. Filtrés : passe-haut et passe-bas. Prises frontales pour magnétophone et casque. Sélection de 2 groupes de haut-parleurs. Sensibilité FM (IHF) : 1,9 μV. Rapport signal/bruit : 67 dB à 50 μV. Séparation stéréo : 40 dB. Puissance : 2 × 70 W eff. de 20 Hz à 20 kHz. Distorsion totale : moins de 0,3 %. Dimensions : 43 × 13 × 35,5 cm. Poids : 16 kg. Accessoire : ébénisterie noyer WC 22.

La platine Lenco L85.

L'enceinte Goodmans Magnum K2. — Système 3 voies. Puissance : 40 W. Impédance 4-8 Ω. Bande passante : 30 à 22 000 Hz. Dimensions : 620 × 381 × 290 mm.

LA CHAÎNE BRAUN COCKPIT

Cette chaîne comprend le combiné Braun Cockpit, 2 enceintes Siare PX20, un casque Beyer DT100.

Le combiné Braun Cockpit. — Partie radio : gamme FM 87,5 à 108 MHz. Sensibilité : 1,2 μV. Gammes AM : PO et GO. Sensibilité : 10 μV. Partie ampli-

ificateur : Puissance : 2 × 15 W sur 4 Ω. Distorsion harmonique : 0,2 %. Bande passante : 20 à 50 000 Hz. Rapport signal/bruit : > 65 dB.

Tourne-disque P250. — Vitesse 33 et 45 t. Fluctuations : < 0,1 %. Rapport signal/bruit : > 65 dB. Plateau : Ø 26 cm. Dimensions : 57 × 21 × 35 cm.

LA CHAÎNE BLOC SOURCE ERA

Cette chaîne comprend le bloc source ERA et 2 enceintes ERA M2.

Le bloc source ERA. — Amplificateur : transistors silicium et circuits intégrés. Puissance efficace : 2 × 20 W. Bande passante : 18 à 40 000 Hz. Distorsion de 20 à 20 000 Hz : 0,1 %. Réglages de tonalité séparés. Dispositif de correction physiologique. Tuner : gamme de réception 87-108 MHz. Sensibilité : 1,5 μV. Table de lecture : double moteur synchrone 48 pôles. Plateau lourd : 30 cm. Fluctuations totales en 33 t : 0,04 %. Entraînement par courroie en néoprène. Rumble en 33 t < - 73 dB (DIN). Vitesses : 33/45 t. Bras à pivot fictif K3. Suspension par contre-platine intérieure suspendue. Compensateur de poussée latérale, lève-bras. Dimensions : 15,50 × 53 × 31,50 cm.

L'enceinte ERA M2. — L'enceinte comprend 3 haut-parleurs. Puissance admissible : 25 à 30 W. Impédance nominale 8 Ω. Bande passante : 40 à 22 000 Hz. Dimensions : 42 × 32,5 × 27 cm.

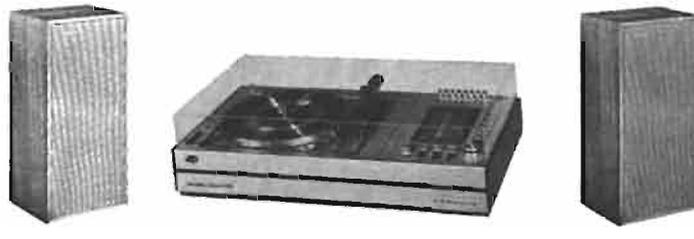
LA CHAÎNE SD2000 GRUNDIG

Cette chaîne comprend le combiné Grundig SD2000 et 2 enceintes Cabasse Dinghy 1.

Le combiné Grundig SD2000. — Partie tuner : 4 gammes d'onde : PO, GO, OC, FM. 7 stations préréglables, réglages fins par 4 curseurs linéaires (volume, graves, aigus, balance stéréo). Amplificateur : 2 × 35 W. 4 sorties haut-parleur. Plateau Dual 1215. Changeur automatique 33 et 45 tours. Dimensions : 65 × 18 × 39 cm.



Chaîne Marantz 2245



Chaîne Grundig SD2000

**LE MAGNÉTOPHONE
TANDBERG 3000X**

Platine de magnétophone mono et stéréo. Effet d'écho. Préamplificateur. 2 ou 4 pistes. Moteur asynchrone 2 pôles. 4 têtes. Fonctionne en position horizontale et verticale. Diamètre des bobines : 18 cm. Entrées : micro, radio ; sortie, tourne-disque, casque. Dimensions : 39,4 x 16,5 x 31,6 cm. Poids : 9,1 kg.



Le magnétophone à cassettes Kenwood KX7010A. — Magnétophone à cassettes 4 pistes. Mono et stéréo. 2 têtes. Vitesse 4,75 cm/s. Réponse en fréquences : 40 à 13 000 Hz. Rapport signal/bruit : > 48 dB. Entrées : microphone : 0,25 mV/50 kΩ. Ligne : 100 mV/470 kΩ. Sortie : ligne 0,775 V/50 kΩ ou plus. Impédance casque : 8 Ω. Sensibilité d'entrée : 9,8 mV. Niveau de sortie : 0,775 V. Dimensions : 260 x 220 x 100 mm. Poids : 3 kg.



Le magnétophone à cassettes Sony TC160. — Magnétophone stéréo 4 pistes. Vitesse 4,8 cm/s. Réponse en fréquence : 20 à 16 000 Hz. Rapport signal/bruit : 49 dB. Distorsion harmonique : 2%. Entrées : micro : 0,2 mV/600 Ω. Aux. : 0,06 V/100 kΩ. Sortie : ligne. Casque : impédance 8 Ω. Dimensions : 400 x 127 x 276 mm.

ettes (Invert-O-Matic). Coupure automatique. Arrêt automatique. 2 heures d'enregistrement stéréo en utilisant la cassette AC120. Vitesse de bande : 4,75 cm/s. Fluctuations : inférieures 0,2% RMS. Courbe de réponse : 30 à 16 000 Hz (± 3 dB). Rapport signal/bruit : supérieur à 45 dB. Puissance de sortie : total 16 W. Moteur : moteur synchrone à rotor extérieur. Transistors : 19 transistors au silicium. IC : 2. Dimensions : 375 x 287 mm. Poids : 8,9 kg.



Magnétophone Beocord 1200. — Platine magnétophone. Entrées : micro : 50-200 Ω mono ou stéréo. Radio : DIN : 47 kΩ, 2,5 mV/1 000 Hz. RCA : 1 MΩ, 70 mV/1 000 Hz. Auxiliaire : 470 kΩ, 80 mV/1 000 Hz (DIN ou RCA). Sorties : Casque : > 100 Ω, 3 mV (ajustable). Radio : 1 V/25 kΩ (DIN ou RCA). Vitesses de défilement : 9,5-19 cm/s. Nombre de pistes : 4. Diamètre max. des bobines : 18 cm. Arrêt automatique par cellule photo électrique. Réponse en fréquences : 19 cm/s, 30-20 000 Hz. Rapport signal/bruit : 65 dB. Mixage. Enregistrement automatique. Public address. Synchronisation. Ebénisterie teck ou palissandre.

Magnétophone Akai X5000. — Magnétophone stéréophonique 4 pistes. 3 vitesses. Système d'enregistrement à tête à champ croisé. Moteur synchrone à hystérésis. 3 vitesses : 19, 9,5 et 4,75 cm/s. Réponse en fréquences 35 à 24 000 Hz ± 3 dB à 19 cm/s ; 45 à 7 500 Hz, ± 3 dB à 4,75 cm/s. Distorsion : < 2% à 1 000 Hz. Rapport signal/bruit : > 50 dB. Niveaux d'entrée : micro > 0,5 mV. Ligne : > 50 mV. DIN : > 5 mV. Puissance de sortie : 6 W par canal. Deux vu-mètres. 3 têtes. Alimentation : 110/220 V, 50/60 Hz. Consommation : 60 W. Dimensions : 356 x 340 x 240 mm. Poids : 14,6 kg.



Platine de magnétophone Akai 330D. — Platine de magnétophone stéréophonique à 4 pistes et 3 vitesses. Inverseur de marche automatique. Vitesses : 4,75, 9,5, 19 cm/s. Diamètre max. des bobines 25 cm. 3 moteurs. 4 têtes magnétiques procédé « Cross field ». Entrées : microphone > 0,5 mV. Auxiliaire > 50 mV. Puissance : 2 x 1 W. 2 vu-mètres. 2 haut-parleurs. Bande passante à 19 cm/s : 30 à 26 000 Hz. Alimentation : 100 à 240 V, 50 Hz. Dimensions : 375 x 436 x 238 mm. Poids : 22 kg.

Magnétophone Akai CS50. — Enregistrement. Reproduction mono/stéréo 4 pistes. Retournement automatique des cas-

SME1000. 2 platines Lenco L75. Le magnétophone Dual CTG29.

L'amplificateur Dynacord STE140. — Puissance de sortie : 2 x 50 W sinus sur 4 Ω. Transfos de sortie pour ligne à tension constante 100 V sont obtenables séparément. Dimensions : 483 (19") x 132,5 x 160 mm. Poids : env. 5,2 kg. Etage final quasi-complémentaire sans transfo de sortie. Protection contre les courts-circuits par dispositif électronique de surcharge. Sorties : 2 sorties haut-parleurs 4... 16 Ω. Réponse 30... 20 000 Hz - 1 dB ; facteur de distorsion ≥ 0,3% / 1 000 Hz. Rapport signal/bruit ≥ 90 dB. Amortissement en diaphonie 40... 12 000 Hz ≥ 90 dB.

Pupitre mélangeur SME1000. — 4 canaux d'entrée dont 3 réglables et mélangeables : 1 x micro-mono avec préréglé et filtre de basses. 2 x phono (stéréo) pour cellule magn. 1 x Universel (stéréo). Commutateur Phono II/Universel. Sortie à 2 canaux pour un ampli de puissance. Préréglé par casque avec préréglé et sélecteur. Prise pour enregistrement. Réglages séparés des basses et des aigus dans les canaux de sortie. Interrupteur secteur à clé. **Caractéristiques techniques :** Sensibilités d'entrée : microphone 3,5 mV/10 kΩ (pour micros 200 Ω), phono : 3 mV/100 kΩ. Universel : 130 mV/470 kΩ. Dimensions : panneau frontal 405 x 256 mm, P 60 mm. Poids : 2 kg.

L'amplificateur Dynacord STE145. — 2 vu-mètres étalonnés et éclairés pour contrôle des niveaux de sortie. Puissance de sortie : 2 x 50 W sinus sur 4 Ω. Transfos de sortie pour ligne à tension constante ; 100 V sont obtenables séparément. Autres caractéristiques : voir STE140. Dimen-



ENSEMBLE POUR DISCOTHEQUES

Cet ensemble comprend un amplificateur Dynacord STE140. Mélangeur

dimensions : 483 (19") x 132,5 x 160 mm. Poids : env. 5,2 kg.

Le mélangeur Fader Rodec. — Mélangeur pour 2 tables de lecture. Caractéristiques : fréquences : 30 Hz à 35 kHz, ± 1 dB. Impédance d'entrée : 50 kΩ. Impédance de sortie : 1,5 kΩ. Charge extérieure : 5 kΩ. Bruit de fond : - 85 dB. Alimentation : 120/220 V, 1 W. Plaque frontale en aluminium brossé. Dimensions : 240 x 100 mm.

HI-FI CLUB		TERAC		53, RUE TRAVERSIÈRE PARIS-12^e - TEL. : 344-67-00	
SME1000. Pupitre mélangeur stéréo	1 672 F	Combiné Grundig 2000 4D, 2 enceintes Cabasse, Dinghy 1, en cadeau 1 casque Tokumi	3 890 F		
STE140 étage de puissance stéréo	75/50 W 1 955 F	Bloc source ERA 871, avec 2 enceintes Era mod. 2 (1 enceinte en cadeau)	2 846 F		
STE145 étage de puissance stéréo	75/50 W avec 2 vu-mètres étalonnés	2 398 F			
Fader Rodec : mélangeur de signaux de platines - cellule magnétique - 2 pré-amplis incorporés (dim. de la plaque 240 x 100 mm) en ordre de marche	450 F	Platines magnéto à K7 et à bandes. Platines à K7.			
CD9 BST micro condensateur de grande sensibilité	110 F	Kenwood KX7010A, platine système anti-souffle	950 F		
Suggestion d'une sonorisation Hi-Fi.					
- 1 pupitre mélangeur SME1000.		Sony TC127	1 290 F		
- 1 étage de puissance STE140.		Sony TC160	1 741 F		
- 1 platine magnétophone CTG29 Dual 3 têtes, 4 pistes, 2 vitesses.		Sony TC165 Reverse	2 188 F		
- 2 platines L75 cel. magnétiques.		Akai CS50D Reverse	1 726 F		
L'ensemble	5 790 F	Akai CS50 Reverse avec amplificateur	2 016 F		
Chaine haute fidélité		SC700 Sansui système Dolby	2 630 F		
Chaine Pioneer SA900	5 990 F	CAD5 Harman Cardon, Dolby système	1 995 F		
Chaine Marantz 1060	4 050 F	CN224 Grundig Hi-Fi	695 F		
Tuner Marantz C23	2 750 F	N2503 Philips Hi-Fi	N.C.		
Chaine Marantz 2245	6 920 F	Platines et magnétophones à bandes.			
Chaine Marantz 2270	9 100 F	Platine Tandberg 3000X	2 180 F		
Cockpit Braun, 2 Siare PX20, en cadeau 1 casque	3 540 F	Platine Beocord 1200	2 261 F		
		Platine Akai 330D	4 261 F		
		Platine Sony TC252D	1 190 F		
		Magnétophone Akai 5000W	2 592 F		

Ampli-Tuner stéréo SCOTT 3141

Si la présentation classique et fonctionnelle du tuner amplificateur stéréophonique Scott 3141 le fait ressembler aux autres appareils c'est parce que les constructeurs suivent une certaine mode. On ne choisit donc plus sa chaîne Hi-Fi pour sa présentation mais en grande partie pour ses perfectionnements d'ordre technique.

C'est la raison pour laquelle l'ampli-tuner 3141 présente de nombreux avantages techniques, fruit d'une recherche très élaborée, pouvant utilement orienter le choix de l'amateur de haute-fidélité.

Ne nous penchant pas sur le côté esthétique dont la figure 1 donne un aperçu nous allons plutôt nous étendre sur le côté pratique d'utilisation de l'appareil.

Disons quant au côté technique que l'appareil est fonctionnellement complet c'est-à-dire qu'il permet la réception de la gamme modulation de fréquence en stéréophonie et que pour cela il comporte deux amplificateurs haute-fidélité d'une puissance de 2×30 W musique environ.

L'UTILISATION

En partant, de gauche à droite (fig. 1) l'ampli-tuner 3141 regroupe toutes les commandes utiles. On trouve donc en premier lieu le contacteur mono-stéréo principalement destiné à faire jouer un disque mono sur un pick-up avec cellule stéréophonique. Cette position combine évidemment les sorties des canaux droit et gauche et annule ainsi le bruit causé par le mouvement vertical de l'aiguille stéréo.

Pour la réception des programmes FM stéréophonique il faut veiller à ce que le contacteur soit en position stéréo, d'autant plus que l'appareil possède un commutateur FM mono-stéréo automatique.

« L'interrupteur balance » facilite la détection et la correction de différence de volume entre les deux canaux ; il s'agit d'un système breveté, par le fabricant. Le programme utilisé n'a absolument aucune incidence lors de la vérification. Le commutateur comporte

trois positions différentes BAL.R, NORM et BAL.L permettant l'amélioration de l'équilibre du système acoustique. Le système de balance est commandé par un interrupteur dont la manœuvre permet par comparaison d'ajuster le potentiomètre correspondant au canal faible.

On retrouve à nouveau une série de contacteurs réservés aux contrôles, physiologique « Vol Comp », interrupteurs des haut-parleurs permettant différentes combinaisons entre le branchement de haut-parleurs principaux et de haut-parleurs complémentaires, et un commutateur marche-arrêt.



Fig. 1



Fig. 2

Le troisième commutateur « TAPE » autorise l'écoute pendant l'enregistrement lorsque l'appareil est conjointement utilisé avec un magnétophone muni de têtes d'enregistrement et de reproduction séparées. On procède donc à l'écoute de la bande enregistrée en abaissant l'interrupteur sur la position « Monitor ». Par le basculement de l'interrupteur on peut facilement comparer la qualité de l'enregistrement avec le programme initial.

Le commutateur de fonction marqué « INPUT » ou « Entrée » peut prendre cinq positions déterminées. « Phono Lo » position pour une cellule magnétique ; « Phono Hi » position pour une cellule céramique ; « FM » pour réception des programmes radio ; « Sub Ch Filter » position pour les émissions FM stéréophoniques surchargées de bruit de fond ; « Extra » position pour une éventuelle entrée auxiliaire.

Viennent ensuite les classiques commandes de balance (à deux potentiomètres séparés) ou volume, aigues et basses.

On dispose par ailleurs à l'extrême droite de l'appareil d'une prise casque dont la mise en service est liée aux positionnements des contacteurs « Speakers ».

Un bouton sélecteur des stations FM à effet gyroscopique et un vumètre d'accord situés dans le prolongement d'un cadran sérigraphé complètent la présentation de l'appareil.

La figure 2 présente l'aspect de la face arrière de l'appareil où l'on peut discerner en haut et vers la gauche la plaquette de raccord d'antenne 300 Ω (1), le commutateur 110-220 V (2) ; le fusible de protection d'alimentation (3), les fusibles de protection de sorties des haut-parleurs ainsi que les plaquettes à vis de raccordement (5) et (6) les entrées sur prises RCA (7) (8) (9) et (10).

LA TECHNIQUE EMPLOYÉE

L'utilisation de sous-ensembles reste une solution très élégante pour le constructeur dans les fabrications en grande série. D'autant plus que cette solution présente

l'avantage d'un éventuel dépannage très rapide évitant toutes les pertes de temps de recherches de composants défectueux.

Nous nous bornerons donc à publier le schéma synoptique de l'ampli-tuner Scott 3141 (Fig. 3). La section tuner FM fait appel à trois modules : la tête VHF, la platine Fi et le décodeur stéréophonique.

La tête VHF FM constitue le premier module, l'entrée s'effectue sur une antenne de 300 Ω . L'utilisation dans ce même circuit d'entrée d'un transistor à effet de champ confère à cette tête VHF une excellente sensibilité et un rapport signal/bruit excellent indispensable lors de la réception des programmes stéréophoniques. Un condensateur démultiplié à plusieurs cages autorise un accord parfait, tandis qu'un circuit vumètre d'accord renseigne sur l'intensité du signal d'entrée.

Toujours dans un souci de perfectionnement technique, la platine à fréquence intermédiaire est entièrement équipée de circuits intégrés « μ A703 ». Il s'agit d'une platine à grand gain équipée de quatre étages HF et d'un détecteur de rapport. L'emploi des circuits intégrés offre une grande stabilité dans le temps.

Cette platine de fréquence intermédiaire est suivie d'un décodeur stéréophonique procédé multiplex à quatre transistors faible souffle. Les circuits associés à ces transistors permettent selon le procédé classique d'extraire, à l'aide de la fréquence pilote 19 kHz et du circuit doubleur, les tensions G + D et G - D.

Quatre diodes sont utilisées pour le circuit démodulateur, la commutation mono-stéréo s'effectuant automatiquement suivant la réception du programme. Dans le circuit doubleur lorsqu'un émetteur transmet les émissions stéréophoniques à l'aide de la sous-porteuse 19 kHz, un voyant lumineux s'illumine.

Sur le schéma apparaissent toutes les liaisons vers la plaquette préamplificatrice suivant les différentes positions du commutateur de fonctions.

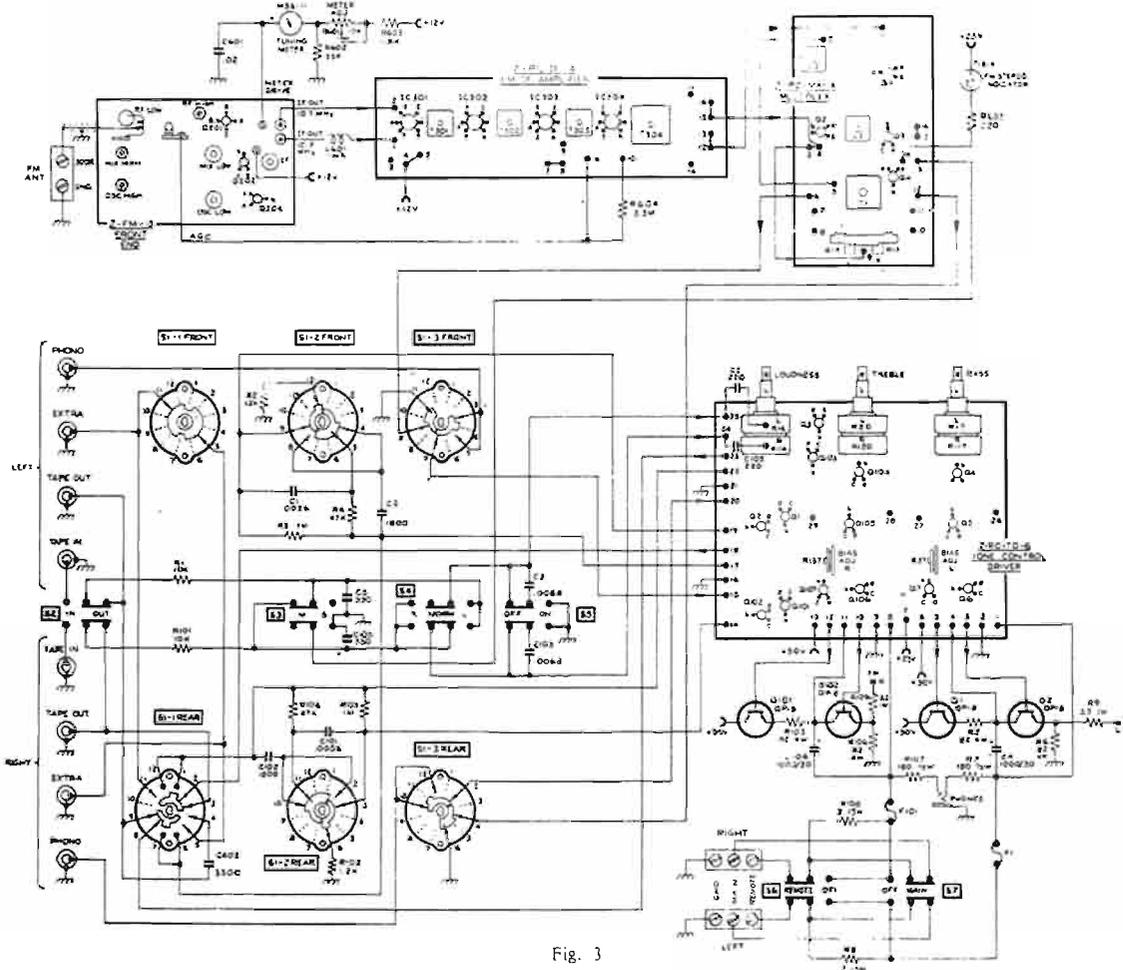


Fig. 3

Cette plaquette préamplificatrice comporte sept transistors par canal, les deux transistors de puissance du push-pull à alimentation série de l'amplificateur de sortie étant montés sur la face arrière de l'appareil. Cette méthode présente l'avantage d'offrir une large dimension au radiateur et constitue par là même une stabilité de fonctionnement à pleine puissance.

Le premier étage préamplificateur à deux transistors apporte en fonction des positions du commutateur les corrections nécessaires et adaptées à la source RIAA ou linéaire. On remarque que les composants propres à assurer ces contre-réactions sont montés extérieurement au module.

Deux autres transistors préamplificateurs font suite tandis que sont insérés un simple mais efficace circuit correcteur du type Baxandall et un circuit pour contrôle physiologique.

La partie amplificatrice fait appel à des circuits de contre-réaction et stabilisation en température très élaborés afin d'assurer un parfait fonctionnement sans emballement thermique.

L'alimentation générale de la figure 4, a elle aussi été l'objet de

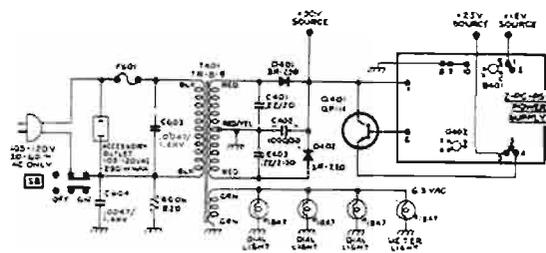


Fig. 4

soins particuliers puisque trois transistors dont un de puissance représenté sur le schéma ont été utilisés. Redressement double alternance, filtrage électronique tension de référence rigoureuse, tout a été mis en œuvre afin de minimiser les tensions parasites résiduelles parasites, trois tensions différentes sont par ailleurs disponibles et nécessaires à l'alimentation des divers modules.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Les caractéristiques techniques de l'ampli-tuner FM stéréophonique Scott 3141 sont les suivantes :

- Puissance musicale totale ± 1 dB : 70 W IHF sur 4 Ω et 60 W IHF sur 8 Ω .
- Puissance en régime continu : 2 x 22 W sur 8 Ω .
- Distorsion harmonique totale 0,6 %.
- Bande passante : 18 à 25 000 Hz.
- Rapport signal/bruit : Phono 60 dB ; Extra 75 dB.
- Sensibilité d'entrée : Phono 1 ; 2,8 mV ; Phono 2 : > 5 mV ; Extra : 350 mV ; Enregistreur : 250 mV.

POUR LA SECTION TUNER

- Bande couverte : 87,5 à 108 MHz.
- Sensibilité pour 30 dB : 1,7 μ V.
- Sensibilité pour 20 dB : 1,3 μ V.
- Sélectivité à 300 kHz : 55 dB.
- Suppression AM : 45 dB.
- Distorsion à 1 kHz max : 0,8 %.
- Réponse en fréquences : 30 à 15 000 Hz ± 1 dB.
- Séparation > 40 dB.
- Déviation ± 75 kHz : 0,6.

CONCLUSION

L'ampli-tuner Scott 3141 présente les avantages indéniables d'une disposition de la tôlerie ingénieuse, d'un emplacement, pour tous les organes, rationnel, facilitant l'accessibilité pour la maintenance et surtout d'une technique très étudiée, de plus le rapport qualité/prix est très intéressant.

Toutes ces précautions et avantages font de l'ampli-tuner Scott 3141 un appareil Hi-Fi très séduisant.

CE MATÉRIEL EST NOTAMMENT EN VENTE

CHAÎNE PROMOTION

SCOTT

- 1 AMPLI TUNER 3141 « SCOTT »

2 x 22 watts

bande passante 15 à 30 000 Hz ± 1 dB

sensibilité FM 1,7 microvolt

- 2 ENCEINTES « ERELSON » TS4

2 haut-parleurs

- 1 PLATINE « LENCO » HI-FI L-725

avec socle, couvercle, cellule magnétique

PRIX DE L'ENSEMBLE 2 090 F

Quantité limitée

TOUTE LA GAMME SCOTT DISPONIBLE EN STOCK

AUDIOCLUB
RADIO-STOCK

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

LE GÉNÉRATEUR BF

A DÉCADES EICO 378

A FIN de pouvoir travailler correctement en électronique, tout technicien, qu'il soit amateur ou professionnel, doit posséder des appareils de mesure de qualité. Mais, ces derniers sont souvent d'un prix de revient fort élevé. Il faut être un professionnel pour se les procurer, et un amateur, ou un étudiant, ou même un jeune professionnel peuvent hésiter avant d'entreprendre de telles dépenses.

La solution est de construire soi-même ses appareils. Mais, bien souvent, pour construire des appareils de mesure valables, il faut déjà un matériel de contrôle fort perfectionné. La seule solution qui reste est cependant la meilleure, puisqu'elle consiste à acheter certains appareils que nous proposons les firmes fabriquant des « Kits ». Là, le résultat est assuré, et le prix de la construction est éliminé, la seule dépense étant en somme celle du prix des composants.

