

4^F

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

LE HAUT-PARLEUR

Journal de vulgarisation

RADIO TÉLÉVISION

Dans ce numéro

- L'oscilloscope R0773.
- Le tuner FM stéréo « Largo ».
- L'autoradio Grundig « Weltklang 4800 ».
- Le récepteur CRF50 Sony.
- Un métronome opto-acoustique.
- Amplificateur monophonique 120 W pour sonorisation.
- Une horloge digitale.
- Le fluctuomètre « Woelke » ME102B.
- Le nouveau téléviseur couleur Barco Rembrandt à tube 110°.
- Un réducteur de bruit de fond.
- Compte-tours électronique pour automobile.
- Le transceiver Heathkit HW 101.

Voir sommaire détaillé page 90

CAP sur l'électronique

UN OBJECTIF PRÉCIS... UNE ROUTE SÛRE

L'ENSEIGNEMENT A DISTANCE INFRA VOUS GUIDE VERS LES PLUS LARGES HORIZONS



infra

CENTRE FRANCE ELECTRONIQUE

24, RUE JEAN MERMOZ • PARIS-8^e • TÉL. 225-74-65

342 PAGES

infra L'ENSEIGNEMENT PRIVÉ A DISTANCE

voir pages 148-149

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.)

avec cette platine ...

deux solutions au choix :

Socle 405 x 330 x 90 mm 50,00

Capot 395 x 325 x 100 mm 49,00

Platine + socle + capot, dont assemblage présenté ci-contre 219,00

Socle 520 x 330 x 90 mm 60,00

Capot 480 x 315 x 70 mm 59,00

Platine + socle + capot, même assemblage que chaîne HI-FI ci-dessous .. 229,00



CHAÎNE HI-FI STEREO 2x8 WATTS

295 F (deux cent quatre-vingt-quinze francs)



(Port et emballage 30,00)

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-dessus.

- un socle de platine dim. 520 x 330 x 90 mm, avec découpe de platine adéquate.

- un capot plexi 480 x 315 x 70 mm.

- deux ampli BF tout transistors (en KIT), sur circuit imprimé, puissance crête 2 x 8 watts (2 x 4 W eff.), avec contrôle séparé GRAVES et AIGUES.

- une alimentation 110/220 V (en KIT), commune aux deux amplis.

- deux enceintes acoustiques « trigonales », très b. présentation, impédances adaptées.

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 mallette bois gainé gris anthracite, couvercle dégonnable 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.

AFFAIRE EXCEPTIONNELLE

Cellule magnétique stéréo BANG et OLUFSEN type SP2, pointe diamant, sortie 9 mV, impédance 47 K Ω , fixation spéciale bras B.O. 79,00

Type SPI, modèle similaire, fixation standard 99,00

CELLULES STEREO

BSR type CI, céramique 19,50

CM 500, magn. pointe diam. 20 Hz à 20 kHz, 4 mV, 5 K Ω 69,00

J 2203, magn. p. diam. 5 mV .. 45,00

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

MAGNETOPHONE A CASSETTE « MIDLAND INTERNATIONAL »

Alimentation piles et secteur

Tout nouveau magnétophone à cassette, très belle finition, vitesse 4,75 cm/s, contrôle automatique d'enregistrement, prise micro et prise d'enregistrement direct (radio, pick-up...), alim. secteur incorporée 220 V, ou 4 piles bâton 1,5 V. Livré avec micro, écouteur, cassette vierge, piles et cordon secteur.



Au prix introuvable de **299 F**

COFFRET-VALISE



Long. 455, larg. 295, haut. 350 mm, bois gainé acaï noir, poignée, fermetures avec clefs, très solide, prévue à l'origine pour le transport d'un téléviseur 31 cm.

Prix : 39,00 + port et embal. 9,00

TÊTES MAGNETIQUES



Enreg./Lect.

1/4 piste

avec semelle et trous de fixation.

Prix T.T.C. 39,00

Port 4,00



Enreg./Lecture

et effacement

1/2 piste

avec semelle

et trous de fixation

Dim. 12x12x9 mm

Prix T.T.C. 35,00

Port 4,00

ANTENNE INTERIEURE

« Saturn » 1^{re}/2^e chaîne



VHF tous canaux, F5, E8 - 12, UHF canaux 21 à 65, ampli incorporé gain 15 dB, coax 2 x 1,50 m, alim. directe sur secteur 220 par cordon et bouchon redresseur 149,00

T.V.A. c. 18,70 % - port et emb. 6,00

L'ESSENTIEL d'un TÉLÉVISEUR

A savoir :

- Le tube 61 cm (61.130W), neuf, sous garantie constructeur.

- La platine télé « PE7-F », complète, entièrement câblée (comportant : F.I., vidéo, son, balayage avec le transfo).

- Le