La firme américaine EICO propose justement une gamme d'instruments de laboratoire de très grande qualité, que l'on peut d'ailleurs se procurer en ordre de marche, mais qui sont surtout conçus pour le montage par l'utilisateur lui-même. Parmi le grand choix de cette gamme, nous avons choisi de vous présenter ce mois-ci un générateur basse fréquence, à décades. Il s'agit du modèle 378EICO.

CARACTERISTIQUES

Avant de décrire cet appareil sur le plan technique, voyons tout d'abord ses principales caractéristiques, et à quel genre d'utilisation il est destiné.

Un générateur de basses fréquences est bien entendu conçu pour travailler sur tous les circuits BF que l'on peut rencontrer, et principalement les amplificateurs. Le travail avec des données précises sera possible sur le niveau (dB), aussi bien que sur les bandes passantes. Le technicien qui pourra en plus, adjoindre à cet équipement un oscilloscope de bonne qualité possèdera un laboratoire basse fréquence de très bon niveau, lui permettant pratiquement toutes les mesures qu'il désirera effectuer. Basé sur un générateur à grande fiabilité, le 378EICO produit un signal sur une très large bande de fréquences, contrôlable en permanence, qui servira chaque fois qu'un signal d'une basse fréquence stable et précise sera nécessaire.



Gamme de fréquences : Elle couvre ce que l'on appelle les basses fréquences, mais dépasse largement, dans les deux sens, les fréquences audibles, puisqu'elle s'étend de 1 à 100 kHz.

Choix des fréquences : Il se fait au moyen de sélecteurs et de multiplicateurs.

Précision : C'est, bien sûr, un point très important pour un appareil de laboratoire, car il faut bien penser que l'erreur d'un appareil réglé au moyen d'un tel dispositif, possèdera lui aussi un pourcentage d'erreur, et au résultat final, les deux pourcentages s'additionneront. Le 378EICO assure une erreur ne dépassant pas $\pm 5\%$.

Niveaux de sortie : Il est possible de sélectionner les niveaux de sortie.

a) 0-3-10 V (tension efficace) dans une très haute impédance de charge (10 K. ohms au minimum).

b) 0 - 0,003 - 0,01 - 0,03 - 0,1 - 0,3-1 V, sur une charge interne de 600 ohms, et une charge externe de 10 K.ohms ou plus, ou dans une charge externe de 600 ohms environ.

Impédance de source : Echelle de 0 à 10 V : varie entre 0 et 1 000 ohms.

Echelle de 0 à 3 V : varie entre 800 et 1 000 ohms.

Echelle de 0 à 1 V : (et au-dessous) : 600 ohms, en charge externe, 290 ohms, en charge interne.

Echelles « dB » : - 70 dB à + 22 dB par échelons de 10 dB, par sélecteur.

Indicateur de sortie : L'appareil est équipé d'un petit galvanomètre de 200 μ A, comportant des échelles « volts » et « dB ». Il assure une précision de $\pm 2\%$ à pleine échelle.

Distorsion à la sortie : Elle est inférieure à 1 %, de 20 à 20 000 Hz.

DESCRIPTION GENERALE DU CIRCUIT

Le circuit complet du 378EICO est donné par la figure 1. On voit que ce schéma peut être divisé en quatre principales parties, qui sont : l'alimentation, l'oscillateur, l'atténuateur, et les circuits de mesures.

L'alimentation : Il s'agit d'une alimentation conventionnelle, qui se sert de la tension du secteur, de 50 ou 60 Hz. Le transformateur distribue au secondaire une basse tension destinée aux filaments, et une haute tension de 320 V, avec point milieu. Une 6X4 fait le redressement, et la tension continue est ensuite filtrée par un circuit en pi, constitué de deux condensateurs électrochimiques et une self (T_2). La haute tension recueillie est de 410 V. L'alimentation est protégée par un fusible, coté primaire (secteur).

L'oscillateur : Afin de pouvoir mieux étudier son fonctionnement, nous avons reproduit en figure 2 le détail de ce circuit. Il utilise principalement une 6AU6 montée en amplificateur de tension, directement couplée à une 6CL6. La cathode de la 6CL6 est reliée, pour les alternances positives, à la cathode de la 6AU6 au travers du condensateur C_7 (20 μ F) et le voyant R_{27} , alors que les alternances négatives passent, après la cathode de la 6CL6, à travers un circuit en « T », comprenant les condensateurs C_1 et C_2 , et les résistances R_1 , R_6 , R_9 , et R_{14} . La sélection des fréquences se fait, en réalité par la commutation de ces différents éléments prenant des valeurs variables.

La propriété du système employé est telle que la contre-réaction négative appliquée au contrôle

de la grille de la 6AU6 élimine l'amplification à toutes les fréquences, sauf celle sélectionnée par le circuit.

Une fois les valeurs du réseau déterminées, (par sélection), l'oscillation est engendrée. Elle va atteindre une amplitude suffisante pour provoquer une distorsion. Cependant, les tensions positives passent, nous venons de le voir, à travers un voyant à filament de tungstène, le voyant R_{27} . Quand l'amplitude du signal augmente, le courant traversant le filament augmente aussi. Les caractéristiques du voyant sont telles que le filament s'échauffe, et cet échauffement produit une élévation de sa résistance. Ceci tend à réduire la quantité de courant ; l'amplitude du signal est donc réduite. Si moins de courant passe dans ce filament, il refroidit, bien entendu, sa résistance diminue, et laisse à nouveau une intensité plus grande circuler, relevant automatiquement le niveau du signal à la sortie.

C'est ainsi que le voyant R_{27} est employé comme stabilisateur du courant circulant dans le circuit, c'est-à-dire comme stabilisateur du niveau du signal.

La fréquence du réseau est déterminée par les valeurs de C_1 et C_2 et par les résistances R_1 , R_6 , R_9 , et R_{14} .

Si la valeur des capacités est réduite par un facteur de 10, la fréquence augmente par un facteur de 10. C'est le rôle du « Sélecteur de fréquences, multiplicateur ».

Le sélecteur « Cycles » détermine les valeurs des résistances R_1 et R_6 , pour le niveau de la décade, et le sélecteur « Cycles » de gauche sélectionne les résistances R_9 et R_{14} dont les valeurs sont telles qu'il est possible de choisir une fréquence individuelle à l'intérieur de la décade.

L'atténuateur : Ce dispositif est principalement constitué par le contrôle qui se trouve à la sortie de l'oscillateur, c'est-à-dire le potentiomètre R_{17} qui est visible sur la figure 2. La sortie se fait par le curseur, une extrémité est reliée à la masse, alors que l'autre reçoit le signal. Après ce dosage de précision, le signal est envoyé dans un des circuits que l'on peut sélectionner, parmi les échelons de l'atténuateur (sélecteur « output range »). Cet atténuateur réduit le signal en 8 gammes de 10 dB, de + 20 à - 50 dB. (Tension efficace : 10 à 0.003 V).

Le système d'atténuation est prévu pour une charge de

600 ohms, jusqu'à 1 V et une haute impédance pour les niveaux 3 et 10 V. Si besoin est, les positions 600 ohms (jusqu'à 1 V eff. sur le sélecteur des niveaux) peuvent être déterminées par une charge interne, que l'on connecte avec un contacteur prévu à cet effet, pour opération sur haute impédance, ou la charge interne de 600 ohms peut être mise hors service, par le même moyen, si les 600 ohms se trouvent à l'extérieur.

Dans les positions 3 et 10 V efficaces du sélecteur de niveaux, la charge interne de 600 ohms ne peut être mise en service.

Les circuits de mesure, le contrôleur : Pour pouvoir comparer les résultats d'une mesure avec l'original du signal, et ses caractéristiques, il importait qu'un élément précis de mesure soit disposé, permettant une estimation parfaite du niveau du signal.

Le circuit utilisé emploie un galvanomètre de 200 μ A dans un circuit en pont. Une portion connue du signal est prise sur le potentiomètre R₂₂ (10 K. ohms) et appliquée à ce dispositif. La non-linéarité du demi-pont de diode aux faibles niveaux est compensée par l'utilisation d'une troisième diode placée en parallèle avec le galvanomètre.

Le cadran comporte 3 échelles :
 - de 0 à 1 V efficace.
 - de 0 à 3 V efficaces.
 - de -20 à +2 dB (par 0).

Chaque gamme de mesure est déterminée par l'échelle employée avec le générateur.

Quand l'appareil fonctionne, le contrôleur indique le niveau du signal entre la sortie et la masse.

Echelle en décibels : Un décibel est l'unité qui permet de définir le rapport entre deux niveaux de puissance, et son expression mathématique est la suivante :

$$dB = 10 \log \frac{P_2}{P_1}$$

P₂ est la puissance de sortie, et P₁, la puissance d'entrée. On utilise le logarithme usuel (base 10).

Comme le décibel est basé sur un rapport de puissance, les rapports de courants et de tensions ne peuvent être utilisés que lorsque l'impédance a la même valeur pour les deux quantités mesurées. Quand c'est le cas, le rapport des tensions devient :

$$dB = 20 \log \frac{U_2}{U_1}$$

et le rapport des courants devient :

$$dB = 20 \log \frac{I_2}{I_1}$$

Sur le 378EICO, aussi bien sur le 600 ohms interne que sur le 600 ohms externe, tous les calculs sont faits automatiquement. Le résultat se lit directement sur l'échelle du cadran graduée en décibels.

Les différents arrangements possibles rendent les mesures compatibles entre -70 et +22 dB.

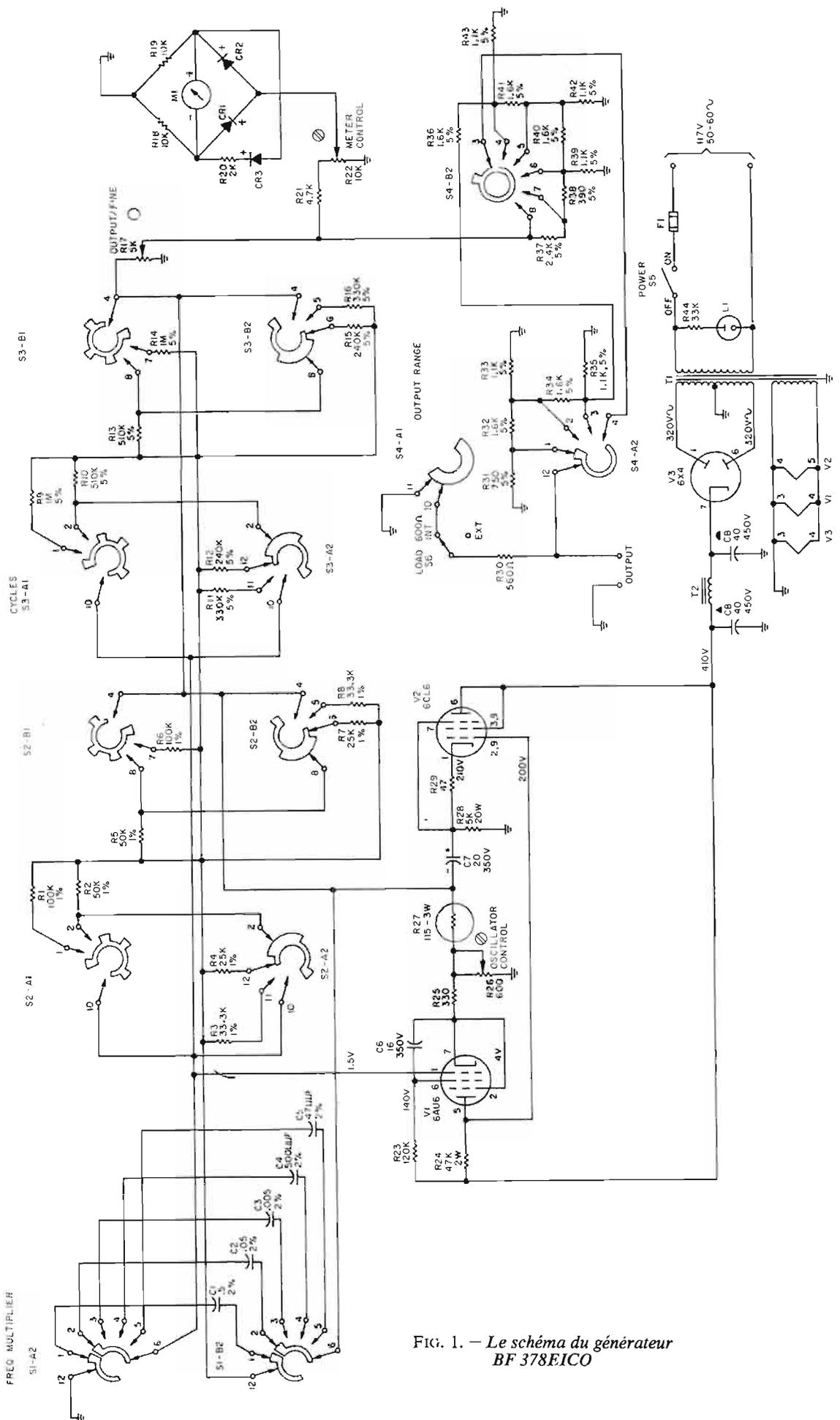


FIG. 1. — Le schéma du générateur BF 378EICO

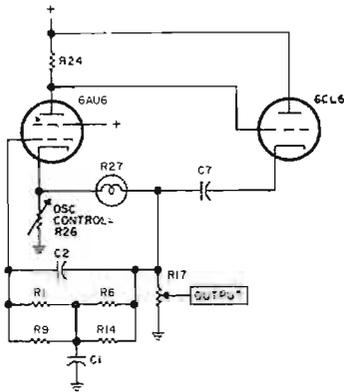


FIG. 2. — Schéma détaillé du générateur (oscillateur) de basses fréquences

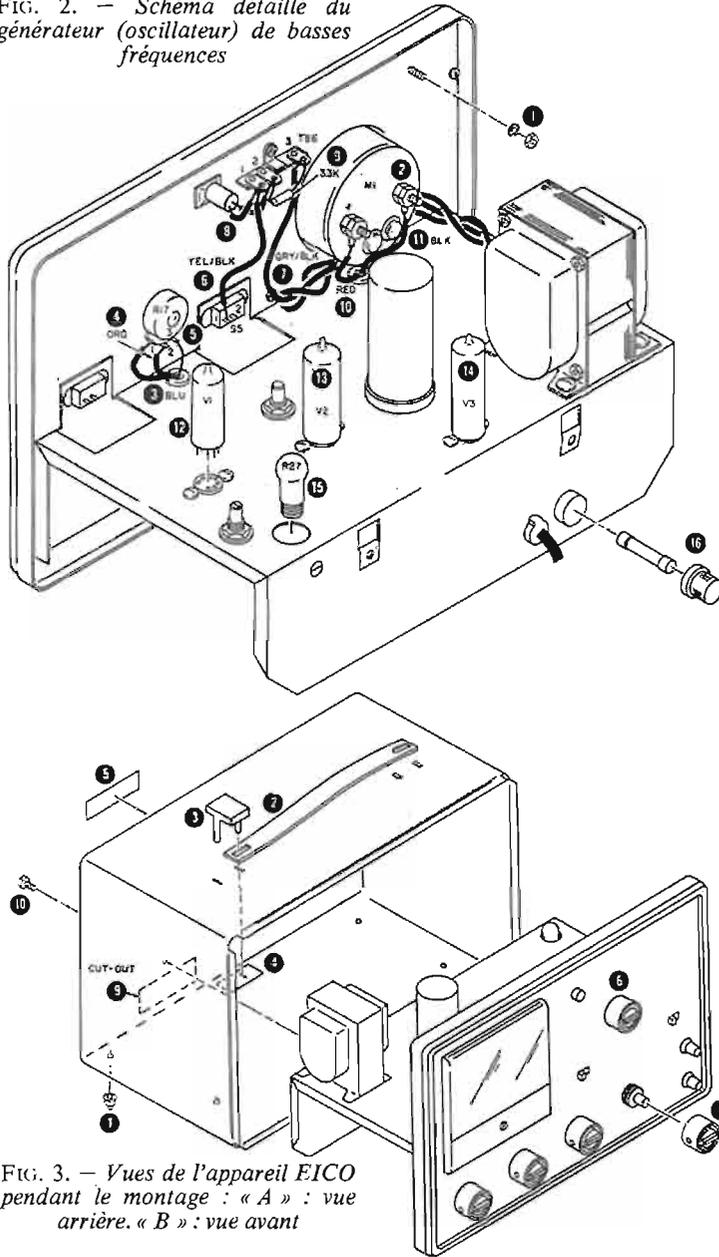


FIG. 3. — Vues de l'appareil EICO pendant le montage : « A » : vue arrière. « B » : vue avant

LE MONTAGE

Le détail du montage est donné de façon fort complète par le constructeur du Kit. Tout amateur qui tentera le montage de ce générateur à décades aura donc un maximum de chances de réussite, même s'il n'a pas l'habitude des montages électroniques importants.

Le tout est monté dans un cof-

fret métallique gris givré, comme l'ensemble des appareils de mesure EICO.

Les dimensions sont de 30 × 20 × 18 cm environ. La présentation est celle d'un appareil de laboratoire, avec « tout à l'avant », mais il est aussi portable.

Une description complète du câblage serait inutile. Le schéma (FIG. 3) nous montre en « A », l'appareil vu de derrière, avec le transformateur, le galvanomètre (9), et l'on peut reconnaître éga-

lement : en « 15 », le voyant R₂₇ qui stabilise le niveau du générateur (3 W), en « 14 », la 6X4 qui redresse la tension alternative du secteur; le câblage des petits composants est fait sous le châssis métallique. En « B », en plus de l'ensemble du coffret, on voit fort bien la face avant, avec en 6, le réglage fin du niveau, et en 7, les échelles de niveau.

Y.D.

CONVERTISSEUR

12-24 V/6 V

L'UN des inconvénients majeurs des autos-radios « bon marché » est certainement le fait qu'ils ne soient livrés qu'en version 6 ou 12 V. Aussi, bon nombre de possesseurs de tels appareils prévus pour un fonctionnement sur batterie 6 V ne peuvent les remonter sur un véhicule équipé 12 V (la majorité des voitures neuves ou de moins de 5 ans, mises à part une ou deux exceptions). Ils doivent donc, s'ils ne sont pas électriciens ou électroniciens astucieux; se résigner à changer leur poste pour une version 12 V.

L'appareil simple et économique décrit ci-après permet de pallier

la diode zener; le courant de zener étant fixé par la résistance R₁. Les collecteurs de T₁ et T₂ sont alimentés par le positif de la tension batterie tandis que la tension régulée de sortie est prélevée sur l'émetteur de T₂ (celle-ci sera légèrement inférieure à la tension de zener).

Tous les éléments sont câblés sur un circuit imprimé (Fig. 2). Le transistor T₂ est monté sur un dissipateur lui-même fixé sur ce circuit, protégé par un boîtier plastique à fixer sur le véhicule ou à l'arrière du poste. Les raccords au + batterie, masse et auto-radio se font sur 3 dominos.

Les mesures effectuées nous ont

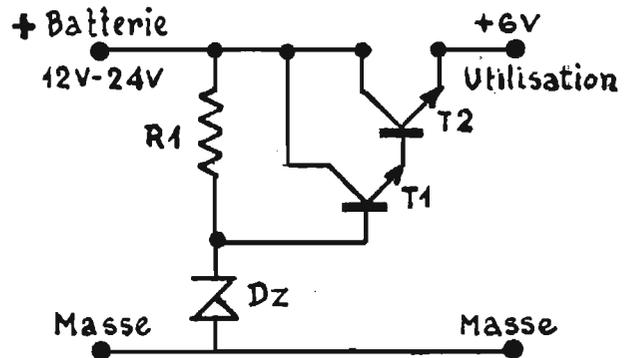


Fig. 1

ce inconvénient : il s'agit en effet d'un convertisseur qui, alimenté à partir d'une tension continue de 10 à 24 V, délivre une tension régulée de 6 V avec un débit pouvant atteindre 1,5 A.

La figure 1 donne le schéma complet de l'appareil : il s'agit là d'une régulation très primaire, mais une variation de la tension de sortie de l'ordre de 20 % (ce taux n'est pas atteint avec cet appareil) n'est pas critique pour un auto-radio.

Les transistors T₁ et T₂ sont montés en darlington, la base de T₁ est maintenue à une tension positive par rapport à la masse par

donné une tension de 6,6 V maximum à vide et 6 V minimum pour un débit de 1,5 A.

Cet appareil a été étudié et réalisé au laboratoire d'application Radio-Prim. Par extension, il est disponible en versions 7,5 V et 9 V pour alimentation de magnétophone à cassette, mange-disque, récepteur portable, etc.

M.M. RANNAUD

LISTE DES COMPOSANTS

R₁ = 1 kΩ 1/2 W.
Dz = 7,5 V
T₁ = BC108.
T₂ = 2N3055.

Pourquoi amortir les haut-parleurs avec des résistances en série ?

LES haut-parleurs présentent une **courbe de réponse en fréquence** qui indique leurs caractéristiques acoustiques, c'est-à-dire les variations de l'audition obtenue suivant les différentes fréquences musicales qui agissent sur le système, et il y a évidemment intérêt à réaliser des appareils présentant une courbe aussi régulière que possible, tout au moins sur la gamme musicale essentielle nécessaire.

D'où l'emploi de dispositifs qui permettent d'améliorer aussi simplement que possible les résultats obtenus, et on est ainsi amené à considérer, en particulier, le **facteur d'amortissement** de l'amplificateur utilisé, et celui qui doit être employé pour un haut-parleur déterminé.

En particulier, le facteur d'amortissement d'un amplificateur peut être défini comme le rapport entre l'impédance nominale de sortie, et l'impédance réelle mesurée vis-à-vis de la charge.

On peut envisager, dans ce but, l'utilisation d'une résistance-série qui a une valeur égale à l'impédance nominale d'entrée du haut-parleur, et cette résistance doit être montée en série avec le haut-parleur, si ce dernier doit être employé avec un amplificateur de puissance, qui ne comporte pas un amortissement variable.

Supposons donc, par exemple, que le haut-

tissement de l'amplificateur avait été réduit jusqu'à une valeur inférieure à 1 ; ainsi, dans l'exemple déjà donné, le facteur d'amortissement réel, en ajoutant une résistance de 16 ohms peut être de :

$$16 / (2 + 16) = 0,9 \text{ environ}$$

On réalise ainsi un système ayant un facteur d'amortissement de l'ordre de 1 ; mais, l'emploi de la résistance n'est pas recommandable lorsque l'amplificateur peut avoir un amortissement variable.

Une résistance-série ayant une valeur analogue à l'impédance nominale du haut-parleur peut ainsi, en général, être utilisée pour réduire le facteur d'amortissement effectif de l'amplificateur de puissance utilisé dans l'installation électro-acoustique.

Les essais que l'on peut réaliser montrent bien la réalité de ce phénomène, et on peut, par exemple, utiliser à cet effet, un haut-parleur pour sons graves de 8 ohms monté dans une enceinte bass-reflex, et ayant un diamètre de diffuseur de l'ordre de 30 cm.

On monte en série une résistance de 8 ohms, et l'on voit sur la figure 1 les variations des impédances agissant sur l'amplificateur dans les conditions de charge obtenues avec l'amplificateur seul, ou avec la résistance en série. Les mesures de l'impédance ont été réalisées aux points marqués sur le dessin.

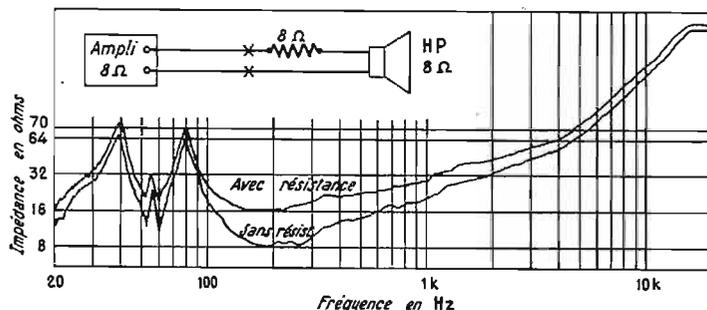


Fig. 1

parleur soit relié à la prise de sortie à 16 ohms d'un certain amplificateur, et nous trouvons que l'impédance réelle de la source sonore de l'appareil est de 2 ohms ; le facteur d'amortissement de cet amplificateur particulier est donc de $16/2 = 8$.

En général, comme on utilise une réaction importante l'impédance de la source de l'amplificateur s'abaisse, son amortissement augmente, et son facteur d'amortissement s'accroît également. Il y a ainsi des amplificateurs modernes qui ont des facteurs d'amortissement de l'ordre de 1 à 10, suivant l'importance de la contre-réaction utilisée. Les circuits ultralinéaires peuvent avoir des facteurs d'amortissement sur la gamme de 10 à 30.

Dans ces conditions que se passe-t-il lorsqu'on place en série une résistance de valeur égale à l'impédance nominale du haut-parleur ?

On ne modifie pas ainsi réellement le facteur d'amortissement de l'amplificateur, mais en ce qui concerne la charge du haut-parleur, l'effet est le même que si le facteur d'amor-

On constate immédiatement une diminution des variations d'impédances avec la résistance-série ; lorsque la résistance n'est pas utilisée le rapport des impédances entre les points extrêmes et les creux de la courbe inférieure est de 64 à 8, c'est-à-dire dans un rapport de 8 à 1, avec la résistance-série la variation est de 70 à 16, c'est-à-dire dans un rapport de 4,5 à 1 seulement.

Cette différence est due au fait que dans la zone intermédiaire en creux, l'impédance du haut-parleur est presque uniquement résistive. Cependant, dans les pointes de la courbe, l'impédance du haut-parleur est seulement partiellement résistive et présente une impédance dynamique plus grande. Ainsi l'effet d'une résistance-série est plus faible comparé avec celui des variations d'impédance de pointe.

Les courbes de tension de la figure 2 sont obtenues directement en contrôlant la tension aux bornes du haut-parleur lui-même ; la

courbe supérieure est tracée sans résistance dans le circuit.

La tension constatée aux bornes du haut-parleur est, en fait, presque constante sur la gamme entière, et l'amplificateur fonctionne comme une source de tension constante avec un facteur d'amortissement élevé.

Mais, avec la résistance dans le circuit, ce qui correspond à la courbe inférieure, un changement se produit, et il est dû à un effet de dérèglement de l'amplificateur ; sur la gamme aux alentours de 200 Hz la tension appliquée sur le haut-parleur est d'environ seulement la moitié de celle de l'entrée.

Ce fait est prévisible puisque, dans cette région, l'impédance du haut-parleur est environ la même que la résistance de l'élément-série de telle sorte que la tension disponible est divisée également entre le haut-parleur et la résistance.

Pour les positions des deux points d'impédance, pour 40 et 80 Hz, cependant, la tension appliquée sur le haut-parleur s'élève pratiquement à la valeur totale de l'entrée. Ce phénomène est également prévisible puisque l'impédance du haut-parleur s'élève à une valeur élevée pour ces deux fréquences.

Il en résulte que la plus grande partie de la tension appliquée apparaît aux bornes du haut-parleur, tandis qu'une très petite partie seulement est dissipée dans la résistance-série, et la courbe de tension montre ainsi deux pointes ou crêtes correspondant aux crêtes d'impédance de la figure 1.

Un effet à peu près analogue se produit pour des fréquences plus élevées. Au-dessus de 1 à 2 kHz, alors que l'impédance du haut-parleur continue à s'élever normalement avec la fréquence, une plus grande partie de la tension appliquée apparaît aux bornes du haut-parleur, et une tension plus faible est dissipée dans la résistance-série.

Dans ces conditions, la courbe la plus basse s'élève graduellement de façon à rejoindre la courbe la plus élevée pour les fréquences les plus hautes.

L'AMÉLIORATION REELLE DE LA COURBE DE REPONSE

Que résulte-t-il finalement de ces résultats, en ce qui concerne l'amélioration finale du haut-parleur, quel que soit, d'ailleurs, le modèle considéré ?

La courbe inférieure de la figure 2 nous montre une perte de réponse de l'ordre de 6 dB, pour les fréquences médiums aux alentours de 200 Hz. Ce résultat est dû au fait qu'une moitié seulement de la tension d'entrée est alors appliquée sur le haut-parleur.

Ainsi, pour les fréquences correspondant aux pointes d'impédances constatées, il se produit une augmentation de la tension de sortie. L'examen des courbes de la figure 3 montre ce qui se produit réellement à ce moment et l'audition résultante.

LA MESURE DU TAUX DE PLEURAGE ET DE SCINTILLEMENT DANS LES MAGNÉTOPHONES

OUTRE les diverses distorsions inhérentes aux systèmes électroniques, les magnétophones superposent toujours aux signaux reproduits une modulation indésirable : c'est celle qui résulte des petites variations de la vitesse de défilement de la bande.

Pour désigner les effets de ces variations de vitesse, on utilise les mots pleurage, scintillement. Le « pleurage » signifie une impression subjective d'une montée et d'une descente lentes de la hauteur du son, qui est ressentie lorsque la vitesse de défilement varie aux fréquences comprises entre 0,5 et 5 Hz. Le « scintillement » signifie une vibration rapide; ce terme décrit les variations de vitesse aux fréquences comprises entre 5 et 200 Hz; c'est une sorte de trémolo (chevrotement) dans la reproduction.

Les effets de la modulation se manifestent sous la forme de variations dans l'amplitude et dans la fréquence des signaux reproduits. Dans la plupart des applications, c'est la modification de la fréquence qui est la plus critique, particulièrement lorsque de la musique est reproduite et que la variation devient audible.

Les faibles vitesses des nouveaux magnétophones rendent encore plus difficile le maintien du pleurage et du scintillement à un niveau minimum. Les problèmes posés par ces distorsions retiennent donc de plus en plus l'attention des techniciens. Le lecteur trouvera dans cet article ce que signifient les caractéristiques et les termes techniques correspondants. De même, on pourra voir comment ces distorsions sont mesurées et quels sont leurs effets sur les sons reproduits.

CARACTÉRISTIQUES DES APPAREILS NEUFS

Les caractéristiques fournies par les fabricants ne mentionnent pas toujours le taux de ce type de distorsion. Ceci ressort d'un examen de caractéristiques concernant le pleurage et le scintillement, correspondant à une cinquantaine de modèles américains de platines de défilement.

Parmi les cinquante appareils examinés, onze n'étaient accompagnés d'aucune information concer-

nant le pleurage. Une machine mentionnait 0,3%; douze autres appareils indiquaient 0,20 à 0,25%; seize magnétophones 0,15 à 0,19%; trois 0,10 à 0,14%; six appareils indiquaient moins de 0,09%; sept appareils divers comportaient l'indication de « valeur efficace » comme élément de la caractéristique totale; enfin, un appareil mentionnait aussi bien la valeur efficace limite qu'une valeur de crête limite. Dans l'ensemble, le pourcentage plus élevé était généralement associé à des vitesses de défilement plus faibles; les pourcentages plus faibles, à leur tour, étaient généralement ceux des machines professionnelles de prix plus élevé.

LES VALEURS EFFICACES ET LES VALEURS DE CRÊTE EXPRIMANT LE PLEURAGE

Le pleurage et le scintillement sont exprimés comme des pourcentages en utilisant les symboles suivants : $K = 100 \Delta f/f_0$, où K est le pleurage et le scintillement en %, f_0 est la fréquence moyenne et Δf est l'écart de fréquence par rapport à f_0 .

Voici un exemple d'application de l'expression pour K : si l'on reproduisait une bande d'essai avec un son constant de 3 000 Hz et si les variations de la vitesse de défilement convertissaient le son de 3 000 Hz en un son de 3 003 Hz, l'écart de fréquence de crête d'une valeur de 3 Hz serait à substituer dans l'expression générale ci-dessus et le calcul donnerait la valeur résultante de 0,1% de pleurage et de scintillement de crête.

Pour exprimer le pleurage, on indique d'ordinaire l'une ou l'autre des grandeurs suivantes : valeur efficace, crête et crête instantanée. Dans le cas où la seule composante de pleurage et de scintillement est une onde sinusoïdale, la crête et la crête instantanée sont les mêmes et la valeur efficace est en relation avec la valeur crête par le coefficient 0,707. Cependant, il est extrêmement rare qu'il en soit ainsi. Au contraire, la forme d'onde ressemblera plus vraisemblablement à un bruit erratique. Tout au plus, elle sera seulement semblable à une voix ou à une note musicale, mais pas la même. Il s'ensuit qu'on commettra une erreur de mesure d'importance

variable si l'on formule la valeur efficace simplement en mesurant la crête et en la référant à la valeur efficace par le coefficient 0,707.

RIEN NE REMPLACE LA MESURE

Les taux de variations de la vitesse de la bande et leurs amplitudes n'obéissent à aucune loi fixe représentée par une onde sinusoïdale ou rectangulaire; ils n'obéissent à aucune loi de la nature et ne se prêtent pas à la prédiction statistique. Pour ces raisons, il n'y a aucune relation mathématique pratique entre le pleurage et la valeur crête du scintillement et le pleurage et la valeur efficace du scintillement. La figure 1 illustre la raison pour laquelle il en est ainsi. Elle montre que la valeur de crête peut rester constante, tandis que la valeur efficace change consi-

Par conséquent, la valeur efficace doit être mesurée; on ne peut pas l'obtenir par la déduction ou par le calcul. Passons donc aux différents procédés de mesure.

MESURE DE LA VALEUR MOYENNE DU PLEURAGE

Trois éléments fondamentaux (voir Fig. 2 A) sont nécessaires pour mesurer la valeur moyenne du pleurage et du scintillement : une bande d'essai avec une fréquence moyenne pré-enregistrée (d'ordinaire 3 000 Hz), un discriminateur FM et un véritable voltmètre de valeur efficace. Le type de discriminateur utilisé passe d'ordinaire les fréquences d'essai de la gamme audible jusqu'à 10 kHz; il est linéaire; avec de bonnes caractéristiques de réjection de la porteuse. Fréquemment, le discriminateur est précédé par un limiteur pour éliminer toute variation d'amplitude.

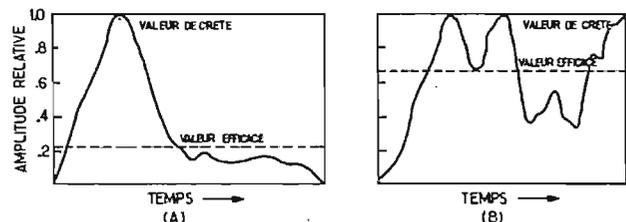


Fig. 1 — Formes d'ondes typiques de pleurage et de chevrotement : en (A) valeurs efficaces faibles et en (B) valeurs efficaces élevées pour les mêmes valeurs de crête.

dérablement. La valeur efficace sera plus faible que la crête, — c'est à peu près tout ce qu'on peut affirmer sur ces deux grandeurs.

Une relation entre la valeur crête et la valeur efficace pourrait être déterminée en une fois pour une machine particulière, mais elle varie avec un changement du volant ou avec une meilleure réduction de la friction ou même avec le nettoyage.

Le voltmètre doit être un vrai voltmètre de valeur efficace tel qu'il indique la valeur efficace (ou son équivalent en courant continu) des formes d'ondes complexes analogues à celles suscitées par le pleurage et le scintillement, un bruit erratique, une voix, etc. Le voltmètre classique est construit pour fournir seulement l'indication de la valeur efficace (ou de son équivalent).

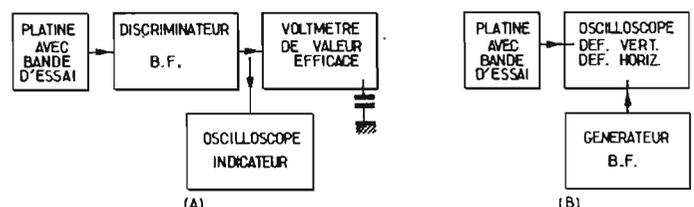


Fig. 2 — (A) Montage pour la mesure des valeurs efficaces de pleurage et de scintillement. Les instruments de mesure commerciaux de scintillement qui sont disponibles (U.S.A.) contiennent des discriminateurs BF, des circuits de mesure, des outp-mètres et même un oscilloscope-indicateur

(B) Montage de mesure à l'aide de figures de Lissajous

valent en courant continu) d'une onde sinusoïdale. Cette limitation dans la construction ne peut pas être compensée par un étalonnage. L'instrument ne peut servir pour mesurer le pleurage et scintillement efficaces.

Un autre problème est que la valeur efficace peut varier considérablement; toutefois, la plupart des instruments fournissent un moyen d'augmenter la constante de temps du circuit de mesure en branchant extérieurement des condensateurs, et ceci est fait d'ordinaire en vue d'obtenir l'indication de valeur efficace sur le cadran correspondant à une lecture moyenne stable.

MESURE DE LA VALEUR DE CRÊTE DE PLEURAGE

Les valeurs de crête de pleurage et de scintillement peuvent être mesurées avec un voltmètre de crête ou avec un oscilloscope. L'inertie de mesure du voltmètre restreint son emploi pour mesurer des crêtes instantanées; on est donc amené à utiliser un enregistreur graphique ou un oscilloscope.

Des valeurs de crête instantanées présentent un intérêt particulier quand l'application du magnétophone concerne un ordinateur. Lorsqu'une série d'unités d'information (bit) est enregistrée sur bande magnétique et que l'enregistrement est ensuite injecté dans les circuits d'un ordinateur, les circuits sont d'ordinaire synchronisés à la vitesse de transmission des informations digitales. Or, le système d'asservissement assurant le synchronisme peut toujours repérer promptement la majorité des composantes de pleurage et de scintillement. C'est surtout un changement instantané (instantané à l'intérieur du spectre de fréquence implique) qui impose au système d'asservissement l'épreuve la plus sévère. De fait, la plupart des systèmes d'asservissement ne peuvent pas s'accommoder des transitoires sévères. Le résultat net est que quelques unités d'information (bit) sur la bande sont rapidement déplacées dans le temps, et les circuits destinés à repérer si les informations injectées sont des 1 ou des 0, «perçoivent» l'information erronée à l'instant erroné et peuvent donc «prendre une décision» erronée. Une décision erronée est une erreur, et le nombre des erreurs commises rapporté au nombre total des informations est appelé un taux d'erreur. Quelquefois, on dépense autant de temps pour réduire les taux d'erreur que pour déparasiter les programmes d'ordinateur et, par conséquent, le pleurage et le scintillement d'une machine à ruban dans une telle application peuvent être critiques.

INTERPRÉTATION DES COURBES DE LISSAJOUS

Quelquefois, le problème à résoudre n'est pas celui d'acheter

un magnétophone BF ou de vérifier ses caractéristiques, mais simplement de déceler une panne et de la réparer. Dans ce cas, c'est un montage pour relever les courbes de Lissajous qui peut être le plus utile (Fig. 2 B). Tout l'équipement requis consiste en un oscilateur de basse fréquence et en un oscilloscope. On procède comme suit : une fréquence sonore est enregistrée, puis reproduite et injectée dans le système de déviation verticale de l'oscilloscope. L'oscillateur de basse fréquence est relié aux plaques de déflexion horizontale. Une petite expérimentation ne manquera pas de révéler bientôt à quelle source peut être attribué le mouvement observé des figures de Lissajous. En même temps, les valeurs de « crête » et de « crête instantanée » de pleurage et de scintillement peuvent être obtenues d'une façon approchée en calibrant les figures de Lissajous.

MESURES A L'AIDE DE BANDES D'ESSAI

Des bandes d'essai standard existent pour l'utilisation avec des instruments de mesure commerciaux de scintillement pour pouvoir mesurer le pourcentage de scintillement des enregistreurs. Mais on peut employer la méthode consistant à enregistrer soi-même ses propres bandes d'essai de scintillement.

Indication approchée. — L'enregistrement d'une bande d'essai, son rebobinage, sa lecture sur la même machine dans le but de mesurer le pleurage et le scintillement sont des opérations qui fournissent des infirmités reflétant sans aucun doute la performance de la machine. Cependant, les indications obtenues résultent de la sommation fortuite de deux valeurs de pleurage et scintillement, celle de l'enregistrement et celle de la reproduction; elles ne sont donc pas des images des performances de la machine dans le sens absolu.

Pour vous en rendre compte, envisagez, par exemple, que l'écart Δf_0 de valeur crête ayant eu lieu pendant l'enregistrement arrivera tôt ou tard nécessairement à la tête de lecture juste à l'instant où se produit un écart analogue de la reproduction. L'écart de crête mesuré serait la somme des deux précédents, et si tous les deux se manifestent dans le même sens, il serait accru. Mais s'ils étaient égaux et opposés, ils s'annuleraient.

Indication exacte. — On peut remédier à cet inconvénient. Les effets de la présence de pleurage et scintillement pendant l'enregistrement peuvent être largement réduits en utilisant une bande d'essai enregistrée à une vitesse de bande de beaucoup supérieure à la vitesse de la reproduction. Par exemple, une bande enregistrée à la vitesse de 120 in/s (un inch = 2,54 cm) avec un signal de

192 kHz fournira un son de 3 kHz à la vitesse de 1 7/8 in/s (4,75 cm/s, vitesse réservée aux enregistrements de conférences, de cours, au magnétophone portatif, aux machines à dicter); en même temps, cette opération réduit les fréquences de pleurage et de scintillement du mécanisme de défilement d'enregistrement par un facteur de 64. Ainsi, une fréquence de scintillement de 16 Hz à 120 in/s devient 1/4 de Hz à la vitesse de 1 7/8 in/s. L'emploi de la bande d'essai fournira une information précise et exacte concernant la performance de la machine dans un sens absolu, sauf les erreurs usuelles tolérées dans les instruments de mesure.

Intervalle entre les têtes. — Les mesures de pleurage et de scintillement effectuées en enregistrant et en reproduisant le signal d'essai successivement peuvent être très désorientantes à cause de la relation existant entre la vitesse de la bande et l'intervalle entre les têtes d'enregistrement et de lecture. La figure 3 indique que pour une vitesse de bande de 3 3/4 in/s (9,5 cm/s) et un intervalle de 1 inch (2,54 cm) entre les têtes, une erreur de 20% résultera à une fréquence de pleurage de 0,55 Hz. Les mesures précises ne sont possibles que pour très peu de fréquences lorsque le son est ainsi enregistré et lu simultanément. Ces fréquences peuvent être déterminées en divisant la distance entre les têtes par la vitesse de la bande, ce qui donnera le temps

stabilité de l'alimentation secteur.

Divers autres systèmes de platine ont été développés pour réduire les variations des vitesses de bande, parmi lesquels le plus efficace est celui qui utilise le moteur synchrone. Celui-ci dépend de la stabilité de la fréquence de la source d'énergie et tend à ignorer les variations d'amplitude de tension. Dans les cas où l'alimentation disponible n'est pas adéquate, le moteur synchrone est commandé par un amplificateur de puissance BF qui est excité à l'aide d'un diapason de précision ou par quelque autre fréquence de référence. Lorsque la vitesse de la bande de même que le pleurage et le chevrottement sont particulièrement critiques, on utilise quelquefois une boucle fermée de servomécanisme dans laquelle la vitesse de cabestan est mesurée et comparée à une fréquence de référence : la vitesse du mécanisme de défilement de la bande doit varier au même rythme que la fréquence de référence.

COMMENT LES DISTORSIONS SONT-ELLES DÉCELÉES A L'AUDITION ?

Le timbre qui est une configuration harmonique des sons n'est pratiquement pas affecté par le pleurage et le scintillement parce que chacune des fréquences composantes n'est modifiée que d'un petit pourcentage. Les variations de l'intensité sonore ne sont d'ordinaire pas détectées par l'oreille et les essais ont montré que le degré

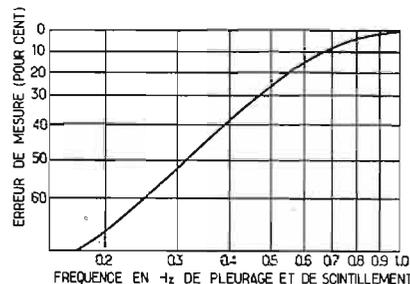


Fig. 3. — Courbe des erreurs de mesure dues à l'enregistrement et à la lecture simultanés à la vitesse de 9,5 cm/s, avec un intervalle de 1 inch (2,54 cm) entre la tête d'enregistrement et la tête de lecture

du passage entre les têtes. Les mesures précises seront possibles lorsque le temps mis par la portion de la bande pour passer entre les têtes sera égal à 1/4 ou à 3/4 de la période de la fréquence du chevrottement ou à ses multiples.

LE PERFECTIONNEMENT DES MOTEURS DE MAGNÉTOPHONE

La plupart des magnétophones grand public utilisent un mécanisme de défilement avec moteur à induction qui entraîne un système de poulies et de courroies ou des roues d'engrenage en caoutchouc à surface lisse (dispositif à friction). Dans ce genre de platine, le taux de pleurage et de scintillement dépend dans une large mesure de l'absence d'excentricité des roues, des roulements et des surfaces portantes lisses, de même que de la

de variation d'amplitude impliqué n'est pas particulièrement ennuyeux et qu'il n'occasionne pas de désagrément, même au-dessous du seuil de conscience (fatigue d'audition). Néanmoins, lorsque des recherches plus approfondies seront réalisées, nous apprendrons probablement que le timbre et l'intensité sonore, dans la mesure où ils sont affectés par le pleurage et le chevrottement, contribuent quand même d'une façon considérable à la fatigue de l'auditeur. En attendant, nous savons que la hauteur du son (qui est déterminée par la fréquence) est certainement modifiée et qu'un tel changement peut être désagréable à l'auditeur. Il a été vérifié en effet que même les personnes qui sont plutôt insensibles à la hauteur du son sont facilement capables de détecter les variations de fréquence du type pleurage et chevrottement.

LE CAS DES BANDES PREENREGISTRÉES

Les sons d'un morceau particulier d'un programme peuvent ne pas donner une indication précise de la performance d'une machine particulière parce que le matériau du programme pour une machine d'appartement est souvent constitué à présent par les bandes préenregistrées, ce qui implique qu'une bande est fabriquée à partir d'une autre. Il en résulte que les effets de variation de vitesse en provenance d'une machine tantôt s'ajouteront, tantôt se retrancheront, et, finalement, ils s'ajouteront ou se retrancheront également des effets d'une machine d'appartement.

Cette interaction d'une platine sur une autre résultera toujours d'une augmentation de la valeur de crête de l'écart de fréquence.

Ainsi, avec la duplication des bandes en série, les chances que les effets de pleurage et de chevrottement soient sensibles à l'oreille seront augmentées. Pour la plupart, le travail de duplication commerciale et l'enregistrement en studio sont effectués à des vitesses de bande relativement élevées et il s'ensuit que les composantes de pleurage dues à la duplication tendent à se situer dans la région

basse du spectre sonore de reproduction. Les bandes doubles copiées à partir d'autres machines de reproduction d'appartement ou à partir de transmissions radiophoniques présentent une très grande probabilité de donner un pleurage et un chevrottement audibles ; et ce, non pas en raison d'une qualité médiocre de transmission ou d'enregistrement, mais parce que le pleurage et le chevrottement s'ajoutent.

à une fréquence enregistrée de 3 000 Hz et à une vitesse de bande de 19 cm/s, le chevrottement (valeur efficace) ne doit pas dépasser 0,20 % ; à la vitesse de 9,5 cm/s, cette valeur ne doit pas dépasser 0,25 %. Les mesures correspondantes sont effectuées dans une gamme de fréquences allant de 0,5 à 200 Hz au moyen d'un instrument indicateur calibré pour fournir les valeurs efficaces d'une onde sinusoïdale. Les chiffres obtenus et

la mesure. Le NAB indique également une mesure de scintillement équilibrée qui s'accorde davantage avec la sensibilité de l'oreille humaine par rapport aux variations du type chevrottement.

Pour effectuer cette mesure équilibrée, on insère en amont de l'instrument précédent un circuit ayant une réponse analogue à celle de la figure 4. Le contenu maximal équilibré de chevrottement est spécifié comme étant de 0,07 % pour la vitesse de bande de 19 cm/s et de 0,10 % pour la vitesse de 9,5 cm/s.

CONCLUSION

Les problèmes associés au pleurage et au scintillement deviendront plus difficiles dans un proche avenir à cause de la réduction des vitesses de bande et de l'accroissement du nombre des bandes copiées en série qui sont mises en circulation. Néanmoins, quelle que soit la solution du problème, un léger pleurage ou chevrottement résiduel ne représente peut-être qu'un faible inconvénient par rapport aux nombreux avantages qu'un amateur peut obtenir d'un bon magnétophone.

F.A.

(Bibliographie : Electronics World)

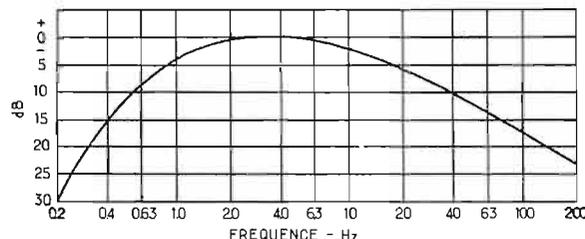


Fig. 4 — Courbe d'équilibrage correspondant aux mesures de chevrottement « équilibré », conforme à la normalisation américaine.

UNE NORMALISATION AMERICAINE

Pour terminer, voici les normes de la « National Association of Broadcasters » concernant le scintillement (chevrottement) des magnétophones utilisés dans la radiodiffusion. Selon les normes NAB,

indiqués ci-dessus concernent le contenu de scintillement « non équilibré ». Dans ce sens, on appelle « équilibrage » l'ajustage artificiel des mesures pour tenir compte des facteurs qui, dans l'usage normal du dispositif, seraient différents des conditions prévalentes pendant

POURQUOI AMORTIR LES HAUT-PARLEURS (Suite de la page 204)

La courbe supérieure montre la réponse acoustique du haut-parleur sans résistance-série, et la courbe inférieure avec la résistance-série ; la première a un niveau inférieur de l'ordre de 6 dB pour des fréquences aux alentours de 200 Hz.

Pour des fréquences plus basses, de l'ordre de 70 à 80 Hz, comme on le voit, la courbe de réponse s'élève presque à la même valeur que celle obtenue sans la résistance. Dans ces conditions, si la courbe supérieure est superposée à la courbe inférieure, de telle sorte que la réponse fait 200 Hz, la valeur du gain pour la réponse basse fréquence due à la résistance-série peut être étudiée facilement. Mais, bien entendu, si le haut-parleur étudié est d'un type élémentaire et bon marché, ne produisant pas une tension de sortie mesurable au-dessous de 40 et 50 Hz, comme c'est le cas dans l'exemple indiqué, les effets de ce genre ne peuvent être notés ici.

L'addition d'une résistance-série peut sembler très utile, lorsqu'un haut-parleur très amorti est employé, puisque la sortie pour les sons graves d'un tel haut-parleur est fréquemment assez faible, à moins qu'une charge acoustique convenable soit assurée par l'enceinte acoustique.

La résistance apparaît encore plus utile lorsque de tels haut-parleurs sont montés

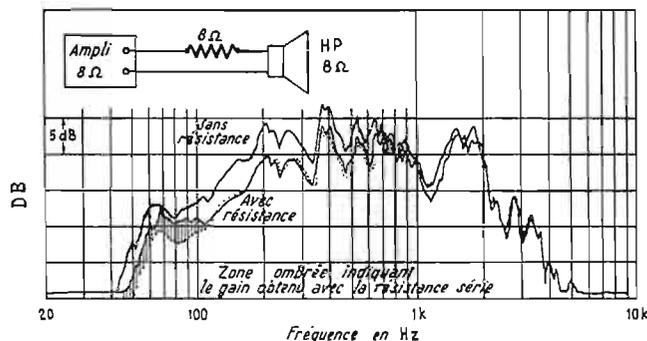


Fig. 1

dans des enceintes acoustiques fermées, ou baffles infinis pour lesquels la réponse sur les sons graves n'est pas particulièrement renforcée.

Lorsque la résistance de 8 ohms est montée en série avec le haut-parleur de 8 ohms, l'impédance primaire du transformateur de sortie est augmentée ; il peut y avoir ainsi cependant un désaccord des impédances et d'adaptation avec l'impédance du circuit de sortie.

Par suite, il y a, non seulement une perte de puissance dans la résistance-série elle-même, mais par suite de ces défauts d'adaptation. Pour réduire cet inconvénient, il est donc recommandable d'effectuer les connexions,

non plus sur la prise 8 ohms du transformateur de sortie, mais sur la prise 16 ohms. S'il y avait un haut-parleur de 16 ohms, il serait généralement très difficile d'effectuer une connexion sur une prise de 32 ohms et, dans ce cas, il faudrait admettre une perte de puissance. Mais avec des amplificateurs de ce genre comportant une contre-réaction importante la variation de puissance due à un défaut d'adaptation n'est généralement pas gênante.

Un autre effet, cependant, du défaut d'adaptation des impédances peut consister dans la variation de distorsion qui risque de se produire. Dans certains cas, une augmentation de l'impédance primaire du transformateur de sortie augmente la distorsion et, dans d'autres, au contraire elle la réduit ; tout dépend de la disposition du montage et des conditions de fonctionnement.

Ainsi, dans les montages à tubes push-pull fonctionnant en classe AB1, la distorsion avait tendance à augmenter en même temps que la charge.

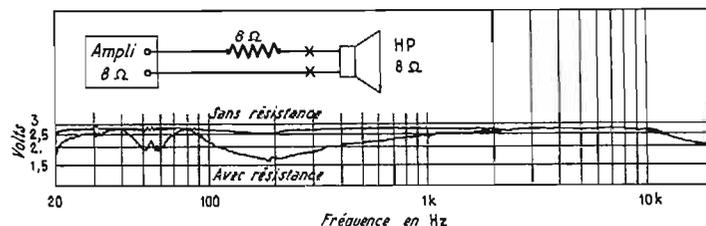


Fig. 2

COMMANDE AUTOMATIQUE D'AMPLIFICATION ET MODULOMÈTRE

UN dispositif de commande automatique d'amplification, parfois appelé également « compresseur de modulation », est souvent très apprécié sur les magnétophones pour les enregistrements.

Le montage que nous allons décrire est simple, efficace et extrêmement intéressant par les possibilités qu'il offre. Son schéma est représenté sur la figure ci-contre (ainsi que son intercalation entre les étages d'un magnétophone).

Le dispositif comporte deux circuits intégrés de Plessey; le premier, du type SL630C, est utilisé en amplificateur commandé; le second, du type SL620C, est le générateur de commande automatique de gain. Le montage décrit peut offrir une réponse très rapide de l'ordre de 20 ms par rapport au signal d'entrée; il peut admettre des variations de ± 20 dB du niveau d'entrée; il peut maintenir le niveau de commande automatique d'amplification durant une brève coupure du signal; enfin, il peut supprimer les éclats des bruits parasites courts (du genre impulsionnel) sans affecter le niveau général de la commande automatique de gain. Si la pause ou la coupure du signal d'entrée excède un temps **prédéterminé**, la commande automatique de gain devient sans effet et le système retrouve sa pleine amplification au bout de 0,2 s après ce temps.

En nous reportant au schéma de la figure ci-contre, nous voyons que la sortie (1) du circuit intégré SL630 attaque l'entrée (1) du circuit intégré SL620 dont la tension de commande automatique de gain qu'il produit (broche 2) est appliquée après filtrage à la broche 8 du SL630; cette disposition fait que la tension de sortie du SL630 se maintient toujours aux environs de 80 mV eff. BF.

La tension de commande d'amplification est également appliquée à un microampèremètre (borne négative aboutissant à la broche 9 du SL630) par l'intermédiaire d'une résistance R_3 .

Ce microampèremètre, utilisé ici en modulomètre, peut être un galvanomètre quelconque dont

la déviation totale de l'aiguille est comprise entre 50 μ A et 2 mA; on trouve dans le commerce des petits galvanomètres de 150 à 200 μ A qui conviennent parfaitement dans cette fonction.

La valeur de la résistance R_3 est fonction du microampèremètre employé. On peut déterminer cette valeur en appliquant la formule :

$$R_3 = \frac{0,7}{I}$$

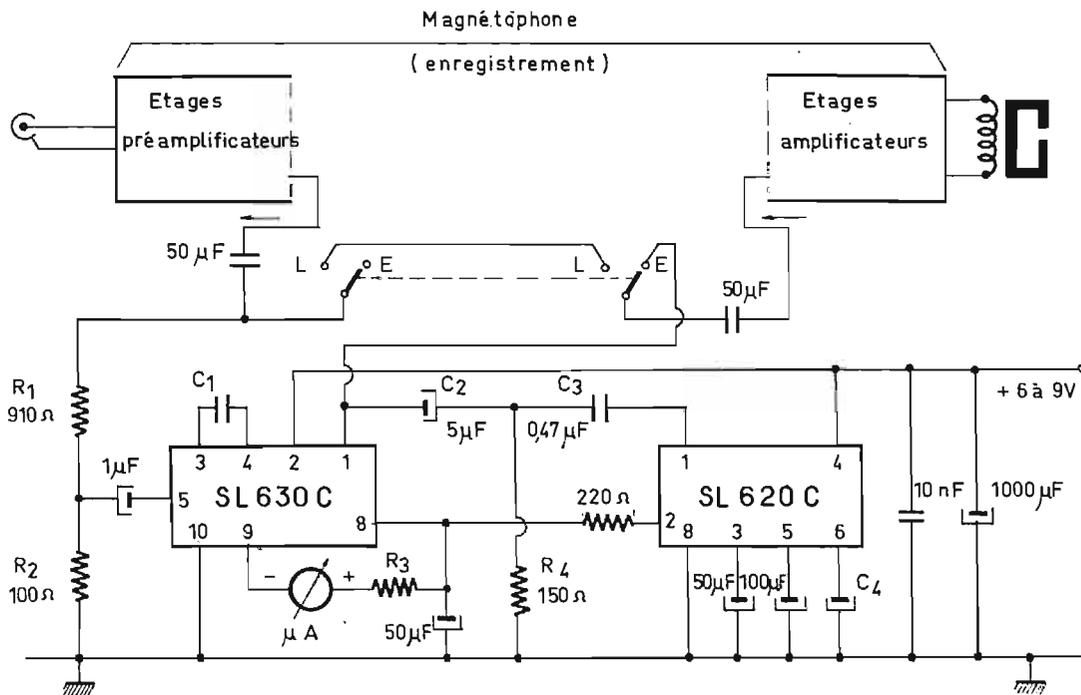
dans laquelle I est la déviation totale du galvanomètre (exprimée en **milliampères**) et où l'on trouve R_3 en $k\Omega$.

En l'absence de tension de commande de gain, un léger courant **inverse** traverse le galvanomètre. On pourrait intercaler une diode en série pour bloquer ce courant inverse; mais cela ne s'est pas révélé nécessaire, car ce courant

inverse est très faible et ne présente aucun danger pour le galvanomètre.

Pour la mise au point, l'entrée du magnétophone est attaquée par un générateur BF réglé vers 1 000 Hz, par exemple. Le gain du préamplificateur du magnétophone est ajusté afin d'obtenir 100 mV eff. BF à sa sortie, c'est-à-

$R_1 + R_2$, seront respectivement marquées : + 20 dB et - 20 dB. Le cas échéant, on pourra également inscrire des graduations intermédiaires. Il est intéressant aussi de prévoir un secteur peint en rouge allant de 0 à + 20 dB et indiquant la zone de surcharge. Pour des conditions normales d'utilisation et d'enregistrement,



dire aux bornes des résistances $R_1 + R_2$ du dispositif. On s'assurera que cette charge ne provoque pas de perturbations dans le fonctionnement normal des étages de préamplification. Pour cette condition de fonctionnement, l'aiguille du galvanomètre doit se situer au milieu de l'échelle, c'est-à-dire à la moitié de sa déviation totale; en ce point, nous pouvons inscrire 0 dB. Les positions de l'aiguille pour des tensions d'entrée de 1 V et de 10 mV aux bornes de

l'aiguille du modulomètre ne devrait donc pas se situer dans la zone rouge. Mais, du fait de l'action de la commande automatique d'amplification, l'aiguille peut néanmoins évidemment se placer dans l'échelle; cependant, pour bénéficier de la gamme optimale de commande automatique (± 20 dB), on fera en sorte que l'aiguille se positionne **en moyenne** vers 0 dB.

CHARGEUR DE BATTERIE A COURANT CONSTANT

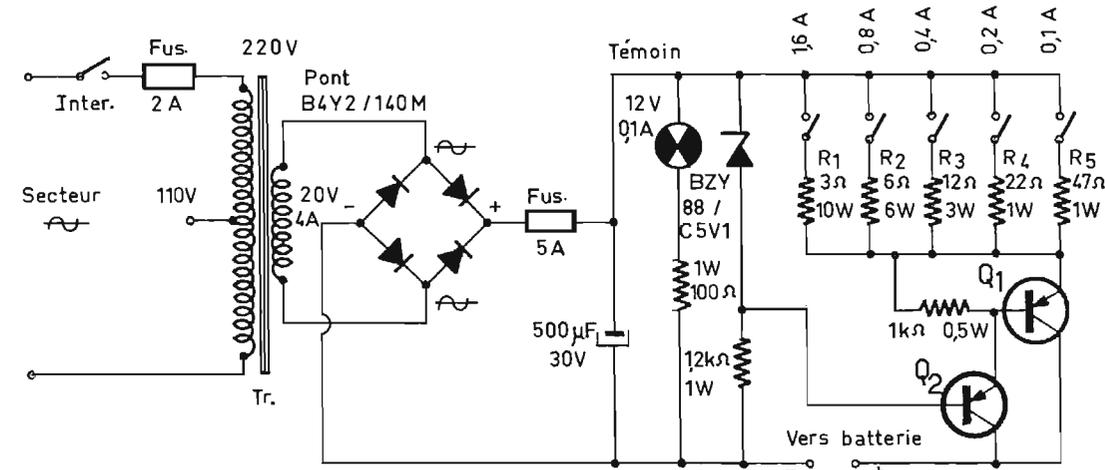
Le montage dont le schéma général est représenté sur la figure ci-contre, comporte un transformateur abaisseur de tension (secondaire de 20 V eff.), un redresseur double alternance en pont (B4Y2/140M) et un circuit commutable régulateur d'intensité.

Le courant de charge est réglable par l'intermédiaire de cinq résistances R_1 à R_5 , commutables par boutons-poussoirs ou interrupteurs à bascule. D'autre part, nous avons deux transistors PNP de puissance Q_1 et Q_2 connectés en Darlington, le potentiel de la base de Q_2 étant stabilisé par une diode Zener de 5,1 V.

Les transistors Q_1 et Q_2 sont identiques et peuvent être choisis parmi les types suivants : OC28, OC35, OC36, 2N1021, ASZ15, ASZ17, ASZ18, AD140..., ou tout autre type similaire PNP de puissance.

Ce chargeur convient pour la recharge ou l'entretien de tout accumulateur de 12 V. Les fils à pincettes aboutissant aux bornes de l'accumulateur à recharger peuvent être accidentellement court-circuités sans entraîner de dommages pour les composants.

Il n'est pas nécessaire de prévoir un ampèremètre, car l'intensité de charge est déterminée par sélection ou addition des résistances commutables. Les intensités de charge obtenues sont indiquées sur le schéma en face de chaque résis-



tance. Ainsi, R_1 correspond à 1,6 A ; R_3 correspond à 0,4 A ; mais si l'on enclenche ensemble R_1 et R_3 , on obtient 2 A, etc.

L'intensité de charge minimale est donc de 0,1 A (avec R_5) et l'intensité de charge maximale est de 3,1 A (avec toutes les résistances en service). En règle générale, l'intensité de charge obtenue est égale au quotient de 4,8 par

la valeur de la résistance (ou de la résistance résultant des commutations) :

$$I = \frac{4,8}{R}$$

L'intensité déterminée ne varie pas durant tout le temps de la charge de l'accumulateur.

Les caractéristiques des composants sont indiquées directement

sur le schéma. La présentation est laissée au goût du réalisateur (généralement, petit boîtier métallique). Le transistor Q_1 est monté à plat sur une face du boîtier (avec interposition de rondelles isolantes en mica), le coffret servant de refroidisseur.

Roger-A. RAFFIN.
(d'après Wireless World 04/72.)

Commande automatique d'amplification et modulomètre

(Suite de la page 208)

Pour une variation de 10 mV à 1 V (eff. BF) du signal appliqué, la tension de sortie disponible se maintient aux environs de 80 mV eff. BF à ± 1 dB.

Une inversion double permet la mise en service (enregistrement) ou l'élimination (lecture) du dispositif. Il est intéressant que cette commutation soit incorporée dans l'inverseur « enregistrement/lecture » du magnétophone, afin qu'elle s'effectue simultanément. Selon la conception du magnétophone, selon le mode d'intercalation entre étages préamplificateurs et amplificateurs de ce magnétophone, les condensateurs d'entrée

et de sortie de 50 μ F sont utiles ou inutiles (s'ils existent déjà) ; le cas échéant, on veillera à leurs polarités.

Dans l'amplificateur intégré SL630, grâce au condensateur C_1 , une correction dans la réponse peut être apportée par un gain de 3 dB pour telle ou telle fréquence (en Hz) déterminée par la relation :

$$\frac{1,3 \times 10^7}{C_1}$$

(avec C_1 en pF.)

Les circuits extérieurs d'entrée et de sortie du SL630 ne doivent pas voisiner afin d'éviter toute instabilité à fréquence élevée.

Pour obtenir une bonne stabilité aux fréquences basses et prévenir les accrochages type motor-boating, les valeurs de C_2 , C_3 et R_4 doivent être respectées à 30 % près.

L'alimentation se fait sous une tension comprise entre 6 et 9 V, avec (-) à la masse. Cette alimentation doit être découplée énergiquement par un condensateur électrochimique de 1000 μ F shunté par un condensateur céramique de 10 nF.

Les broches 6 et 7 du SL630 et la broche 7 du SL620 ne sont pas utilisées. Mais comme elles correspondent néanmoins à des

connexions internes des circuits intégrés, il importe qu'elles soient bien isolées et ne viennent pas en contact avec d'autres composants extérieurs.

Le temps de maintien avant que l'amplificateur retrouve son gain total après cessation du signal, est déterminé par le condensateur C_4 (broche 6 du SL620). La capacité de ce condensateur est d'autant de centaines de μ F que l'on désire de secondes de délai.

(Plessey-France S.A., 16-20, rue Pétrarque, Paris-16^e.)

Roger-A. RAFFIN.
(d'après Wireless World 04/72.)

RÉCEPTEUR 144 MHz

A RECHERCHE ET ARRÊT AUTOMATIQUE SUR LES STATIONS

LA bande amateurs des deux mètres n'est pas toujours très fréquentée et son écoute systématique devient très rapidement lassante, quand il faut manœuvrer le condensateur d'accord de 144 à 146 MHz. Aussi l'usage d'un « veilleur » est-il particulièrement appréciable. Il en existe à très large bande (2 MHz) qui « écoute » toute la gamme à la fois, avec tous les inconvénients que cela comporte (compromis sensibilité-bruit, mélange des stations). D'autres ont pour principe le balayage continu de la gamme des deux mètres (passage trop bref sur les stations). C'est cette dernière méthode qui a été perfectionnée dans notre réalisation. Le récepteur décrit ci-dessous balaye la bande des deux mètres en une trentaine de secondes. Dès qu'une porteuse est rencontrée, le récepteur demeure sur cette fréquence une dizaine de secondes permettant son identification. Entre les stations, le bruit du souffle, désagréable pendant de longues écoutes, est supprimé grâce à un système de silence ou « squelch ». Par ailleurs, lors d'un Q.S.O. avec plusieurs correspondants, le passage de l'un à l'autre est simplifié par la présélection de chacune des fréquences des correspondants sur une touche d'un contacteur à clavier (système analogue à celui des récepteurs automobiles). Les particularités de ce récepteur sont très appréciables dans le trafic à la station, mais plus spécialement encore en mobile, où les manipulations du récepteur doivent être réduites au strict minimum.

C'est la description de ce récepteur que nous allons faire à présent.

SCHEMA SYNOPTIQUE

Le schéma synoptique est représenté figure 1.

Partant de l'antenne, nous avons tout d'abord un convertisseur (144 - 146 MHz) - (28 - 30 MHz) à quartz (116 MHz) suivi d'un deuxième changement de fréquence (28 - 30 MHz) - (1,650 MHz) à oscillateur variable (29,650 à 31,650 MHz) commandé par une diode varicap (BA102). Suit un troisième changement de

fréquence (1 650 - 455 kHz) à oscillateur à quartz à 2,105 MHz. Cette dernière fréquence intermédiaire (455 kHz) est alors amplifiée, détectée (AM ou B.L.U.) pour attaquer un amplificateur basse-fréquence par l'intermédiaire d'un étage de silence (squelch). Ce dernier est commandé par une bascule monostable déclenchée par la commande automatique de gain (CAG) de la platine à fréquence intermédiaire

fréquence où il s'était arrêté. En position manuelle, la diode varicap est polarisée par un potentiomètre de recherche des stations.

Nous allons décrire en détails les schémas des étages originaux de cette réalisation. Nous n'insisterons pas sur les schémas du convertisseur (144 - 146 MHz) - (28 - 30 MHz), de nombreux sont parus dans cette revue. Nous avons utilisé celui à transistors à effet de champ TIS34 paru dans le Haut-

ETAGE OSCILLATEUR VARIABLE

L'étage oscillateur variable (29,65 - 31,65 MHz) est réalisé par le transistor T_2 monté en collecteur commun à réaction base-émetteur. La tension d'alimentation est stabilisée par une diode zéner de 10 V (genre 109 ou 110 Z 4). En parallèle sur le circuit oscillant, nous remarquons la diode à capacité variable (BA102) dont le

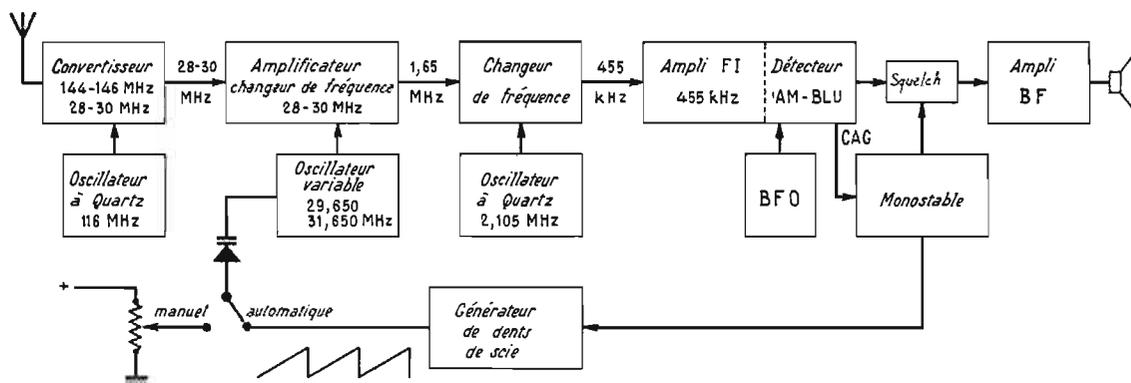


Fig. 1 - Schéma synoptique du récepteur

à 455 kHz. Ce monostable, en position instable, bloque aussi le générateur de tension en dents de scie polarisant la diode varicap assurant l'excursion de fréquence de l'oscillateur variable.

Le fonctionnement général est le suivant : le générateur de la tension en dents de scie polarisant la diode varicap engendre un balayage de la bande des deux mètres. En l'absence de porteuse, l'étage de silence ne permet pas le passage du bruit vers l'amplificateur basse-fréquence : le récepteur est muet. Lorsque l'on arrive sur la fréquence d'une station, on a une variation du niveau de CAG détectée : celle-ci déclenche le basculement du monostable qui vient simultanément interrompre la croissance de la tension en dents de scie, calant le récepteur sur cette station et débloquent l'étage de silence, permettant d'entendre la modulation pour son identification. Le monostable maintient le récepteur sur cette position pendant une dizaine de secondes, au-delà desquelles il revient en position stable, et le cycle continue au-delà de la

Parleur n° 1152, page 148. De même, concernant le troisième changement de fréquence, l'amplificateur à fréquence intermédiaire à 455 kHz, et l'amplificateur basse-fréquence, nous conseillons à nos lecteurs de se reporter au Haut-Parleur n° 1161, page 174 décrivant les platines MICS Radio.

ETAGES AMPLIFICATEUR-MELANGEUR 28 - 30 MHz

Le signal issu du convertisseur 144 - 28 MHz attaque le transistor T_1 , monté en amplificateur base commune, assurant une bonne séparation entrée-sortie, avec une commande de sensibilité dans le circuit de base par le potentiomètre P_1 .

Cet étage est suivi par le mélangeur constitué par le transistor T_2 monté en émetteur commun, le mélange additif s'effectuant au niveau de la base. Le circuit collecteur est accordé sur la fréquence résultante de 1,650 MHz, la liaison à l'étage suivant est faite à basse impédance par diviseur capacitif.

circuit de polarisation va au contacteur à clavier. Celui-ci comprend quatre touches : la première est la position automatique, les trois autres vont à trois potentiomètres différents permettant de sélectionner trois fréquences. En position automatique, la polarisation de la diode est assurée par une tension variable dont nous allons décrire l'élaboration.

BALAYAGE AUTOMATIQUE

Le système comprend essentiellement un générateur de courant constant constitué par le transistor T_3 qui débite dans la capacité C (de 1 000 μ F). Il en résulte aux bornes de celle-ci une tension croissante selon la relation :

$$v(t) = v(0) + \frac{I}{C} \cdot t$$

La tension aux bornes de C est constamment mesurée par le transistor à effet de champ T_{10} (grande impédance d'entrée) monté en drain commun. La tension de source, en relation directe avec celle de porte, alimente un galvanomètre monté en voltmètre et

indiquant la fréquence. La tension de source va aussi à une bascule du type trigger de Smith (transistors T_6 et T_7) de façon que, la tension aux bornes de C atteignant la valeur maximale que l'on s'est fixée (fréquence oscillateur à 31,65 MHz), soit environ 8 V, le trigger bascule et vient rendre conducteur le transistor T_3 alimentant le relais R. Celui-ci passe en position travail et décharge la capacité C dans la résistance de 160 ohms. La tension aux bornes de C passe ainsi rapidement à son minimum. De ce fait le trigger repasse dans sa position initiale, bloque le transistor T_3 , le relais R revient en position repos. Le cycle recommence.

Dans le cas où, en cours de balayage, une porteuse apparaît, l'accroissement de tension de CAG résultant vient faire basculer le monostable constitué par les transistors T_8 et T_9 . T_8 qui était bloqué devient conducteur, inversement pour T_9 dont la tension de collecteur remonte vers +12 V, venant bloquer le transistor T_4 qui cesse d'alimenter le condensateur C : la tension aux bornes de celui-ci ne progresse plus, donc la fréquence d'écoute demeure stable. En même temps, le passage au potentiel haut du collecteur du transistor T_9 vient rendre conductrice la diode D_1 , ce qui permet la transmission de la basse-fréquence du circuit de détection à l'amplificateur de sortie. Le circuit monostable maintient cet état pendant une dizaine de secondes au bout desquelles le système revient à son état initial : la charge du condensateur C continue à partir de la valeur à l'interruption, de même pour le balayage en fréquence. La diode D_1 se rebloque coupant tout bruit en sortie.

Nous noterons au passage que, lors de la décharge de la capacité C (relais R collé), le contact repos s'ouvre, venant bloquer le premier étage de l'amplificateur à fréquence intermédiaire, évitant ainsi un basculement intempestif du monostable lors du retour rapide de la fréquence d'écoute de 146 à 144 MHz.

REALISATION PRATIQUE

Nous avons réalisé ce récepteur dans un coffret en aluminium de dimensions suivantes : longueur 14 cm, hauteur 10 cm, profondeur 20 cm. La disposition intérieure sera à déterminer selon le matériel utilisé. Nous donnons figure 3 la disposition de la face avant que nous avons adoptée. On remarquera que les galvanomètres utilisés sont de forme plate : ce sont les indicateurs de niveau d'enregistrement de magnétophones japonais. Pour la commande de fréquence par les potentiomètres, nous avons utilisé un vernier démultiplicateur pour

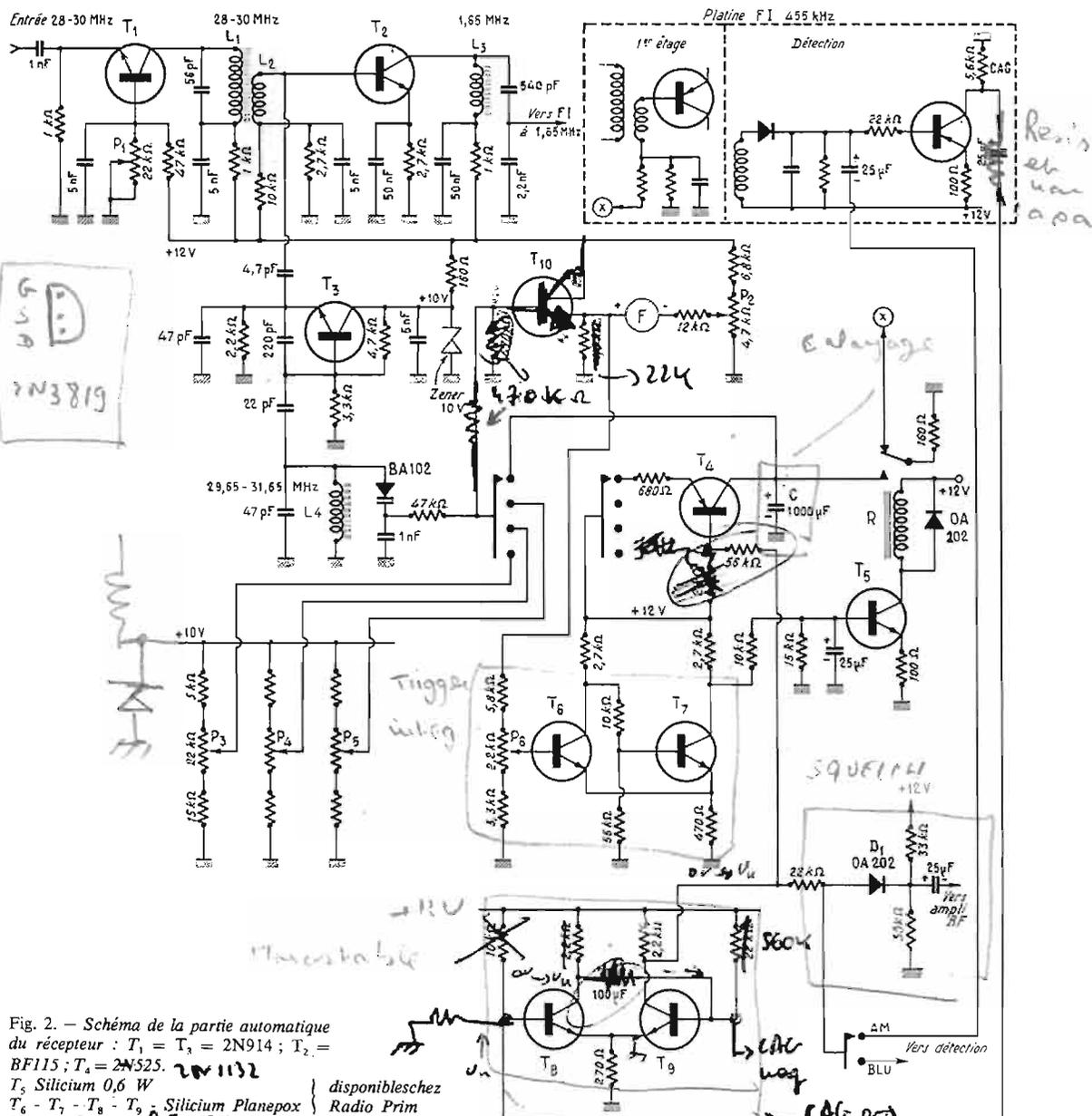


Fig. 2. - Schéma de la partie automatique du récepteur : $T_1 = T_3 = 2N914$; $T_2 = BF115$; $T_4 = 2N525$; T_5 Silicium 0,6 W; $T_6 - T_7 - T_8 - T_9$ - Silicium Planepox; $T_{10} - TIS37$.

L_1 : 7 spires fil émaillé 5/10 jointif sur mandrin Lipa \varnothing 6 mm; L_2 : 2 spires fils sous soie 2/10 jointif sur mandrin Lipa \varnothing 6 mm; L_3 : 50 spires fil sous soie 2/10 jointif sur mandrin Lipa \varnothing 8 mm; L_4 : 6 spires fil émaillé 5/10 jointif sur mandrin Lipa \varnothing 6 mm. R = Relais KACO 300 Ω

le numéro 2, un bouton simple pour les autres.

RESULTATS

L'écoute de la bande des deux mètres à l'aide de ce récepteur automatique est particulièrement agréable. Elle permet à l'OM de bricoler tout en étant informé du trafic sur la bande. Nous l'utilisons avec une antenne de type Halo, ce qui permet une écoute simultanée dans toutes les directions. Nous prévoyons aussi l'utilisation de ce récepteur en mobile où la manipulation réduite est particulièrement séduisante. Il faut cependant remarquer que, si l'on désire faire l'écoute de stations faibles, il y a lieu de mettre le squelch en position arrêté. D'autre part à l'usage, il ne faudra pas s'étonner si le récepteur stationne aussi sur les har-

moniques des téléviseurs voisins, car il ne discerne pas ce type de porteuse de celle des OM. Ce n'est qu'un inconvénient mineur, ralentissant un peu le rythme de balayage. Un conseil encore : si tous les OM d'une région s'équipent avec cet appareil, chacun

restant à l'écoute, la bande risque de demeurer silencieuse, alors n'oubliez pas de lancer quelques CQ auxquels on vous répondra très rapidement.

LOUDART MICHEL.
ON8FM - FOPF.

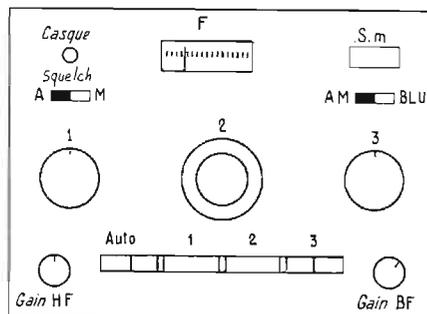


Fig. 3. - Face avant du récepteur.

Montage et utilisation d'un mesureur d'ondes stationnaires ME-1

Il s'agit d'un appareil susceptible de rendre les plus grands services dans la mise au point des antennes et leur adaptation, des émetteurs et éventuellement des coupleurs interposés entre étage final et feeders d'alimentation.

On sait en effet que lorsqu'un câble d'impédance comme, par exemple 75 ohms, se referme sur une charge noire inductive de même valeur, toute l'énergie appliquée à l'autre extrémité se trouve, aux pertes de la ligne près, dissipée dans ladite charge. C'est la définition d'un régime d'ondes stationnaires. Si cette charge est une antenne, on se trouve dans les conditions de fonctionnement idéal puisque toute l'énergie se trouve appliquée à l'antenne et rayonnée par celle-ci. Si, au contraire, cette charge diffère de l'impédance du câble, une partie de l'énergie, d'autant plus notable que la disparité est plus grande, après avoir atteint la charge, tend à revenir à son point de départ, ce qui donne naissance à un régime d'ondes stationnaires.

Si la différence entre l'impédance de la charge (l'antenne) et celle du câble est faible, le régime d'ondes stationnaires est réduit et la puissance réfléchie, donc perdue, modérée. Mais dans le cas d'une disparité importante le régime d'ondes stationnaires est lui-même important et la puissance réfléchie notable. En effet, les tensions alternatives cheminant le long du câble dans le sens direct « rencontrent » les tensions réfléchies qui, n'étant pas en phase, s'ajoutent aux premières ici, ou s'en retranchent là, créant, ce qui est tout le contraire d'un régime d'ondes progressives, une accumulation d'énergie en certains points à un instant donné. Plus la somme ou la différence de ces tensions est importante et plus grand est le rapport d'ondes stationnaires,

ou ROS, ou plus couramment TOS, qui s'exprime par la formule suivante :

$$\frac{E + e}{E - e}$$

où E représente la tension directe et e la tension réfléchie. Il s'ensuit que plus e se rapproche de E, plus le taux d'ondes stationnaires est élevé par l'antenne qui, dans la pratique est la charge de tout émetteur, et par conséquent, l'efficacité de la station est plus faible.

gie fournie par l'émetteur est transmise et rayonnée par l'antenne. Il est également utilisable, dans certaines limites, comme indicateur permanent du TOS, en intercalant dans une ligne coaxiale dont l'impédance sera de 50 ou 75 ohms.

Du fait que la puissance maximale admissible dans le mesureur d'ondes stationnaires est, dans la majorité des cas, très inférieure à celle fournie par les stations de

DESCRIPTION DU CIRCUIT

L'appareil est constitué essentiellement par une section de ligne de transmission à laquelle sont couplées, de façon inductive et capacitive, deux petites inductances secondaires linéaires. Les signaux HF qui circulent dans chacune de ces inductances secondaires, et dans leurs résistances de charge, sont détectés par une diode au germanium et filtrés au moyen d'un condensateur céramique. Le contacteur de fonction prélève le courant continu en provenance de l'une ou l'autre diode, et l'applique à un circuit indicateur de sensibilité ajustable, constitué par un potentiomètre à variation linéaire et un micro-ampèremètre de 0 à 100 A.

Le schéma est représenté à la figure 1. On voit que le circuit est constitué essentiellement de deux ponts HF et d'un indicateur de zéro commutable. L'un des ponts correspond à l'énergie réfléchie et l'autre à l'énergie directe, suivant la position du curseur du contacteur.

Le couplage capacitif et inductif entre la ligne de transmission et les inductances linéaires est tel que le pont « réfléchie » sera équilibré lorsqu'il n'y aura pas d'énergie réfléchie, ce qui correspond à une adaptation parfaite des impédances entre la ligne et la charge ; dans ce cas, l'appareil indiquera un rapport d'ondes stationnaires (TOS) égal à l'unité et un pourcentage d'énergie réfléchie égal à zéro quand le contacteur est sur la position « réfléchie ». Si l'impédance à l'extrémité de la ligne, pour la fréquence de fonctionnement, diffère de celle de la ligne (50 ou 75 ohms), une partie de l'énergie sera réfléchie et le pont sera déséquilibré.

L'appareil indiquera le degré

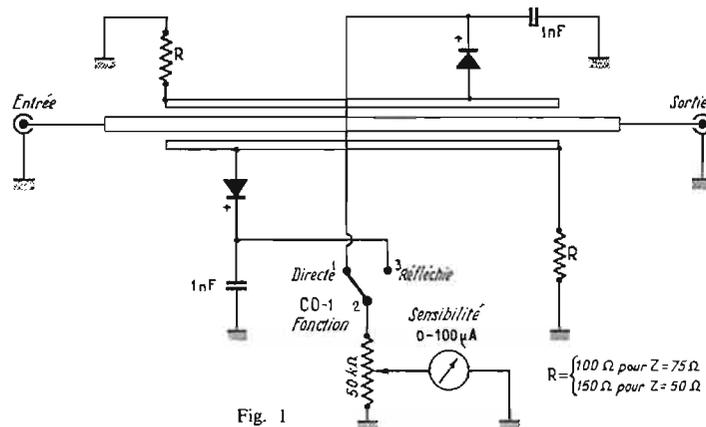


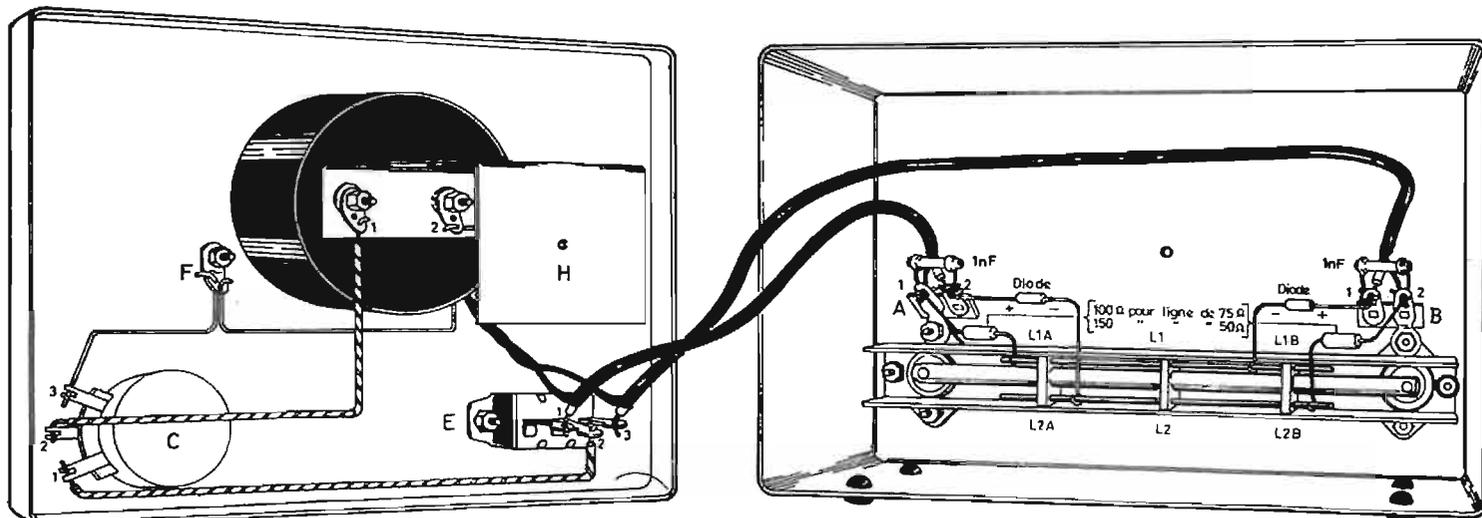
Fig. 1

La connaissance de la puissance réfléchie est d'un grand intérêt pour l'amateur qui veut tirer de sa station le meilleur rendement et la logique conduit tout naturellement à faire en sorte que cette énergie perdue soit la plus faible possible. C'est pour apprécier la puissance directe et la puissance réfléchie qu'ont été réalisés sous différents aspects, mais toujours selon les mêmes principes, des petits appareils simples, comme celui qui fait l'objet de notre description.

Le Retenkit, modèle ME-1, a été conçu pour donner au radio-amateur un moyen sensible et économique lui permettant de déterminer de quelle façon l'éner-

gie fournie par l'émetteur est transmise et rayonnée par l'antenne. Il est également utilisable, dans certaines limites, comme indicateur permanent du TOS, en intercalant dans une ligne coaxiale dont l'impédance sera de 50 ou 75 ohms.

De plus, le ME-1 convient parfaitement pour l'étude et la construction des coupleurs interposés entre l'étage final et l'antenne, grâce à son faible encombrement et du fait qu'il ne nécessite aucune alimentation et qu'il est équipé de prises coaxiales standards.



de déséquilibre sur les graduations de l'échelle, c'est-à-dire un certain pourcentage d'énergie réfléchie et le TOS approximatif.

Par exemple, si la ligne de transmission se trouvait court-circuitée ou ouverte du côté de la charge (antenne), la totalité de l'énergie se trouverait pratiquement réfléchie, l'appareil indiquerait 100 % d'énergie réfléchie et un TOS infini.

Quand le contacteur de fonction se trouve sur la position « directe », l'appareil indiquera uniquement « zéro » quand il ne circulera aucun courant HF vers l'antenne à travers la ligne et, au moment où commence le passage du courant, le pont se trouvera déséquilibré ce qui se traduira par une déviation de l'aiguille. Dans ce cas, l'indication du TOS mètre dépend de la quantité d'énergie HF et de la position du curseur du potentiomètre de contrôle de sensibilité. De ce fait, l'appareil, lorsque le contacteur de fonction se trouve dans la position « directe » constitue un indicateur très pratique de l'accord de l'émetteur et peut servir comme moniteur de sortie.

Il convient de remarquer que l'appareil n'est pas étalonné pour l'énergie directe; du fait qu'il est utilisé à des fréquences très différentes pour des puissances variables en fonction des émetteurs considérés, soit pour le radioamateur, soit pour d'autres applications, le mesureur d'ondes stationnaires, pour pouvoir être étalonné en fonction de ces différents paramètres, devrait posséder un très grand nombre d'échelles, sa conception serait plus complexe et son prix sensiblement plus élevé. Il est évident qu'il est plus important de savoir si l'émetteur délivre sa puissance maximale pour une entrée déterminée, que de connaître avec exactitude ladite puissance.

Indépendamment de la fréquence d'émission et de la puissance de sortie, dans les limites imposées par le ME-1, toute augmentation du courant qui circule vers l'antenne produira toujours une déviation plus importante de l'aiguille de l'indicateur. Le contrôle de sensibilité permet d'établir un point de référence utilisable à titre de comparaison pour l'essai de nouvelles antennes, de nouvelles lignes, de coupleurs, etc.

MONTAGE ET CABLAGE

Un profilé métallique en U reçoit deux prises coaxiales, puis le conducteur central avec ses supports isolants comme on peut le voir sur la vue perspective de la figure 2.

Les deux tiges métalliques sont introduites dans les trous des isolateurs, en tenant compte qu'elles doivent dépasser d'environ 6 mm, à chaque extrémité.

Si vous avez l'intention d'utiliser les TOS mètre avec une ligne dont l'impédance est de 70 ou 75 ohms, prendre deux résistances de 100 ohms. Si au contraire, vous pensez utiliser l'appareil sur une ligne dont l'impédance sera de 50 ohms, prendre les deux résistances de 150 ohms.

L'une de ces résistances est disposée entre la cosse 1 du relais A et l'extrémité L1A de la tige supérieure, l'autre entre la cosse 2 du relais B et l'extrémité L2R de la tige inférieure.

Etamer l'extrémité gauche de la tige L₂ et l'extrémité droite de la tige L₁, à environ 16 mm du bout de ces tiges, pour y souder les deux diodes, en observant les précautions habituelles; l'autre extrémité des diodes ira à la cosse 2 du relais A et à la cosse 1 du relais B.

Branchez les deux condensateurs de 1 nF comme l'indique la figure.

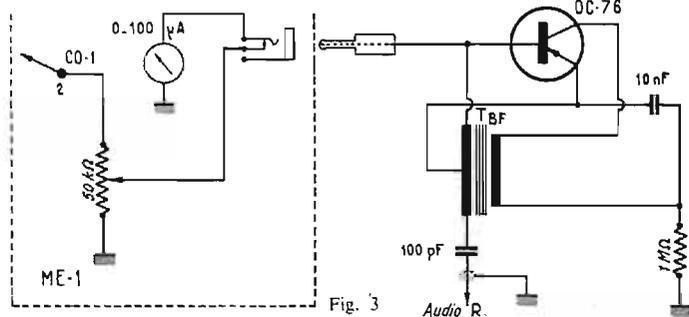


Fig. 3

Préparez une longueur de 160 mm de câble coaxial, retirez l'isolant à une extrémité sur 25 mm en faisant une encoche circulaire avec beaucoup de soin. Dégagez la tresse métallique à l'aide d'un instrument pointu pour faire passer le conducteur central ainsi libéré. Dénudez l'extrémité du câble central sur environ 8 mm. La même opération sera effectuée à l'autre extrémité.

Le conducteur central est fixé à la cosse 2 du relais A, tandis qu'une longueur de 12 mm de gaine isolante est enfilée sur la tresse métallique qui est branchée à la cosse 1 du même relais.

Une opération identique est réalisée avec une longueur de 220 mm de câble coaxial sur le relais B.

Il ne reste plus qu'à monter le panneau et terminer le câblage. Les vues perspectives de la figure 2 sont suffisamment explicites pour que nous ne nous étendions pas davantage sur ces opérations qui ne soulèvent aucune difficulté.

UTILISATION

Le TOS mètre fonctionnera correctement avec des lignes de 50 ohms et 75 ohms. Avant de mettre en marche l'émetteur on règle le contrôle de sensibilité pour une lecture à la moitié de l'échelle. Dans ces conditions,

toute amélioration de l'accord de l'émetteur se traduira par une plus grande déviation de l'aiguille, ce qui indique une bonne adaptation entre l'émetteur et la ligne.

Il est maintenant possible d'augmenter la sensibilité pour une lecture à pleine échelle.

Après cette opération, l'appareil est commuté sur « réfléchi ». La quantité d'énergie réfléchie peut être lue directement, en % ou comme T.O.S.

Le ME-1 peut rester branché en permanence sur le câble de transmission, comme indicateur permanent du contrôle de l'émetteur.

En modulant la porteuse, l'aiguille indiquera une légère diminution, sur la position « directe ». Ce phénomène ne doit pas être confondu avec la modulation négative.

Ceci arrive généralement lorsque le courant et la tension de l'amplificateur final de l'émetteur ne sont pas en phase, et cela ne doit

pas être considéré comme une anomalie. Cette diminution est absolument normale quand le niveau de modulation est élevé. La modulation à porteuse contrôlée ferait monter l'indication de l'instrument dans les points de modulation.

Le modèle ME-1 est à la fois un indicateur donnant une valeur relative du signal de sortie, se substituant dans ce cas à l'ampèremètre du circuit d'antenne. En effet, quand le contacteur se trouve sur la position « directe », l'appareil de mesure donne une indication relative du signal de sortie. La lecture ne donnera pas la valeur du courant d'antenne, mais l'accord qui permet d'obtenir le maximum de courant de sortie à l'émetteur. Cela est particulièrement intéressant quand, dans l'étage de sortie, on utilise des tubes du type tétrodes ou pentodes dans lesquels les lectures « maximum de courant grille » et « minimum de courant plaque » ne correspondent pas au maximum de signal de sortie du fait de la présence de la grille « suppressor ». Dans ce cas, le ME-1 permet d'obtenir l'accord exact pour le maximum de rendement de la station.

L'énergie détectée par le ME-1 pourra être utilisée pour piloter un oscillateur de manipulation télégraphique au moyen du dis-

positif représenté sur la figure 3, constitué par un transistor et un petit transformateur basse fréquence push-pull ayant un rapport grille-plaque 2/1 ou 3/1. La prise d'énergie détectée pourra être réalisée en plaçant une prise de jack entre le potentiomètre de 50 K.ohms et le micro-ampèremètre. Quand la prise de jack est introduite, l'appareil de mesure ne donne aucune indication, tandis que le signal, tel qu'il est appliqué à l'antenne, peut être écouté dans le haut-parleur du récepteur, à travers ses circuits basse fréquence, ce qui permet son contrôle. L'accord de l'étage final de l'émetteur fera varier la tonalité de l'oscillateur, ce qui permettra de plus une méthode de contrôle acoustique de l'accord pour l'opérateur.

ETALONNAGE

Pour calibrer le TOS mètre, on connecte tout d'abord la sortie de l'émetteur à l'entrée de l'instrument de mesure, avec un système de charge connecté à la sortie de ce dernier. La charge peut être l'antenne utilisée habituellement à l'émission. L'émetteur est mis en fonctionnement et accordé par le maximum de sortie. Avec le contrôle de sensibilité, on recherche la lecture à pleine échelle avec le contacteur de fonction sur la position « directe ».

Passé maintenant le commutateur de fonction sur la position « réfléchi » et notez la déviation. Fermez l'émetteur et inversez les connexions du ME-1. Mettez de nouveau l'émetteur en marche et réaccordez-le.

Placez le commutateur de fonction sur la position directe et notez la déviation. Si ces deux mesures ne sont pas identiques, dessoudez la diode de l'inductance linéaire correspondant à « réfléchi », L₂ et déplacez-la légèrement d'un côté ou de l'autre, jusqu'à ce que les lectures soient égales.

En aucun cas vous ne devez la déplacer de plus de 8 mm au total.

Si le processus d'étalonnage décrit précédemment ne permet pas d'obtenir les deux lectures égales, l'une des diodes peut être inversée ou bien ne pas être identique à l'autre. Vérifiez également qu'avec des lignes de 75 ohms les deux résistances sont de 100 ohms, ou que toutes deux sont de 150 ohms pour une ligne de 50 ohms. La résistance des soudures pourraient éventuellement changer leur valeur. En général, un mauvais fonctionnement de l'appareil est dû à des erreurs de câblage ou à des soudures mal faites. La première chose à faire est donc de vérifier le câblage en consultant les schémas et les vues perspectives.

F. HURÉ.

Référence : Notice Retexkit ME-1.

notre COURRIER TECHNIQUE



Par R.A. RAFFIN

RR — 3.16 — M. Roger Denouette, 38-Grenoble, nous remercier de la réponse que nous lui avons faite dans le n° 1347, sous la référence RR — 1.30 et est heureux de constater que notre point de vue est semblable au sien. Notre correspondant enchaîne alors par la remarque suivante :

a) Par coïncidence sans doute, dans le même numéro, à la page 245, je vois la description d'un **exciter SSB** pour le 144 MHz. Compte tenu de ce que tout le monde peut constater sur 3,5 MHz concernant les dérives, je serais curieux de savoir ce que cela peut donner sur VHF à la suite de la multiplication de fréquence jusqu'à 28 MHz (puisqu'ensuite il ne s'agit que d'un changement de fréquence).

b) Autre question : Toujours dans le même numéro, à la page 248, je note la description d'un récepteur **de trafic** à transistors classiques. J'aurais aimé connaître les performances et résultats chiffrés (mesurés) d'un tel appareil du point de vue transmodulation, notamment.

Vos deux questions sont extrêmement embarrassantes pour le responsable du « courrier technique » qui ne dispose malheureusement pas des appareils décrits pour y procéder aux essais et mesures dont vous souhaitez connaître les résultats.

Concernant la SSB, pour éviter que la dérive ne soit multipliée exagérément, on se limite souvent à une multiplication de fréquence par 2 pour toutes les bandes décimétriques. Ainsi pour la bande 3,5 MHz, le pilote VFO est accordé sur 1,75 MHz ; pour la bande 14 MHz, le VFO est sur 7 MHz ; pour la bande 28 MHz, le VFO est sur 14 MHz... Ce n'est peut-être pas très heureux, ni original, comme solution ; mais cela se fait !

Il n'en demeure pas moins vrai que plus la fréquence du VFO augmente, plus celui-ci a des difficultés à être stable à quelques hertz près, comme il serait souhaitable en SSB.

Et rassurez-vous, la modulation en amplitude n'est pas encore morte, ni désuète !

De toute façon, nous vous suggérons de bien vouloir poser vos questions directement à l'auteur de ces descriptions, à l'adresse de la revue, qui transmettra.

RR — 3.17 — M. Jean Pauly, 94-Villeneuve-Saint-Georges.

En matériel neuf, actuellement, on ne trouve plus dans le commerce des bobines oscillatrices pour magnétophones à lampes. En outre, pour la détermination ou le choix de cette bobine, il importe de connaître l'impédance de la tête d'effacement. Nous pensons que le fournisseur qui vous a vendu les autres organes doit être en mesure de vous fournir également cette bobine oscillatrice.

RR — 3.18 — M. Daniel Felhender, 93-Gagny nous précise les points suivants à l'intention des amateurs récepteurs de radio ; nous le remercions de sa communication.

1° L'émetteur « La Voix de l'Amérique » fonctionnant sur 1 196 kHz est situé en R.F.A. à Munich.

2° Les pays comme l'U.R.S.S., la Finlande, la R.D.A., la Tchécoslovaquie et la Chine populaire ont des émetteurs de radiodiffusion qui fonctionnent entre 250 et 430 kHz.

3° Outre les clubs de radio précédemment cités (réponse sous référence RR — 1.28 du n° 1347), il convient d'ajouter :

Alliance des clubs de réception radio (A.C.R.R.).

Responsable pour la France : M. B. Chrétien, bât. E, n° 431, Les Plantés d'Ennemont, 78-Achères.

RR — 3.21 — M. René Labbé, 22-Jugon.

Concernant le décodeur stéréophonique FM sans bobinages décrit dans notre n° 1329, le schéma de la figure 4, page 31, comporte une erreur de valeur de résistance :

Dans l'étage d'entrée (transistors Q₁ et Q₂), la résistance partant du + 12 V et aboutissant à la résistance de 1 kΩ a pour valeur 27 Ω (et non pas 27 kΩ).

RR — 3.19 — M. Jean-Marie Fourcassé, 31-Toulouse nous demande les caractéristiques d'un circuit en π pouvant s'accorder sur 500 kHz.

Bobinage : 250 tours de fil de cuivre émaillé de 4/10 de mm, enroulé à spires jointives sur un tube de carton bakérisé de 25 mm de diamètre.

Condensateurs variables : 1 000 pF chacun. Chaque condensateur variable pourrait être constitué, par exemple, par un organe comportant deux cages de 490 pF chacune connectées en parallèle.

RR — 3.20 — M. Pierre Colson, 94-Chennevières-sur-Marne.

On évite (ou tout au moins, on minimise) l'effet Larsen en utilisant des haut-parleurs très directionnels, et en recherchant les orientations optimales de ces organes.

A défaut de microphone spécial, on peut essayer de placer une couronne à l'extrémité d'un microphone ordinaire pour en accroître la directivité.

Pour une installation donnée, on remarque aussi que l'effet Larsen se produit dans une bande de fréquences assez étroite. On a donc également proposé des filtres atténuant fortement cette bande de fréquences (ou pouvant se régler sur une bande de fréquences considérée), filtres réduisant ainsi considérablement les risques d'accrochage par effet Larsen. Mais il est bien évident que cette solution altère la qualité générale de l'audition, du fait de l'affaiblissement provoqué au cours de la bande de fréquences considérée.

RR — 3.22 — M. Roger Bernay, 92-Courbevoie dispose d'une petite antenne collective avec préamplificateur-mélangeur pour TV bande III, TV bandes IV et V, et FM. Des perturbations sont observées en TV bande III ; ces perturbations disparaissent lorsqu'on débranche l'arrivée de l'antenne FM sur le préamplificateur-mélangeur.

Concernant les perturbations observées en TV bande III, il est fort possible qu'il s'agisse d'un signal (soit par harmonique, soit par battement) en provenance d'un émetteur ou d'un oscillateur de récepteur FM ; le cas s'est déjà vu.

Un essai à tenter est l'intercalation d'un filtre « Bande III » Portenseigne (voir notre article, p. 45, n° 1329) à l'arrivée de l'antenne TV 1^{re} chaîne (à l'entrée de l'amplificateur) et un filtre « Bande II » à l'arrivée de l'antenne FM.

Les résultats ne sont pas garantis (à distance, il est difficile de juger) ; mais l'essai est à faire, car ce pourrait bien être la solution.

RR — 3.23 — M. Raymond Guichard, 42-Saint-Etienne.

Compte tenu du développement du réseau des émetteurs TV dans le futur, nous ne pensons pas qu'il soit nécessaire d'installer une antenne couvrant la totalité des gammes UHF IV et V. En fait, lors du développement du nombre de chaînes, les canaux seront toujours voisins pour un centre émetteur donné (voir à ce sujet notre article publié page 42 du n° 1329).

Si un gain important n'est pas requis, vous pouvez donc utiliser une petite antenne-grille. Si un gain plus important est nécessaire, vous pouvez choisir une Yagi-Lambda V qui capte plusieurs canaux voisins (largement trois).

RR — 3.24 — M. Georges Dauvergne, 69-Lyon (4^e) nous demande des précisions concernant l'amplificateur BF Philips 22RH580 dont le schéma a été publié dans le n° 1256, page 85, figure 4.

1° La représentation de la diode BA114 est correcte.

2° Les fils résistants des émetteurs des transistors AD161 et AD162 doivent faire 1 à 1,5 Ω.

3° Dans un montage bien équilibré, la tension continue au repos au point 4 doit être la moitié de la tension d'alimentation appliquée entre les points 1 et 7.

4° Le point 1 négatif de l'alimentation ne doit pas être relié à la masse (erreur de dessin sur la figure 4); seul le point 7 (+) est connecté à la masse.

RR - 3.25 - M. Roger Fabre, 63-Clermont-Ferrand nous demande s'il est possible de modifier le détecteur de niveau (Fig. 1), page 226, n° 1334, pour que le dispositif entre en conduction avec les sondes « ouvertes » (c'est-à-dire le contraire du montage proposé). Utilisation : Avertisseur en service lorsque le niveau d'un réservoir baisse.

Cette modification est possible. Si nous utilisons pour Q_1 et Q_2 deux transistors NPN du type BC149 (au lieu des PNP - BC159),

et sans rien changer par ailleurs, le montage entrera en conduction lorsque les sondes seront « ouvertes ».

Les transistors Q_1 et Q_2 (NPN) seront reliés entre eux de la même façon, mais bien entendu avec collecteurs en haut et émetteurs en bas (pour respecter les polarités). Prévoir la résistance ajustable de 1 M Ω .

RR - 3.27 - M. H. Maurel, 76-Dieppedalle-Croisset.

Nous vous suggérons de consulter les firmes suivantes :

- Ets Heugel, 2 bis, rue Vivienne, Paris (2^e).
- Bande TKD Henri Cotte, 77, rue J.-R.-Thorelle, 92-Bourg-la-Reine.

RR - 4.01. - M. Roger Chaunet, Mâcon (71).

1) Nous n'avons rien publié se rapportant plus particulièrement à l'émission et à la réception des infrarouges.

Notez cependant que tout système à ampoule ordinaire et à cellule photo-électrique classique peut convenir pour faire un dispositif (par exemple, d'alarme) par infrarouges, sous réserve d'augmenter la puissance de l'ampoule excitatrice et de placer devant un verre au manganal.

2) Le fonctionnement de notre service Courrier Technique a été exposé à la page 27 du n° 1338.

RR - 4.02. - F - M. Fabrice Hertogs, Toulouse (31).

Bien qu'ayant déjà été publié à maintes reprises, nous vous représentons ci-dessous, pour vous être agréable, le brochage du tube cathodique VCR 138 (10 E 407). Voir figure RR - 4.02.

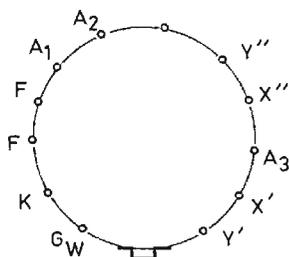
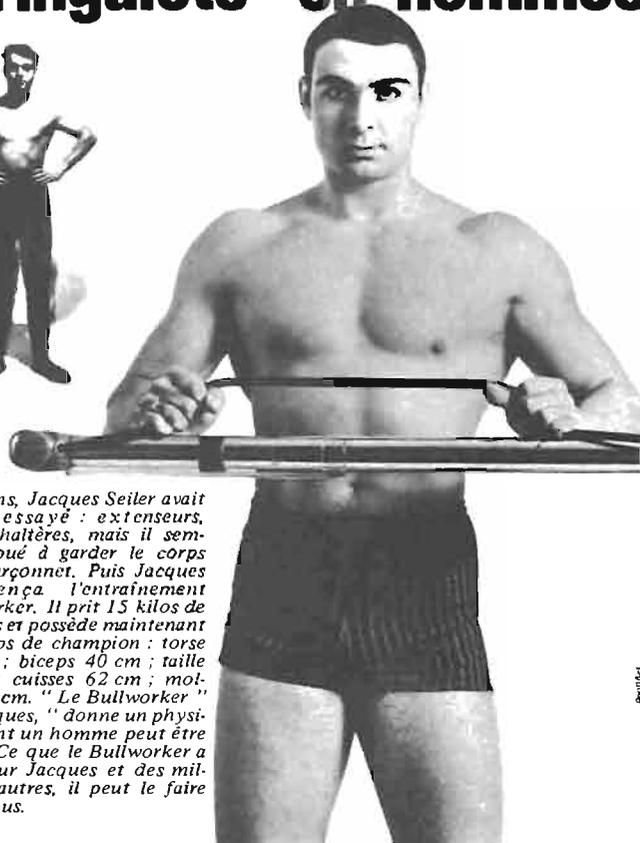


Fig. RR - 4.02

RR - 4.03. - M. Dedoubat, Toulouse (31).

Nous avons publié des quantités de schémas d'alimentations stabilisées et filtrées auxquels vous pourriez facilement vous reporter en consultant votre collection de « Haut-Parleur ».

Le BULLWORKER transforme les "gringalets" en hommes



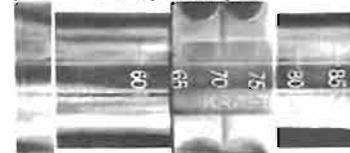
A 19 ans, Jacques Seiler avait tout essayé : extenseurs, poids, haltères, mais il semblait voué à garder le corps d'un garçonnet. Puis Jacques commença l'entraînement Bullworker. Il prit 15 kilos de muscles et possède maintenant un corps de champion : torse 1,16 m ; biceps 40 cm ; taille 78 cm ; cuisses 62 cm ; mollets 37 cm. " Le Bullworker " dit Jacques, " donne un physique dont un homme peut être fier. " Ce que le Bullworker a fait pour Jacques et des milliers d'autres, il peut le faire pour vous.

L'entraînement facile Bullworker - 5 minutes seulement par jour - vous garantit des résultats que vous pourrez voir et mesurer au bout de 2 semaines. sinon, vous ne paierez rien!

Oui, en moins de temps qu'il ne vous en faut pour vous raser, le Bullworker peut vous donner ce corps d'athlète que les autres hommes envient et que les femmes admirent. Avec le Bullworker, 5 minutes par jour suffisent pour procurer des biceps impressionnants à des bras flus; pour développer un torse puissant; pour élargir les épaules; pour forger des abdominaux d'acier; pour muscler les cuisses et les mollets. Des résultats, que vous pouvez constater dans une glace et mesurer avec un mètre souple, sont garantis en 2 semaines - sinon vous ne paierez rien. Postez le coupon dès

maintenant pour recevoir tous les détails. Aucune obligation d'achat. Pas de visite de démarcheur.

Le Muscromètre incorporé mesure l'accroissement de vos forces dès le premier jour.



PROLOISIRS, 27-EVREUX

BON POUR UNE DOCUMENTATION GRATUITE

A envoyer à : PROLOISIRS, Service Bullworker, 27-EVREUX

Je vous prie de m'envoyer tous les détails sur la méthode Bullworker qui garantit l'obtention d'un corps d'athlète en 5 minutes seulement par jour.

Nom

Prénom Age

No Rue

N° Dépt Ville Arrt

9-5887941/241

Néanmoins, nous voulons bien vous établir à titre personnel, contre honoraires, le schéma que vous désirez. Mais il faudrait auparavant nous donner les préférences complémentaires suivantes :

- a) L'intensité consommée que vous nous indiquez (500 mA) est-elle pour un seul canal de l'amplificateur BF à alimenter, ou pour les deux canaux ?
- b) L'alimentation doit-elle avoir le (+) ou le (-) à la masse ?

Nous restons le cas échéant à votre disposition.

RR - 3.26-F - M. Jo Kreutz à Theux (Belgique) nous communique un schéma de photo-relais pensant que ce petit montage pourra être apprécié par certains lecteurs ; nous le remercions de sa communication.

Le schéma de ce photo-relais est représenté sur la figure RR - 3.26. Il peut être alimenté par toute source de courant continu dont la tension est comprise entre 6 et 9 V. Le dispositif, très sensible, ne nécessite que deux transistors BC108, un petit relais 180 Ω collant pour moins de 50 mA et trois résistances. L'intensité traversant le transistor Q₂ ne doit pas excéder 50 mA avec 9 V ; si un relais de plus faible résistance est utilisé, intercaler une résistance adéquate supplémentaire au point R.

Selon que l'on place la LDR (photorésistance quelconque) en *a b* et le potentiomètre en *c d*, ou inversement, on obtient respectivement la fermeture ou l'ouverture du relais dans l'obscurité.

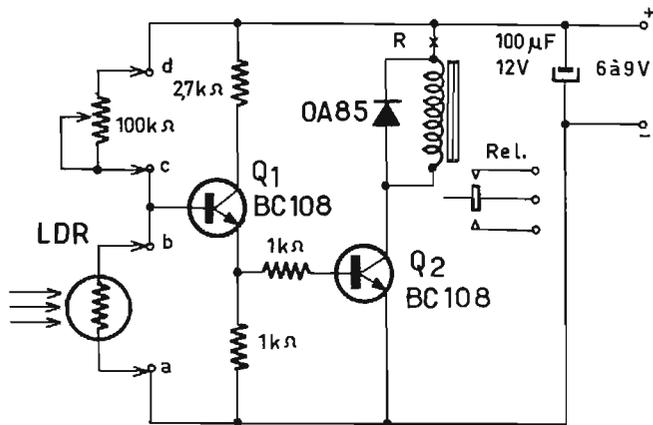


Fig. RR - 3.26 F.

RR - 4.04. - M. J. Azouz, Châtenay-Malabry (92).

Concernant le réglage à l'oscilloscope de votre étage discriminateur FM, vous avez certainement eu satisfaction lors de la lecture de notre numéro 1349, page 35.

RR - 4.05.

A la suite de la réponse faite sous la référence RR - 12.22 dans notre numéro 1343, concernant l'ouverture d'une porte de garage par radiocommande, nous avons reçu la lettre suivante de M. Jean-Paul Bailly, 12, rue Rosa-Luxembourg, 78-Houilles :

J'ai monté, il y a plusieurs années déjà, un système d'ouverture de porte de garage par radiocommande, et j'ai vécu tous les inconvénients que vous décrivez, à savoir ouverture et fermeture à toutes heures du jour et de la nuit (radio-taxis, passages d'avions, radiotéléphones, etc.). J'ai essayé plusieurs récepteurs en onde pure ou modulée, avec différents réglages, sans résultats... jusqu'au jour où j'ai mesuré la durée des impulsions parasites : le temps maximum de collage du relais de sortie du récepteur sur ces impulsions était toujours inférieur à 2 secondes.

J'ai donc ajouté simplement à mon installation un temporisateur qui ne ferme le relais de puissance de commande de porte que pour des impulsions venant du récepteur de plus de 3 secondes (par mesure de sécurité). Il eût été possible, bien entendu, d'envisager un dispositif temporisateur électronique ; mais j'ai préféré utiliser un système mécanique très simple constitué par un petit moteur actionné par le relais du récepteur, avec retour arrière par ressort (ce système existe d'ailleurs tout prêt pour quelques francs chez Cirque-Radio). Voir figure RR - 3.05.

J'ai apporté cette modification à mon installation voici maintenant deux ans, et depuis je dois dire que pas une seule fois la porte ne s'est ouverte sur des impulsions

parasites, le relais du récepteur se contentant quelquefois seulement de « grogner ».

Le seul inconvénient (si l'on peut dire) réside dans le fait qu'il faut, pour obtenir l'ouverture, maintenir la pression durant trois secondes sur le bouton de l'émetteur,

inconvénient bien minime compte tenu de la sécurité obtenue.

Nous remercions M. Bailly pour son aimable communication qui rendra sûrement service à certains lecteurs.

Dans un tout autre ordre d'idée, nous signalons à notre correspondant qu'un détecteur d'humidité a été décrit dans Radio-Pratique N° 1290, page 26 ; un autre montage a été décrit dans le Haut-Parleur N° 1334, page 226, fig. 1. Mais, nous ne savons pas si de tels montages seront assez sensibles pour convenir à l'usage que vous leur destinez ; il faudrait en faire l'essai pratique.

RR - 4.06. - M. Robert Bourbon, Daon (53).

Nous avons déjà décrit des montages pour la réception de la bande « aviation » 118-136 MHz.

Mais en ce qui concerne les montages émetteurs-récepteurs pour cette bande, le problème est différent. Pour le matériel « embarqué » sur avion comme sur planeur, les appareils doivent être homologués par le S.T.N.A. ; les constructeurs « amateurs » ne sont pas acceptés. C'est la raison pour laquelle nous ne voyons pas l'intérêt de publier un tel montage dans nos colonnes.

RR - 4.07. - M. Roger Vidalin, Mâcon (71) désire accroître la sensibilité d'un tuner AM à transistors (à antenne et sans cadre ferrite incorporé) pour améliorer la réception des stations éloignées ou faibles.

Nous avons décrit un renforteur universel de sensibilité pour récepteur de radio dans notre N° 1138, page 38 ; mais de tels montages aperiodiques n'apportent généralement qu'un gain utile assez illusoire. Un montage plus perfectionné a été décrit dans notre N° 1161, page 110.

Autres points à vérifier : Votre antenne est-elle suffisante (suffisamment longue, bien isolée et dégagée) ? Par ailleurs, avez-vous essayé de connecter une excellente prise de terre à la masse du tuner ?

RR - 4.08. - M. Simon Thollière, Lille (59) aimerait connaître les caractéristiques de la bobine marquée MRG-O nécessaire à la réalisation du contrôleur de quartz décrit dans notre numéro spécial Radiocommande de 1965.

La bobine marquée MRG-O est une simple bobine d'arrêt et elle

n'est absolument pas critique. Elle peut se constituer par un ou deux bobinages en nid d'abeilles, côte-à-côte, connectés en série, et d'une centaine de tours chacun. On peut aussi utiliser un bobinage nid d'abeilles « grandes ondes » prélevé sur un bloc d'accord quelconque. Enfin, une bobine d'arrêt du commerce, type R 100, convient également très bien.

RR - 4.09. - M. Daniel Courtois, Lyon (69) demande où il pourrait se procurer le schéma d'un récepteur de trafic OC, sérieux à lampes et à double changement de fréquence.

En vous reportant à l'ouvrage « L'émission et la réception d'amateur », 7^e édition (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, Paris-10^e), nous remarquons deux réalisations qui semblent bien correspondre à ce que vous souhaitez :

- 1° Récepteur SR-2CF-18 (page 362).
- 2° Récepteur SW-M. 2/63 (page 371).

RR - 4.10. - Plusieurs lecteurs nous ont écrit récemment et se trouvent devant le même problème. Après avoir assemblé et interconnecté tel amplificateur avec tel préamplificateur, ils obtiennent des ronflements, sifflements hoquets, etc.

Disons qu'il n'est jamais très conseillé d'effectuer n'importe quelle association ; il est toujours préférable d'utiliser le préamplificateur conçu pour être associé avec l'amplificateur faisant normalement suite. Cela ne veut pas dire que telle ou telle autre association ne donnera jamais satisfaction ; mais il faut être prudent et prendre certaines précautions, notamment en ce qui concerne l'interconnexion des impédances entre préamplificateur et amplificateur, et en ce qui concerne le gain (ou la tension BF de sortie du préamplificateur) afin d'éviter la saturation de l'étage d'entrée de l'amplificateur.

D'autres ennuis proviennent également souvent par accrochages ou motor-boating provoqués par l'alimentation. Il convient alors d'essayer d'augmenter les découplages (résistances et surtout condensateurs électrochimiques de découplage) de la ligne d'alimentation aboutissant au préamplificateur. Veiller à ce que ce dernier soit alimenté sous une tension correcte (valeurs de la résistance ou des résistances chutrices).

Enfin, il faut assurer une bonne liaison entre les masses des différents éléments ou sous-ensembles à l'aide d'un conducteur unique et séparé.

UNE VISITE CHEZ SANSUI :



SANSUI est une firme japonaise absolument spécialisée dans la production de matériel Hi-Fi. Le nombre d'employés de cette firme (2 500 environ) peut paraître faible si on le met face à celui de beaucoup de sociétés japonaises qui produisent des matériels similaires, mais le problème est faussé car les autres firmes ont des productions très diversifiées. Pour faire une comparaison réellement valable, il faudrait confronter Sansui avec les départements de matériel Hi-Fi des grandes sociétés. La comparaison serait plus juste, plus équitable et pas toujours défavorable à Sansui.

Le P.D.G. de Sansui, M. Kikuchi a engagé une très grande bataille en présentant contre les grands un système d'enregistrement tétraphonique sur disque. Bataille dont l'issue n'est pas encore connue. En ce qui nous concerne nous ne pouvons prendre parti et notre seul espoir est que le meilleur gagne.

Lorsque M. Cotte fut chargé d'organiser un voyage au Japon pour les meilleurs revendeurs français de la marque et les représentants de la presse, l'invitation pour notre groupe de presse fut envoyée à un de nos dirigeants. Soixante-quatre personnes furent donc invi-

tées à participer à un voyage d'étude, d'une part, et touristique, d'autre part. A cet effet, le programme fut ainsi organisé. Départ de Paris le 15 avril, arrivée à Tokyo par la route polaire. Après avoir visité l'usine Sansui située dans la banlieue de Tokyo, la partie touristique du voyage commença à travers le Japon. Participaient à ce voyage des chefs d'entreprises bien connus de nos lecteurs : MM. Amar, J.-L. Behar, Coudert, Karsenty, Marchet, Perez, Raphaël, Fondacci, Guidone, Merlin, Sonalet, etc.

La visite de deux usines japonaises n'eut pas motivé un déplacement au Japon aussi une large part du temps fut réservée au tourisme, et dieu sait si au Japon et sur la route des Indes, il y a matière à faire du tourisme : Nikko, Kamakura, Hakone, le mont Fuji, Kyoto et ses 1 600 temples, etc. Hong-Kong et Bangkok sur la route du retour, voilà de quoi rêver.

Notre groupe de presse remercie sincèrement les organisateurs de ce voyage de les avoir invités à y participer. Ce voyage a permis à chacun des participants de mieux connaître les problèmes de ses partenaires : constructeurs, importateurs, distributeurs et journalistes.

CONCOURS PERMANENT RADIO PLANS

NOTRE confrère **RADIO PLANS** propose chaque mois à ses lecteurs de participer à son nouveau concours.

Ce concours porte sur la réalisation de montages électroniques facilement reproductibles par un amateur et utilisant du matériel courant. Ces appareils doivent être une œuvre personnelle et les concurrents doivent les avoir expérimentés.

Ce concours est doté chaque mois de 1 500 F de prix, dont un

premier prix de 500 F; un jury composé de membres de la rédaction et de collaborateurs détermine chaque mois la liste des gagnants.

Pour participer à ce concours il suffit d'adresser à la rédaction de **RADIO PLANS** une description détaillée du montage proposé, des schémas, des plans de câblage et si possible des photographies de la réalisation. Un bon de participation et le règlement de ce concours sont publiés chaque mois dans cette revue.

RADIO PLANS est en vente le 25 de chaque mois, dans tous les kiosques, au prix de 2,50 F.

Les trois exclusivités diffusées en France par l'Européenne de Distribution, 31, avenue Ledru-Rollin à Paris-12^e - Tél. : 345-32-00, sont des fabrications de la firme TELEX minnéapolis (Minnesota) spécialisée dans du matériel semi-professionnel et professionnel d'une grande robustesse et spécialement étudié, pour les usages auxquels ils sont destinés.

TELEX 48



Le seul changeur automatique au monde de cartouches stéréo 8 pistes permettant de programmer et de sélectionner jusqu'à 16 heures de musique sans répétition. Cet ensemble unique commute et sélectionne 12 cartouches stéréo en quatre modes d'opérations automatiques.

Pensez à ses possibilités :

Pressez un bouton et le changeur avance automatiquement à n'importe quelle cartouche que vous avez sélectionnée.

Pressez un autre bouton et il joue le premier programme de chaque cartouche, ensuite il joue le second, suivent les troisième et quatrième et ainsi de suite sur les 12 cartouches.

Un autre bouton vous permet de jouer les 12 cartouches en séquence. Un quatrième vous répète la cartouche que vous écoutez, et le sélecteur de programme vous laisse choisir n'importe quel morceau de la cartouche qui joue. Le changeur utilise des cartouches de n'importe quelle longueur, il saute les espaces vides du magasin rotatif (des magasins de rechange sont disponibles). Le TELEX 48H est complètement amplifié, bouton de contrôle du volume et de la balance, préamplificateur de sortie pour utilisation avec une installation existante et une entrée auxiliaire pour tuner stéréo.

Le rendement des haut-parleurs est optimal.

Le modèle 48D ne possède ni ampli, ni contrôle, mais s'insère dans n'importe quel système stéréo existant.

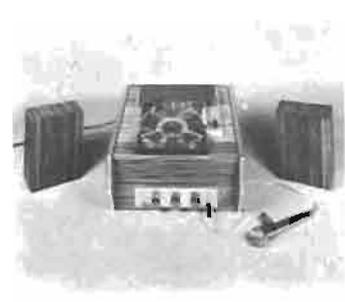
Ces deux magnifiques changeurs sont présentés dans un boîtier vinyl teinte noyer et le tambour de distribution est garanti par un couvercle de protection en plexiglas fumé.

Puissance de sortie modèle 48 H : 30 W (15 W par canal).

Modèle 48D sortie préamplifiée 1 V nominal - fréquence de réponse de 50 à 15 000 Hz plus ou moins 3 dB - rapport signal/bruit 50 dB - battement de 25 % RMS - distorsion moins de 1 % à 15 W.

Changement de cartouches opéré en 2 secondes, capacité du magasin 12 cartouches 8 pistes standard et double durée.

PLATINE DE MUSIQUE D'AMBIANCE P36



Présentée dans un élégant boîtier teinté teck, cet ensemble de musique d'ambiance convient à la sonorisation de toute surface.

Il est composé de la platine semi-automatique utilisant des cartouches sans fin.

Toute configuration des têtes est possible : lecture simple mono, lecture stéréo, lecture en mono 4 pistes avec contacteur automatique de changement de piste, effacement, enregistrement, lecture.

L'ampli utilisé permet l'alimentation jusqu'à 16 haut-parleurs et comporte une sortie micro pour diffusion éventuelle d'annonces ou de slogans publicitaires ou de tout autre besoin.

Suivant utilisation il peut être incorporé dans le coffret un préampli de lecture avec prise casque et prise micro.

ENREGISTREUR LECTEUR 811 R



Appareil idéal pour tout possesseur d'un lecteur 8 pistes soit d'appartement, soit de voiture, et qui complète également le Telex 48 décrit plus haut.

Cet appareil simplement connecté à un récepteur-électrophone ou même magnétophone vous permet d'enregistrer votre musique favorite en toute sécurité.

Il vous permet également de constituer votre propre bibliothèque de cartridges 8 pistes au prix des cassettes vierges.

Le 811 R assure l'enregistrement et une lecture précise avec contrôle de volume pour chaque canal, volume avec interrupteur de canal, enregistrement accouplé avec un indicateur d'enregistrement et un voyant lumineux, marche, arrêt.

Bouton de sélection automatique des programmes, avec indicateur numérique, et pour plus de facilité votre appareil se met en marche quand la cassette est insérée.

Pour l'enregistrement un commutateur sélecteur vous permet le stop à la fin de n'importe quel programme ou la fin de la cassette suivant position choisie.

Pour la lecture le commutateur sélecteur vous permet soit de lire votre cassette en continu, soit de la stopper à la fin des 4 programmes.

Fréquence de réponse 40 à 15 000 Hz.

Rapport signal-bruit 50 dB.
Distorsion 0,3 %.
Low impédance.

ES 70 en option

Nous pouvons vous offrir pour coupler avec le 811 R un ensemble de deux haut-parleurs ES 70 avec amplification incorporée de deux fois 6 W - contrôle son et volume pour chaque canal - jack pour casque - écouteurs stéréo, prise pour haut-parleur et lampe témoin, dans un ensemble de couleur noyer d'une très belle présentation.

DE LA THÉORIE A LA PRATIQUE DES CIRCUITS VHF

(Suite, voir n° 1355)

Amplificateur 432 MHz à résonateur à cavité

CET amplificateur a été développé par la M.O. Valve. Co. Ltd dans le but d'équiper la balise anglaise GB3GEC (431,5 MHz) en service permanent depuis 1962. Il présente donc un grand intérêt pour les radio-amateurs qui désirent travailler sur la bande 432 MHz et pour les essais de tous genres sur des fréquences de cet ordre de grandeur. La cavité résonnante proposée convient pour un ou deux tubes 4X150A (fig. VI-28), son intérêt réside principalement dans sa facilité d'exécution mais elle ne présente aucun avantage décisif sur un circuit à cavité coaxiale. Le côté de la cavité pour un résonateur à section carrée est donné par la formule :

$$l = \frac{300 \times 10^6}{F\sqrt{2}} \text{ (en mètres)}$$

Celle qui est utilisée ici a une fréquence de résonance maximum

de 440 MHz. Grâce à un réglage incorporé on peut amener cette valeur à 420 MHz. En effet un trimmer (C_2) dont l'axe est sorti sur le sommet de la cavité est accessible en fonctionnement. La haute tension est appliquée à l'anode à travers le condensateur by-pass C_1 . La boucle L_1 est soudée directement aux bornes d'une fiche SO239 montée sur une platine à fixation ajustable qui permet d'en varier la direction pour le meilleur couplage (fig. VI-29). A l'intérieur du résonateur se trouve encore l'anode de tube et sa cheminée céramique.

En dessous se trouve un espace vide utilisé pour le passage des fils d'alimentation, filaments et écran. Le circuit de grille est logé dans un compartiment formé par un coffret en aluminium de 187x117x51 mm représenté en coupe par la figure VI-30 et en plan par les figures VI-31 et 32, reproduisant parfaitement la disposition de l'ensemble.

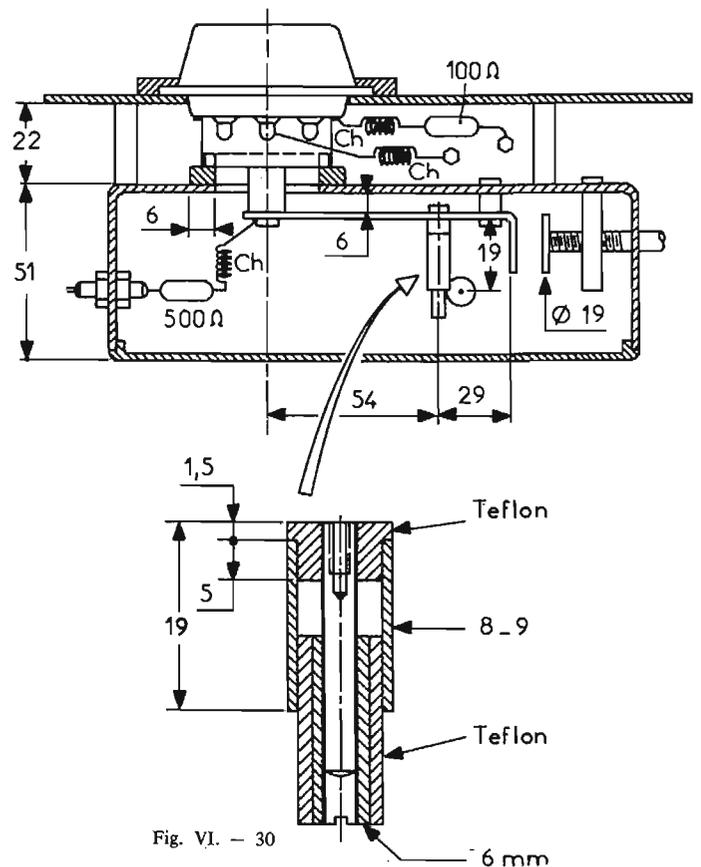


Fig. VI. - 30

Le circuit d'entrée est une ligne plate demi-onde, constituée par une bande de laiton de 12 mm, pliée à l'extrémité à accord à la partie opposée à la grille par un trimmer ajustable à disque (C_2). Le couplage s'effectue capacitivement (C_3) au câble coaxial qui relie l'amplificateur à son exciteur. La disposition des éléments est donnée par la vue en plan (dessous) de cette partie (fig. VI-5). La polarisation de la grille est amenée à travers une résistance de 500 Ω et une self de choc. Il en est de même pour la grille écran à travers 100 Ω

et l'alimentation filaments qui sont également découplées à l'entrée par les by-pass C_5 , C_6 , C_7 de 1000 pF. On trouvera, figure 33 a et b la vue en plan (dessus) et en coupe de la cavité assemblée.

DETAILS DE CONSTRUCTION DE LA CAVITE PRINCIPALE (vue éclatée fig. VI-34)

A.B.C.D. = parois latérales constituées par des règles de laiton de 6 mm de large et 25 mm de

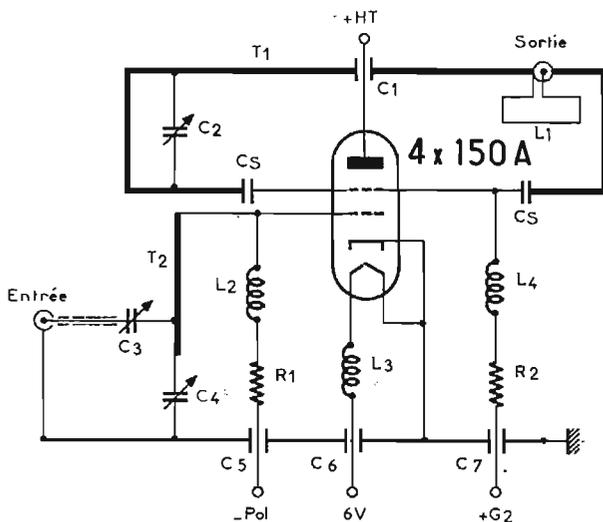


Fig. VI. - 28

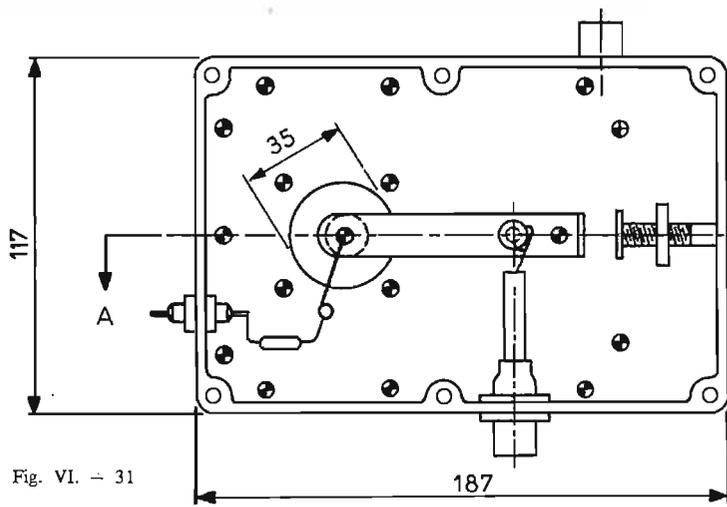


Fig. VI. - 31

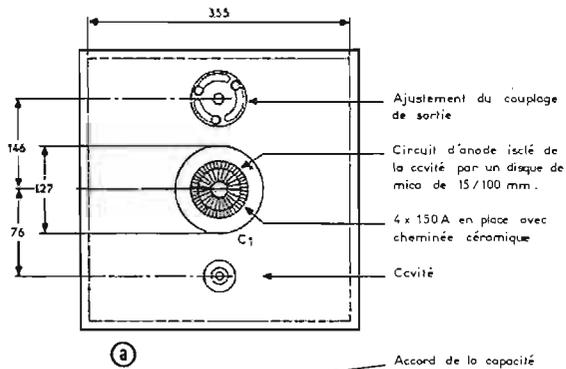


Fig. VI. - 33

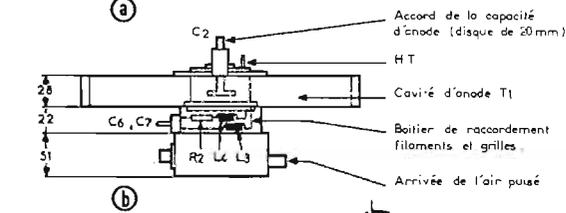


Fig. VI. - 34

haut (A, B = 343 mm ; C, D = 355 mm).

E et F, respectivement couvercle et fond de la cavité sont constitués par deux plaques d'aluminium carrées de 355 mm de côté et 15/10 mm d'épaisseur percées aux dimensions :

G = 76 mm au centre de E ;
I = 6,5 mm (fixation du support de la capacité d'accord) ;
K = 25 mm (circuit de sortie) ;

H = 57 mm au centre de F (fixation du support de la 4X150A)
La fréquence de résonance dépend des dimensions intérieures et le trimmer à disque sera placé le plus près possible du tube, de même que la boucle de couplage. Le résonateur présente un ventre de tension au centre qui lui donne une charge capacitive tandis qu'à la périphérie on trouve un ventre de courant qui induit la boucle de couplage.

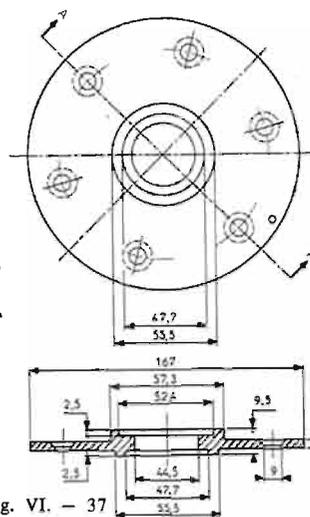


Fig. VI. - 37

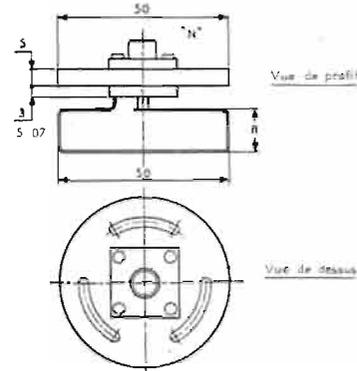


Fig. VI. - 39

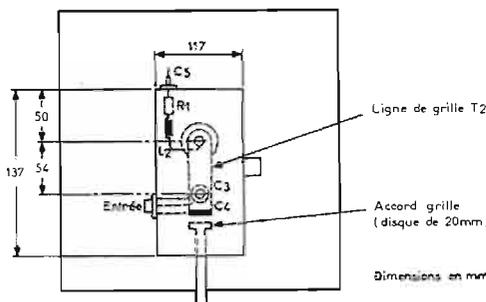


Fig. VI. - 32

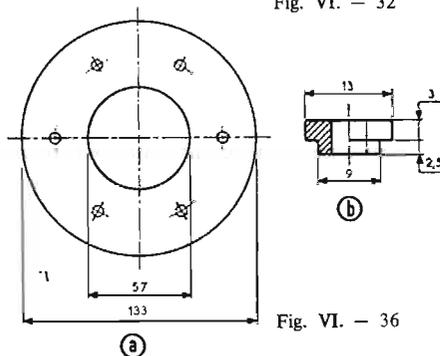


Fig. VI. - 36

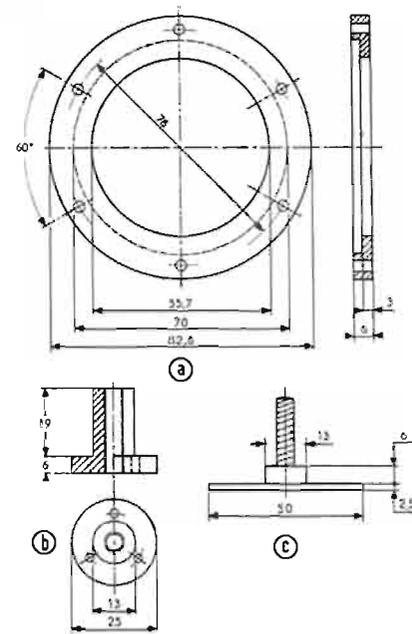


Fig. VI. - 35

Les figures VI-35a, b, c, représentent le disque du condensateur de réglage, le canon de serrage et la pièce de fixation du support du tube et de la cheminée céramique.

L'isolant du condensateur de charge peut être du mica, mais à la vérité, comme il n'y a aucune tension HF aux bornes, une feuille de plastique quelconque peut parfaitement convenir. La connexion d'anode est faite directement au niveau du condensateur de blocage, sur la face supérieure de la cavité.

Le condensateur ajustable d'accord doit être parfaitement parallèle à la surface en regard de la cavité. La figure VI-36a représente la rondelle de téflon du condensateur de charge d'anode et la figure VI-36b le canon isolant. La figure VI-37 enfin constitue l'armature de la capacité C₁.

FONCTIONNEMENT ET MISE AU POINT

Il importe de disposer un appareil de mesure dans chaque connexion : anode, grille-écran, grille de com-

mande et de prévoir une turbine d'un débit suffisant même si le filament seul est sous tension. On appliquera dans l'ordre, la polarisation et l'excitation grille, la tension plaque et la tension d'écran. Le circuit grille sera accordé en se basant sur la lecture du courant plaque. En effet, des phénomènes d'émission secondaire font que le courant grille ne signifie pas grand-chose et peut même être inversé. C'est pourquoi il est bon de faire débiter au moins 20 mA à la source de polarisation. Il en est de même pour la tension d'écran. La polarisation optimale de grille est - 80 V et la tension d'écran 250 V. Les résultats obtenus sont identiques à ceux obtenus avec un circuit à ligne coaxiale conventionnel mais on a pu remarquer que ce montage exige une puissance d'excitation moindre pour une même puissance de sortie. Avec une 4X150A, l'excitation de 18 W permet d'obtenir une puissance utile de 110 W pour une puissance input globale de 300 W (1 500 V - 200 mA).

R. PIAT

ÉMETTEUR EXCITER SSB 144 MHz (12 V) TOUS TRANSISTORS

NOTRE intention, une fois de plus, est, avec la description qui va suivre, de permettre à ceux de nos lecteurs qui veulent se tenir au courant de la technique moderne, de construire de leurs mains, un ensemble qui a fait ses preuves et qui fonctionnera à leur entière satisfaction après une mise au point simple et finalement à la portée de tous. Il s'agit, comme l'indique le titre que nous avons choisi, d'un émetteur entièrement transistorisé, fonctionnant en SSB à bande latérale supérieure comme le veut un usage, communément répandu sur la bande 144 MHz et internationalement reconnu.

Nous devons à la vérité de dire que l'idée de base ne nous revient pas puisque nous nous sommes plus qu'inspiré de la très intéressante revue allemande UKW-Berichte (N° 3 de décembre 1967) qui publiait, en son temps, un émetteur de 5 W PEP avec alimentation 24 V. Notre mérite s'arrête donc à la traduction de l'article cité en référence mais s'étend aux modifications que nous

avons apportées au montage d'origine pour en faire un ensemble de puissance, certes moindre, mais utilisant des transistors bon marché et surtout fonctionnant sous 12/14 V, c'est-à-dire sur une batterie de voiture ou sur 3 piles du type « ménage » en série !

Bien que de nombreuses modifications de détails aient été apportées et que des adjonctions aient été faites nous avons pu utiliser la platine imprimée spéciale importée par C. Michel (89-Parly) et appelée platine DJ9ZR. Le schéma de la réalisation est représenté figure 2 pour la plus grande partie et figure 3 pour l'oscillateur à

fréquence auxiliaire dont nous avons conservé la platine imprimée sans modification. La figure 1 représentant le schéma synoptique est bien utile pour expliciter les deux autres.

L'ensemble qui occupe un rectangle de 22,5 cm x 8,5 cm seulement est parfaitement compact et rigide et constitue un élément « portable » de choix. Nous analyserons d'abord la figure 2 qui comporte un amplificateur BF à entrée à haute impédance (T_1 - T_2), un générateur de porteuse (T_3), un modulateur équilibré D_1 - D_2 , suivi d'un étage amplificateur (T_4) des tensions des deux bandes latérales, un filtre à quatre quartz XF9A, supprimant ici la bande latérale inférieure auquel fait suite un nouvel étage amplificateur de tension (SSB, cette fois). Tenons-nous en là pour l'instant : il s'agit de la chaîne 9 MHz SSB.

L'entrée de l'amplificateur est à haute impédance grâce à l'emploi d'un transistor à effet de champ ($T_1 = 2N3823$) attaqué sur la « gate » en « drain » commun et sortant sur la source, qui joue en

dont le point de fonctionnement est fixé par une diode Zener de 9 V.

En opposition à la tension HF, est appliquée la tension BF venant de T_2 à travers une cellule RC (47 nF-10 k Ω). Il en résulte, à l'équilibre, une suppression très sérieuse de la porteuse (-20 dB) cependant que les deux bandes latérales coexistantes sont amplifiées par un étage approprié ($T_4 = BF224$). Le signal DSB est alors appliqué à l'entrée du filtre XF9A qui élimine la bande latérale inférieure. A la sortie, la tension qui nous intéresse est évidemment de très faible amplitude. C'est pourquoi on l'applique à un nouvel amplificateur ($T_5 = BF224$) soigneusement amorti par des résistances de blocage dans la base et dans le collecteur pour éliminer toute velléité d'auto-oscillation. Cet étage a d'ailleurs une amplification très faible et joue le rôle de séparateur.

Avec L_3/L_4 accordés sur 9 MHz - nous y reviendrons - se termine la chaîne génératrice de SSB. C'est, d'ailleurs, toute la partie supérieure du schéma de la figure 1. Comme notre but ultime est de produire un signal à 145 MHz, il nous faut, selon un procédé bien connu, prévoir un étage mélangeur qui associera le signal SSB produit, à une porteuse continue pure, de fréquence 136 MHz ; celle-ci pouvant être fournie par un oscillateur-multiplieur ou par un nouveau mélange de deux porteuses, l'une fixe, l'autre variable fournie par un VFO. Disons que nous avons choisi, dans un premier temps, la solution simple de l'injection à fréquence fixe (136 MHz) au moyen d'un générateur reproduit figure 3 et que nous décrirons plus loin.

Nous arrivons à l'étage mélangeur (T_6 - $T_7 = BF224$) qui est en somme un montage push-pull auquel sont appliquées, en opposition, la tension SSB (9 MHz) et en parallèle la tension auxiliaire (136 MHz) de 0,3 V environ. C'est dans ces conditions que l'étage mélangeur donne la meilleure amplification pour le minimum de distorsion. L_5 est naturellement accordée sur 145 MHz et l'atténuation à la fréquence 136 MHz peut atteindre 15 dB sans pousser plus loin la symétrie de cet étage. A noter comme indispensables les résistances-série de 100 Ω et de 33 Ω pour la stabilité de l'étage.

L_5 - L_6 constituent un filtre de bande centré sur 145 MHz et nous trouvons successivement un amplificateur ($T_8 = 2N2369$) qui délivre dans L_4 environ 25 mW et un driver ($T_9 = 2N3866$) qui porte la puissance disponible à 200 mW. Ce transistor bien que pouvant travailler à température élevée est muni d'un refroidisseur à ailettes standard et ne chauffe pratiquement pas sous 12/15 V. La liaison à l'étage final, T_{10} , qui est également un 2N3866 s'effectue au travers d'un ajustable plastique de 12 pF par une bobine L_9 abouissant à la base qui est polarisée par un pont à travers une self de blocage sur ferrite « ch ». L'étage travaille ainsi en classe AB_2 avec un très faible courant de repos. Le circuit de sortie comporte une charge L_{10} - L_{11} avec jonction du collecteur au point commun et accord à l'extrémité par un pont capacitif permettant une adaptation parfaite de l'antenne qu'elle soit une Yagi à multi-éléments, une antenne Halo ou un fouet quart d'onde ou 5/8 λ . Un T.O.S.-mètre est toujours recommandé pour faire cette adaptation. La puissance de sortie mesurée est d'environ 1 W.

Les bobinages utilisés. - Ils sont assez nombreux et de la qualité de leur réalisation dépend la rapidité de la mise au point. Les mandrins utilisés sont ceux prévus par l'initiateur du projet et fabriqués par la firme Vogt :

L_1 : 10 spires, fil émaillé 10/100 mm, jointives sur mandrin à noyau, \varnothing 5 mm.

L_2 : 2 spires, fil émaillé 30/100 mm, sur L_1 , après interposition de 2 couches de scotch. On notera, par conséquent, que, contrairement à ce que laisserait penser la figure 1, les deux bobines ne sont pas séparées mais, au contraire, fortement couplées.

L_3 : 30 spires, fil émaillé, 10/100 mm, jointives sur mandrin à noyau, \varnothing 5 mm.

L_4 : Même remarque que pour L_1 - L_2 , 10 spires, fil émaillé 30/100, jointives, à la partie supérieure de L_3 . Prise médiane.

L_5 : 5 spires, même fil, longueur de la bobine 10 mm, sur mandrin de 4 mm à noyau ferrite VHF, prise médiane.

L_6 : 5 spires, même fil, jointives, espacement L_5 - $L_6 = 10$ mm d'axe en axe.

L_7 : 4 3/4 spires, fil argenté 10/10 mm sur mandrin de 5 mm.

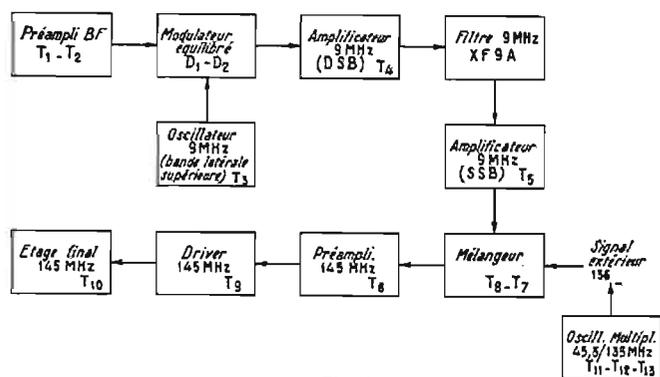


Fig. 1

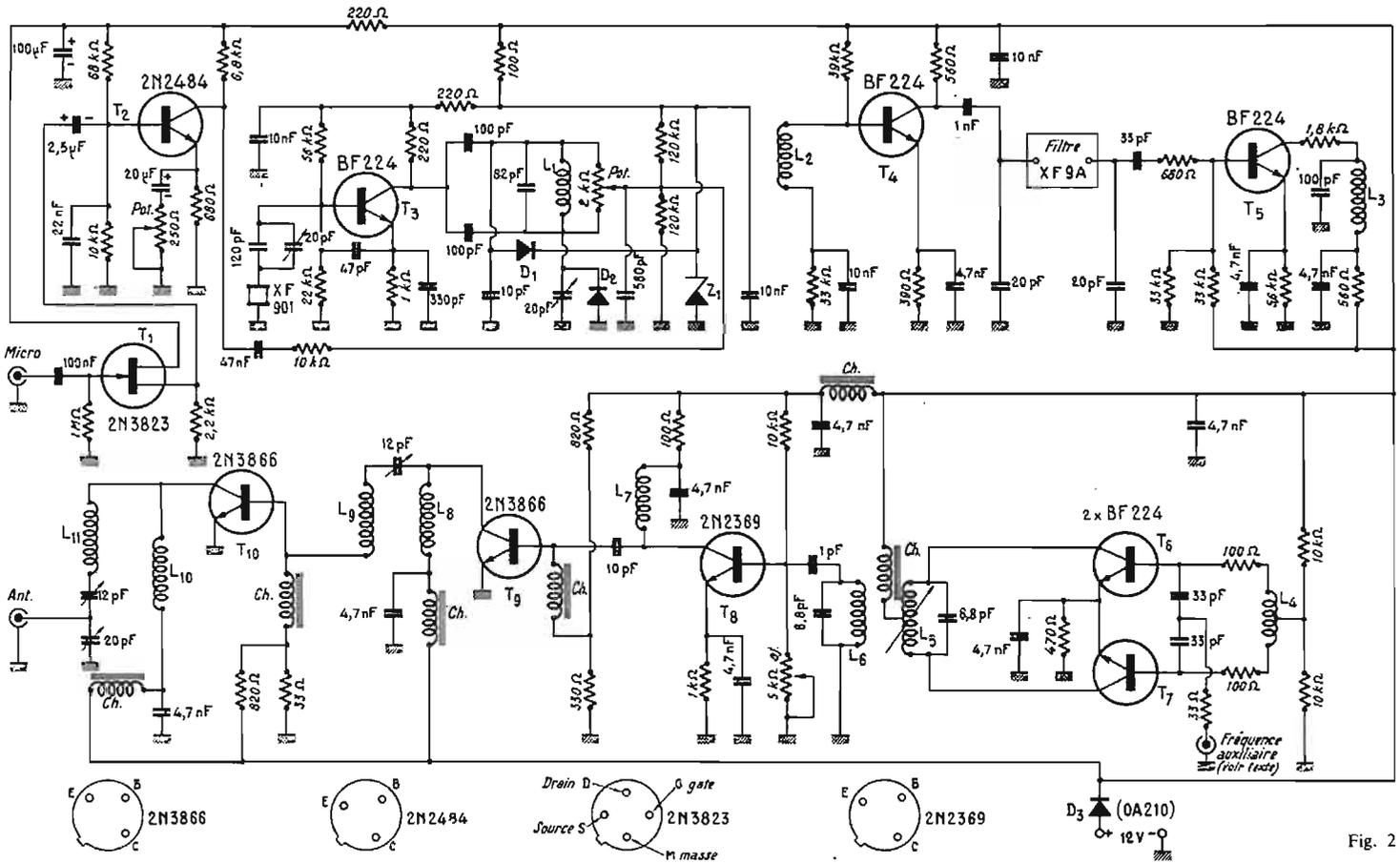


Fig. 2

Longueur 12 mm. Noyau magnétique.

L_8 : 3 spires, fil argenté 10/10 mm, en l'air, diamètre 7 mm. Longueur 9 mm.

L_9 : 4 spires, fil argenté 10/10 mm, en l'air, diamètre 8 mm, longueur 12 mm.

L_{10} : 3 spires, fil argenté 10/10 mm, en l'air, diamètre 8 mm, longueur 9 mm.

L_{11} : 4 spires, fil argenté 10/10 mm, en l'air, diamètre 8 mm, longueur 12 mm.

L_{12} : 11 spires, fil émaillé 3/10 mm, prise à 9 spires du collecteur, longueur 9 mm, mandrin à noyau de 4 mm.

L_{13} : 6 1/2 spires, fil émaillé 3/10 mm, longueur 6 mm, mandrin 4 mm, à noyau magnétique.

L_{14} : 5 spires, fil émaillé 5/10 mm, longueur 6 mm, même mandrin, noyau magnétique.

L_{15} : 5 spires, fil émaillé 5/10 mm, longueur 6 mm, même mandrin, sans noyau.

L_{16} : 2 spires, fil sous gaine, type téléphone entre les 2 spires de la base de L_{15} .

Toutes les bobines de choc Ch, sont des VK200 10/4 B de La Radiotechnique ($L = 0,5 \mu H$).

Le générateur de fréquence auxiliaire. — Ainsi que nous l'avons dit plus haut, nous sommes limité à une fréquence fixe, pour des raisons de simplicité et de ce fait nous avons choisi une fréquence de travail de 145,410 MHz. Il s'ensuit que la fréquence auxiliaire doit être : $145,410 - 9 = 136,41$ MHz environ.

L'oscillateur de base est stabilisé par un quartz de 136,41 MHz : $3 = 409,23$ MHz environ et équipé d'un transistor T_{11} (2N3707). Nous avons d'ailleurs conservé scrupuleusement pour cette partie le schéma proposé par l'initiateur de la réalisation et utilisé la plaquette imprimée qui a été prévue à cet effet. L'oscillateur utilise une astuce que nous avons présentée il y a quelques années sous le nom de VF-XY et qui consiste dans l'insertion, à la base d'un quartz, d'un circuit oscillant accordé très près de la fréquence de résonance. Lorsque cette valeur varie, dans un sens ou dans l'autre, on peut obtenir sur la fréquence d'utilisation un glissement commandé de 25 à 30 kHz à partir de la fréquence de base. Le circuit L_{12} est accordé sur 45 MHz et la bobine L_{13} résonne sur 48 à 50 MHz. La fréquence est ajustable par noyau magnétique et par la variation entre 2 et 8 V environ de la tension appliquée aux diodes Varicap $D_5 - D_4$ (BA110); T_{12} (BF224) est un étage tripleur dont le circuit de sortie L_{14} est accordé sur 136,410 MHz. Le dernier étage T_{13} , également couplé capacitivement joue à la fois le rôle de séparateur et d'amplificateur. Le circuit de L_{15} , à relativement forte capacité (10 pF) a pour effet de ne laisser apparaître que les signaux à fréquence utile à l'exception de ceux générés par l'oscillateur, par exemple. La sortie à basse impédance, vers la première

platine, s'effectue par un court brin de câble coaxial à partir des bornes de L_{16} qui est bobinée sur la base de L_{15} . La tension variable appliquée par un potentiomètre de 20 k Ω aux diodes $D_4 - D_5$ est stabilisée par diode Zener (Z_1).

Mise au point de l'ensemble. — On commencera par l'oscillateur 9 MHz que l'on doit entendre nettement sur cette fréquence sur la gamme OC d'un récepteur ou sur le récepteur de trafic. On apprécie dans ces cas-là les récepteurs à

General Coverage, autrement dit « sans trous » comme des HRO, AR88, SX28, etc., qui sont de précieux auxiliaires en dehors des heures de trafic.

L'ajustable (20 pF) à la base de L_{11} , dans le modulateur équilibré, sera totalement engagé à sa valeur maximale de façon à déséquilibrer, à coup sûr, le pont dont il est une des branches et on accorde successivement L_3 et L_4 pour un signal maximal au 5-mètre du récepteur.

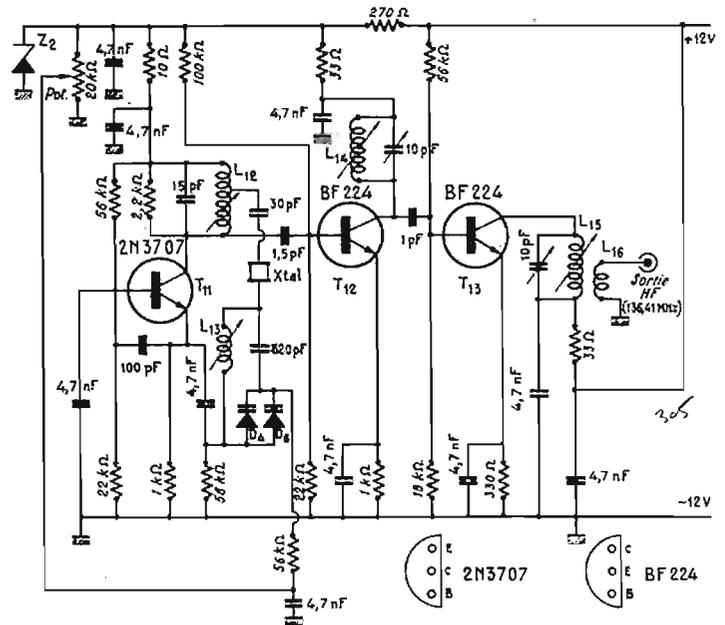


Fig. 3

On passera ensuite, au générateur 136 MHz qui doit démarrer spontanément lorsque L₁₂ est accordée sur la fréquence overtone du quartz. L₁₄ et L₁₅, successivement, sont à accorder sur 136 MHz pour le maximum de sortie en jouant sur les noyaux de ces deux bobines en commençant par L₁₄.

Les deux oscillateurs étant en fonctionnement, on coupera à la sortie Ant, provisoirement chargée par une résistance au carbone de 68 Ω - 1 W, un voltmètre sensible, muni d'une sonde VHF et on ajustera tous les réglages et tous les noyaux pour un maximum de sortie.

L'ensemble est alors très près d'être au point. L₁ étant toujours réglée pour un maximum de sortie, on ajustera le potentiomètre du pont (pot : 2 kΩ) et le condensateur de 20 pF en parallèle sur D₂ pour un minimum de sortie. Il est probable que l'appareil de mesure ne sera plus suffisamment sensible. On écouterait alors la porteuse résiduelle directement sur le récepteur de trafic dont le S-mètre permettra d'apprécier le réglage le plus fin possible. On n'obtiendra naturellement pas la disparition totale de la porteuse, mais une atténuation très suffisante pour qu'à courte distance on n'en trouve plus trace.

Il suffira alors pour juger la qualité de la modulation de brancher un microphone à haute impédance à l'entrée et d'ajuster le potentiomètre BF de 250 Ω pour obtenir le meilleur résultat. Dans les crêtes, l'aiguille du S-mètre atteint le niveau de la porteuse obtenue au cours des essais. La qualité de la modulation est excellente.

On pourra, comme il a été dit précédemment, faire varier la tension appliquée à D₄ - D₅ pour amener un léger glissement de la fréquence, soit pour échapper à l'emprise d'une station gênante, soit pour se signaler sur une station entendue.

Le seul inconvénient de cette réalisation qui est susceptible de perfectionnement réside essentiellement dans son... immobilité, mais il serait très facile de produire à partir d'un mélange VFO/Cristal ou d'un super VFO, une fréquence auxiliaire de 135 à 137 MHz qui en ferait un émetteur portable ou un exciteur parfait. Nous aurons certainement l'occasion d'y revenir mais, d'ici là, nous ne saurions trop engager ceux qui souhaitent sauter le pas qui mène à la SSB de se faire la main sur ce montage plein d'intérêt et qui a été pour nous une source de satisfaction et le moyen de réaliser quelques bonnes liaisons avec un appareil qui tient pratiquement dans le creux de la main.

Robert PIAT.
F3XY

L'expérience Frank Valverde

100 HEURES AU VOLANT, 100 MILLIONS

Le 19 avril Frank Valverde prenait le départ sur le circuit du Castellet, en vue d'une expérience anti-sommeil, devant garder le volant cinq jours et quatre nuits sans aucun arrêt, les différents ravitaillements — essence et nourriture — étant effectués en marche.

Cette performance a mis en œuvre des moyens considérables dont le coût dépasse les 100 millions — un yacht de pleine mer — un hélicoptère ambulance voiture anti-incendie — 35 voitures de service — un camion spécial de ravitaillement en « vol » — 10 caravanes abritant le personnel des différentes firmes collaborant à cette expérience parmi lesquelles la Régie Renault, l'« Auto Journal », la presse, le centre médical et le laboratoire J.E.D. enregistrant toutes les communications d'un réseau radio complexe reliant tous les responsables.

Durant cette expérience, le problème des télécommunications prenait une place primordiale. Il était en effet indispensable que ces médecins, les différents responsables du corps médical, les observateurs, les services de presse, radio et télévision puissent être informés d'une façon permanente de l'évolution de cette expérience ainsi que de l'état de santé du pilote.

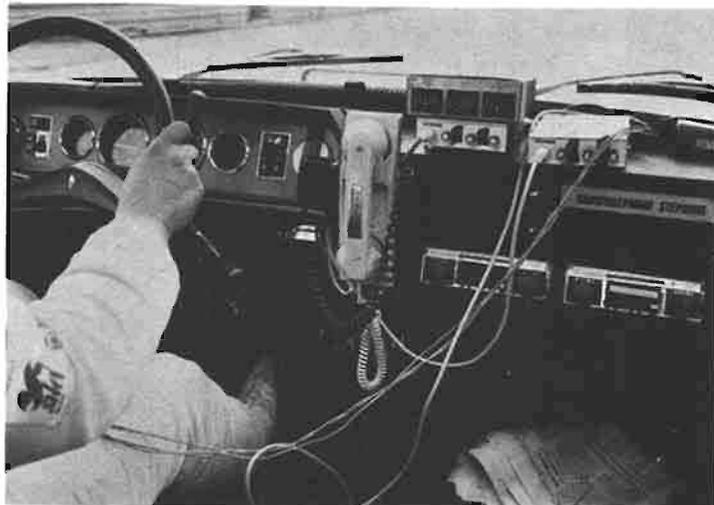
Dans le but de mener à bien ces différentes transmissions, la société J.E.D. a doté la voiture R 16 TS de Frank Valverde d'un équipement radiotéléphone simple mais efficace.

Le stéphone AM71 a été choisi pour cette expérience. Deux de ces appareils équipaient le véhicule.

Afin d'accroître le moins possible la fatigue du pilote durant cette dure épreuve, les appareils étaient équipés de dispositifs d'appel sélectif permettant au pilote une veille permanente dans le silence le plus absolu. A cet effet, la société J.E.D. a choisi l'appel sélectif Stéphone AST 1.

Ainsi équipé, Frank Valverde était susceptible d'entrer immédiatement en communication avec les six caravanes officielles des observateurs et des différents services techniques responsables de cette expérience. Dans ce cadre, outre les caravanes médicales, de presse, d'organisation, de services de sécurité, la société J.E.D. a installé dans l'une d'elles un véritable laboratoire volant : laboratoire comprenant outre les appareils de mesure nécessaires à un éventuel entretien, un véritable dispatching radio permettant premièrement de contrôler l'ensemble des liaisons de Frank Valverde avec tous les différents services avec lesquels il était en rapport afin de mener à bien sa tentative ; l'ensemble des liaisons radio étant repris sur magnétophone afin que les sommités médicales et scientifiques puissent à l'issue de son périple vérifier les points de détail particulièrement les différentes réactions vocales au fur et à mesure que durait cette expérience et qu'augmentait la fatigue du pilote.

Afin de tenir informé l'ensemble de la presse mondiale de cette expérience un dispositif mis au point par la société J.E.D.



Les installations radiotéléphoniques « Stéphone » à bord de la voiture de Frank Valverde (Photo Auto-Journal).

Stéphone, et dénommé l'interadiotéléphone à toutes les communications téléphoniques qui lui étaient transmises du monde entier durant son expérience ; l'ensemble du matériel de télécommunications étant soumis à une utilisation permanente pendant toute la durée de la performance.

Il ne faut pas oublier que Frank Valverde qui s'est soumis à ce test scientifique et médical est avant tout un cascadeur — champion du monde du passage dans le feu — champion du monde du saut en automobile dans l'eau Frank Valverde au volant de sa R 16 TS sur le circuit du Castellet avait besoin de temps à autre de détente : — Poussant des pointes de 140 à 160 km/h il effectuait des dérapages contrôlés, sautait les talus ou quittait le volant après avoir réglé son accélérateur à main et allait se promener sur le toit de sa voiture.

Toutes ces épreuves ont provoqué des chocs importants à l'installation radiotéléphonique ; mais outre l'épreuve des chocs, notre matériel fut soumis à l'épreuve de l'eau.

En effet, durant toute la durée de son expérience de violents orages éclataient dans la région marseillaise ; d'énormes flaques d'eau de 40 à 60 cm de profondeur couvraient les bas côtés du circuit du Castellet.

Afin de réduire la fatigue due aux différents coups de volant nécessaires sur ce circuit très difficile comportant de nombreux lacets, Frank Valverde coupait les virages en empruntant ces bas côtés de route ; d'énormes gerbes d'eau projetées de part et d'autre de la voiture, le toit ouvrant du véhicule étant ouvert en permanence, 15 à 30 cm d'eau séjournaient sur le sol de la partie avant du véhicule.

Les installations radiotéléphoniques étaient trempées ; malgré cela les liaisons téléphoniques étaient assurées.

Le corps médical était au courant d'une façon permanente de l'évolution de la santé du pilote tant en ce qui concerne son rythme cardiaque que son pouls et sa vue. Un système de biotélémetrie était équipé à l'intérieur du véhicule : la transmission de tous ces renseignements étant assurée par radio dans les heures critiques où une certaine lassitude s'emparait du pilote, la liaison radio était permanente ; l'émetteur de la station mobile en position émission durant de nombreuses heures.

Dimanche 23 avril à 16 h 30 Frank Valverde avait rempli son contrat.

Il avait parcouru en 96 heures de conduite ininterrompue plus de 4 000 km.

Les conditions météorologiques désastreuses pendant toute la durée de son expérience n'ont en aucune façon favorisé sa réussite. Malgré les conditions déplorables d'utilisation du matériel Stéphone aucun incident technique n'a été à signaler ; l'ensemble des liaisons radiotéléphoniques ayant été assuré tout au long de l'épreuve.

Au cours de la conférence de presse qu'organisa Frank Valverde à l'issue de sa performance il reconnut l'efficacité des moyens de télécommunications mis en œuvre par la société J.E.D. tant en ce qui concerne les liaisons radio que les retransmissions de communications téléphoniques ; assurant que ce matériel était un atout indispensable ayant contribué à la réussite de son opération.

Une fois de plus, le matériel J.E.D. Stéphone s'est avéré digne de sa réputation ; son efficacité ayant contribué pour beaucoup à la réussite de cette tentative.

La voiture Renault R 16 TS ayant été utilisée pour cette expérience est maintenant en présentation au Magasin d'exposition Pub Renault, avenue des Champs-Élysées, munie de toutes ses installations J.E.D. Stéphone.

(Communiqué)

UN PRÉAMPLIFICATEUR A 435 MHz

A FAIBLE BRUIT DE FOND

par Pierre DURANTON

L'EMPLOI comme préamplificateurs des transistors à effet de champ est bien connu ; cela tient à leur double avantage, à savoir : une forte impédance d'entrée alliée à un très faible niveau de bruit ; en UHF et sur la gamme 435 MHz notamment, il est intéressant de disposer d'un petit préamplificateur à la fois simple à réaliser et efficace quant à ses performances.

Il utilise un transistor 2N3823 (Texas instruments) bien connu et fort apprécié des amateurs de VHF car le gain en dB et le niveau de bruit assurément fort réduit, en font un excellent transistor facile à l'emploi et de prix modique, tout en disposant de caractéristiques honorables, il monte très bien à 500 MHz et ceci sans affaiblissement appréciable.

Deux sources d'alimentation devront être utilisées : une pile de 9 V (le - étant à la masse) alimentera le circuit de « source », alors qu'une source de 15 V le + et le - étant isolés tous les deux de la masse alimentera le circuit de « drain », la « porte » étant elle-même à la masse.

Le niveau de bruit sera de l'ordre de 3 dB au maximum ; le courant de « drain » sera d'environ 4 mA (dosage en jouant sur la résistance variable, montée en potentiomètre de 10 k Ω) ; plusieurs découplages et deux selfs de choc (une dizaine de spires de fil émaillé de 0,6 mm sur un diamètre de 4 mm) éviteront les risques d'accrochages ; deux condensateurs ajustables de 1 à 16 pF permettront d'accorder au mieux les deux circuits d'entrée et de sortie ; L₁ aura deux spires avec

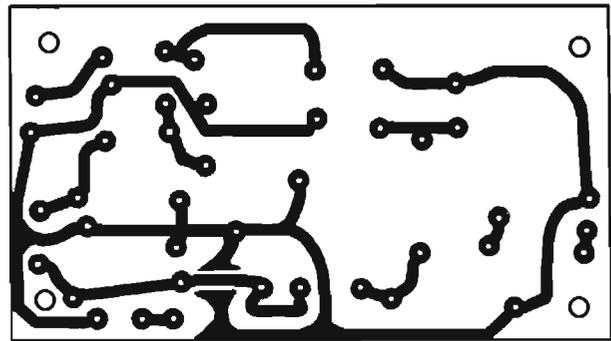
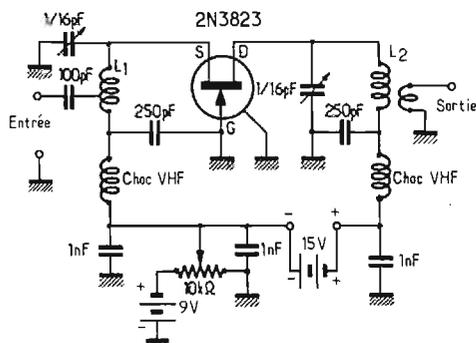


Fig. 2



L₁ = 2 spires fil 8/10e de mm. \varnothing = 8 mm.
L₂ = 1/2 spire en L fil de 12/10e de mm. \varnothing = 10 mm
couplage 1/2 spire même fil.

Fig. 1

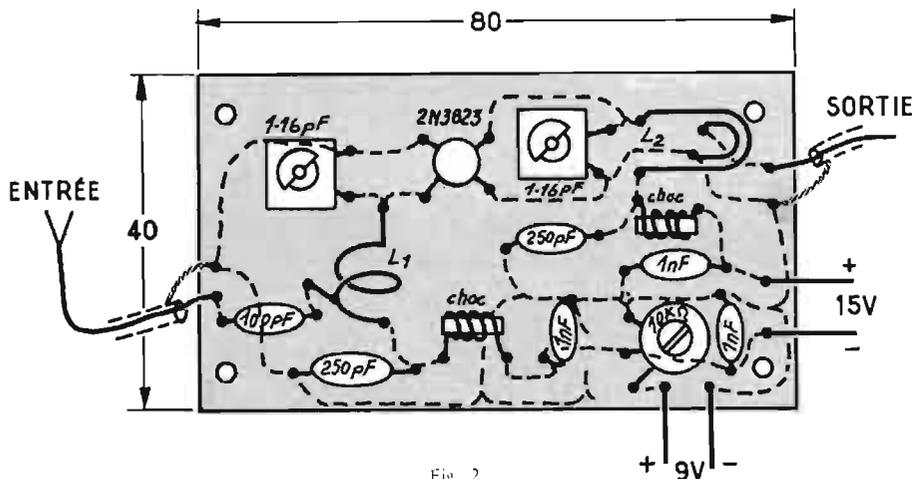


Fig. 2

une prise au tiers pour l'arrivée d'antenne et L₂ sera constituée par une boucle en « U » couplée à une seconde boucle plus petite pour la sortie.

La disposition des composants (cf. Fig. 2) sur la carte en verre époxy de dimensions approximatives : 80 x 40 mm ne pose guère de problèmes ; le dessin du circuit imprimé que nous donnons à titre indicatif n'est nullement impératif et la disposition doit simplement tenir compte de la séparation des circuits d'entrée et de sortie. Le boîtier du 2N3823 a une mise à la masse (important en VHF-UHF) et les deux capacités d'accord devront être de très bonne qualité : si possible stéatite comme isolant et air comme diélectrique et pour éviter les problèmes de connexions.

nous prendrons des capacités ajustables pour circuits imprimés, dont les connexions assureront en même temps la fixation mécanique.

Attention à la fragilité relative des transistors à effet de champ qui n'aiment pas du tout l'échauffement exagéré du fer à souder !

De même, les surtensions accidentelles ont un effet désastreux sur leur durée de vie !

Mais que cela n'empêche pas de les utiliser car en dépit de leur fragilité toute relative du reste, ce sont des produits à performances élevées.

**LAMPES · ÉCLAIR
ÉLECTRONIQUES**

**Flash Electronique
Stroboscope
Ballage**

NOMBREUX TYPES STANDARD

franceclair

54 AVENUE VICTOR CRESSON
92-ISSY / MOULINEAUX · 644-47-28

Nous prions nos annonceurs de bien vouloir noter que le montant des petites annonces doit être obligatoirement joint au texte envoyé (date limite : le 18 du mois précédant la parution), le tout devant être adressé à la Sté Auxiliaire de Publicité, 43, rue de Dunkerque, Paris-10^e, C.C.P. Paris 3793-60

Petites Annonces

TARIF DES P.A.

5,00 F la ligne de 38 lettres, signes ou espaces, toutes taxes comprises (frais de domiciliation : 5,00 F), pour les offres et demandes d'emploi.
 Vente de matériel : 5,50 F la ligne T.T.C.
 Achat de matériel : 5,50 F la ligne T.T.C.
 Fonds de commerce : 6,50 F la ligne T.T.C.
 Divers : 6,50 F la ligne T.T.C.
 Annonces commerciales : demander notre tarif.

LIBRE SERVICE DES AFFAIRES de JUIN 72 p. 286 à 288

Offres d'emplois 5,00 la l.

400 à 1 000 F

RÉALISABLES CHEZ VOUS
OU PRÈS DE CHEZ VOUS

par petits travaux bureau et divers.
 Ecrire pour information à IPS (HP)
 B.P. 1184 - 76-LE HAVRE
 avec enveloppe + 2 timbres

Cherche TECHNICIEN B.T.S. ou B.T. (électronique) ou équivalent. Début 1.400 à 1.600 F mensuels. Ecr. réf. et âge : I.U.T. Sec. Général, 143, av. de Versailles, PARIS (16^e).

Pour connaître toutes possibil. emplois Outre Mer, étranger (Canada, Australie, Amér. Sud, Afrique, Allemagne, Suisse), ttes professions, demandez notre revue spécialisée : MIGRATIONS (Serv. H.P.), 3, rue Montyon, PARIS-9^e.

Importante Société
Recherche

A.T.P. et A.T.3.

spécialistes télé couleur

Dépanneurs T.V.
Noir et Blanc
Formation couleur assurée
DEPANNEURS auto-radio
Se présenter après 17 heures
72, rue Marceau
(93) MONTREUIL

Import. Société Radio T.V. Hi-Fi-Paris recherche :
 - 1 vendeur pièces détachées ;
 - 1 responsable Service achat pièces détachées très qualifié ;
 - 1 dépanneur bien qualifié.
 Situations stables bien rémunérées.
 Ecrire av. C.V. à Gallus Publ., 10 bis, rue Lardennois, Paris (19^e), qui transmettra.

Laborat. de Marcoussis
Centre de Recherches
de la C.G.E.
recrutent

DESSINATEURS ÉTUDES 1 ou 2

Pour réalisations
de dossiers électroniques
comprenant circuits imprimés
3 à 5 ans d'expérience
si possible

Transport assuré
Restaurant d'entreprise

Ecr. SERVICE DU PERSONNEL
s/s réf. 6032 - Route de Nozay
91-MARCOUSSIS

On demande pour COTE BASQUE dépanneur en télé très qualifié. ATELIER HAMEL 24, rue Maubec, 64 BAYONNE.

ENTREPRISE DE DEPANNAGES R. TELEVISION cherche technicien qualifié, 25 ans minimum, salaire élevé-logement assuré. Ecrire aux ETN DESMOULIN, rue des Tilleuls, BOURGES (tél. : 24-12-87), URGENT.

Sté de tech. Audio-visuelles cherche vendeur photo-son expérim. métré ROME. Tél. : LAB-23-83, de 9 h à 18 h.

Demande jeune technico-commercial pour gestion d'un magasin spécialisé chaînes haute fidélité et matériel Radio-T.V. Nous demandons expérience et sens des responsabilités. Tél. : 828-09-20.

Demandes d'emploi 5,00 la l.

J.H. possédant app. de mesure et de repro. cir. imp. ch. trav. mi-temps ou domicile étude réal. ou câbl. cir. imp. CHOLLEY, 18, Rés. de Géméaux, 94-FRESNES.

Agents de dépannage livres 1-7-72, ch. pl. stables entreprises ou particuliers. Faire offre Centre Calmette, rue du Pr.-Laguette 59-LILLE.

Amateur Radio cherche travail à domicile câblage, montage, soudures, etc. HERBERT 10, rue Louis-Boisramé, 49-ANGERS.

Techniciens TV noir et blanc couleur (Pal. Secam), livres 15-7-72, cherchent emplois ttes régions. Ecr. F.P.A. Sect. ADRTV 35, rue de la Mitterie, 59-LOMME.

Achat de matériel 5,50 la l.

Achète radiotéléphones 80 MHz FM, bon état marche 3 fréq. ROCHE, rue Boulanger, 01 - BOURG.

ACHÈTE DISQUES bon état tous genres PEYROTTE, 14, rue Fagon, PARIS-13^e. Tél. : 331-17-42, 15 h et 20 h.

Recherche ampli « SANSUI 777 » Maurice COMPIN, 7, rue des Amicales, 61 - FLENS. Cherche magnéto scope portatif BENOIT B.P. 26, 45 - BEAUGENCY.

ACHAT - VENTE - ECHANGE

Disques musicassette cartouche 8 pistes méthode Assimil magnéto scope lecteur cassette et cartouche Radio ampli platine enceinte mini K7, etc.
 DISCO PUCE Stand 85, Marché aux Puces de St-Ouen, MARCHE MALIK. Tél. : 607-15-76. M. STAUDER.

Fonds de commerce 6,50 la l.

DIJON VILLE : vend affaire radio-TV sono autoradio, fondée en 1946 réalisant de bons bénéfices pas nécessaire être technicien, beau magasin, bel appart. au 1^{er} étage prix intéressant. Ecr. au journal qui transmettra, n° 6.

A saisir fds radio TV ménager gdes marques. En Normandie. CA 40 U. Prix int. Ecr. au journal qui transmettra, n° 61.

REGION SUD DE PARIS, sur rue principale vend commerce radio télé électroménager avec ou sans les murs chif. d'att. 1 850 000 F Ateliers et réserves attenants sur rue secondaire. App. de grand standing le tout en parfait état. Ecr. au journal qui transmettra, n° 62.

TELE RADIO, petite ville commerçante sans bradeur magasin moderne, et élégant très bon emplacement. Appartement C.A. 370 000 en continue expansion. Affaire très saine. Prix 70 000 avec 20 000 solde en 4 ans. Curieux sans capitaux s'abstenir. Ecr. au journal qui transmettra, n° 63.

LA TREMBLADE (17) Pas de porte à céder, magasin moderne avec appartement dépendances jardin garage conviendrait électricien ou téléradioménager ou autre. Ecr. au journal qui transmettra, n° 66.

PARIS CENTRE gros passage bons bénéfices prouvés cède TV radio ménager, grandes marques, très grandes facilités ou viager murs ou non, affaire saine, garantie. Ecr. LAVIGNE 73, av. Lerins, 06-CANNES.

Vds fds HiFi télé avec ou sans murs région SUD-OUEST. Chif. att. 600 000 F. Concess. grandes marques Pl. expans. Facilités de paiement prix 180 000 F. Grand logt, magasin atelier bureau. Ecr. au journal qui transmettra, n° 69.

Vends CORBELL (91), résidentiel pavillon meublé 6 p. c. bains grenier sous-sol, garage chauff. mazout terrain 600 m². 250 000. Ecr. au journal qui transmettra, n° 64.

Ville agréable littoral atlantique offre gérance télé radio ménager, C.A. 500 000. rance télélectroménager, C.A. 500 000. Possibilité achat exceptionnel très bon technicien. Ecr. au journal qui transmettra, n° 65.

ANDRESY Yvelines, rue principale zone pleine expansion boutique moderne radio télé électroménager 120 m². Prix 30 000 F très grandes facilités. Aucun stock. Loyer mensuel 350 F (magasin et logt), GUILLY, 11, avenue Porta-Vanves, PARIS (14^e).

Vds Fonds RADIO-TV-Ménager-discues, dans centre commercial avec parking, 20 km sud de Paris, Ville pleine expansion, C.A. 30 U, magasin 60 m² + Appt tout confort. Tél. : 909 09 00 (après 19 h 30).

UNIQUE EN FRANCE

affaire tenue 40 ans

TÉLÉ-RADIO - HI-FI
MÉNAGER - RADIO
ÉLECTRICITÉ

FONDS A CÉDER

Grande artère
centre Paris

MAGASIN et BUREAUX

Cause retraite

Conditions très exceptionnelles

KLÉBER 94-98

CAUSE DEPART PROVINCE

Monsieur CAULET vend,
1 magasin sis 56, rue de l'Ouest,
PARIS (14^e).

1 service technique sis 1, rue Guilleménot
PARIS (14^e)

TV SERVICE

Prix : 180 000 F.

Ecr. ne pas téléphoner

Technicien TV rech. gérance vue achat ou participation. Ecr. au journal qui transmettra n° 42.

PARIS empl. n° 1 vend T V RADIO HI-FI C.A. important. Prix 8 U. Tél. : MEN. 42-29.

TOULOUSE, empl. n° 1. Vends Fonds TV-RADIO-DEPANN. (mag. moderne + atelier, bureau, garage). Peut louer aff. saine connue tenue 35 ans. Prix tr. int. à déb. Larges facil. Etude te prop. éventuel gérance ou particip. Ecr. au journal qui transmettra, n° 57.

Vente de matériel 5,50 la l.

Vds magnéto Philips N 4307 4 pistes 3 vitesses puissance 4 W Corekit type V3 6 mois, 540 F. FAUCHER MAGNAN, 125, rue de la Pompe, PARI -16^e.

URGENT : Vds UHER REPOET 4200 avec bloc sect. accus = Micros BEYER M 69/LEM D 2L, B/AGK D 707/AGK D 202. le tout 2 000 F. Ecr. M. THIÉREY CLOAREC, 18, rue E.-Deschamps, 78 - VERSAILLES.

Prof. son vds 2 enceintes SUPRAVOX, fab. spéciale (sono très gde pu.ss.) chaque = 3 x 285 RTF 64 + 2 x 215 RTF 64 = 200 W. Aff. except. 2 950 F les 2. Tél. : 328-89-64.

Vds Revox A77 1 222 version 19/38 déc. 71, 3 700 F Tuner F.M. 300 F, Matériel Pioneer Kenwood Sony Esart, Michel HOUDRY 727-08-34.

Vds paire enceintes 60 W ch. pcc. ; caisson basses équ. 31 cm + project. spatial d'aigus (3 HP) orient. 1 400 F. CHATONNET, 31, rue de Lorraine, St-Germain-en-Laye (78). Tél. : 963-07-80.

Vds Rx BC 342. Prix 300 F. M. JULLIAN, 42, rue Gandon (13^e). Après 20 hres.

Vds Merlaud STT 240 neuf gar. 6 mois 1 000 F casque PIONEER SE 50 nfs et boîte JB21 Fr. RENAULT 352 01 00. Hres bur.

Vds RADIOAMATEUR station émet. récep. 5 ba, 300 W déca dern. mod. GELOSO HP micros Trancevic. HEATHKIT 20 m + micro + HP neuf. Aff. except. en fonct. démonstr. s.s place. NOEL, 31, rue Département, PARIS-14^e. Tél. : 734-36-02.

Vds magnéto cassette SONY TC95 neuf portable 600 F (Px norm. 915 F) et Deck Sony TC122 stéréo cassette 600 F neuf (Px norm. 1 100 F). Tél. : 842-15-69.

Vds cause cass. act. Télé 1^{er}-2^e ch., comb. radio phono mat., radio télévision ampli HiFi Bobineux. BRUNEAU, 18, av. Vercingétorix, CLERMONT-FERRAND.

Cse quadraphonie vds ampli tuner SANSUI Eight neuf garantie totale 2 ans. 3 800 F (valeur 5 000 F). DAMEULAT B., 12, rue de Belfort, 64-BAYONNE.

Vds : Rx HAMMARLUND SP 600 excel. état 2 000 F à déb. Tél. : M. GORLIN 432-44-16 ts les soirs 20 hrs.

Vds magnéto stéréo 4 P. SONY TC 630 avec ampli incorporé 2 x 20 W et enceintes état n° 2 200 F (Px n° FNAC 3 200 F). Tél. au 858-11-19, 18 h.

Vds : Ampli 240 W : 350 F ; platine magnéto Radiohm : 180 F ; T.D. piles : 60 F ; T.V. Régional RT 19 : 150 F ; Photocopieur Castex : 250 F ; Gestetner 105 : 400 F ; Pompe eau 25 m³/H 150 F ; Id. amorçage aut. : 200 F ; chauffe-électr. 30 lit. : 200 F ; chauffe-gaz : 120 F ; balai-ramasseur Wolf : 80 F ; Port. et emb. en sus LÉASSERRE 46, rue de Languedoc, 31 - TOULOUSE.

Vends OSCILLOSCOPE SIOSKOP bon état BP 0 à 5 MHz à + 3 dB Sensibilité 50 mV/cm 800 F. M. DELBOVE, 16, rue du Burtul, 56 - LORIENT.

Vends magnéto scope Philips LDL 1002 caméra HF téléviseur 28 cm équipé en contrôle image, matériel très bon état, valeur 6 500 F, vendu 5 200 F. LECOINTRE 4, rue Edouard-Herriot, LES SABLONS-LE-MANS.

Vds mat. vidéo SONY : magnéto scope CV 2100 CE + caméra VCK 2100 A + télé 23 cm CVM 306 + 4 bandes 40 MN + télé 53 cm + Adapt. HF exc. état 6 900 F, s'adr. M. ROLLAND (38) 87,95-49 ORLEANS.

Vds magnéto (ferro) 49 tubes de rechange t.b. état 1 300 F. J.-C. TORRENS. Tél. : 553-42-11 ou 324-05-66.

Vends platine Vulcain 2000 + capot + TS1 révisés usine 500 F. 2 enc. Eole 15, 400 F ; 2 enc. Perless 20.3 600 F. G. FERRE, av. d'Estampes, 91-DOURDAN. Tél. : 492-70-40.

Vds occ. Prix int. : Projecteur Fondu en chaîne, SIMDA POLYSYNCHRO deux blocs bas tension Tél. : 328-28-49, Groupe PERSONA Parc Floral Bois de Vincennes, Paris (12^e).

Vds ampli SANSUI AU555A 2 x 30 W, 1 250 F, enceintes Isophon 30 W, la paire : 1 000 F, Laurent FORESTIER, 331-13-87.

Vends télé CLAIRVISION 54 cm 2 ch. tube cut. neuf, bon état 500 F, jeux bobinages neuf HF et MF = Tr. Sorlie BF pr SP 600, 300 F, CAILLAUD, 5, rue Amiral-Courbet, Paris (16^e).

Vds matériel achat rec. plat. Thorens TD 125 bras TP/25 Ampli Esart E1 50 S2 32 W Enceintes TEN, tuner Sony ST 80 W AM/FM. Prix 4 200 F. Tél. : DAU-66-80, poste 403 GEORGE.

Vds console prise de son mixage 16 voies mono-stéréo 4 pistes complète avec écouteurs échos ordre etc. MAGNETOS prof. lecture 3 vitesses. SOFRESON 874-25-73.

Vends Magnéto Grundig TS 340 très bon état - Prix 1 500 F. Caméra 8 mm type MOVEX avec télé + grand angle, modules préampli Sciencelec SC 20 A état neuf, Prix : 180 F. ORBAN. Tél. : 967-24-14, 40, rue Lamartine, 92-RUEIL.

Cause départ service vends orgue 2 claviers (49 + 37 notes) + pédalier 25 très beau meuble acajou 1 cl. complet avec 12 génés à unionjection boîte umber, vibrato, réverb Hammond, ampli 40 W, alim., circuit silence + 1 enceinte neuve Siare X 40 avec filtres (2^e clavier et pédalier sans électronique) + 1 batterie Rythmes électronique incorporée à l'orgue avec sa propre Réverb. + pièces détachées + circuits imprimés. Matériel de base idéal pour monter un très bel orgue 9 octaves. Valeur + de 6 000 F urgent, le tout 3 600 F, pour détails. Tél. dim. et lundi uniquement au 933-30-37.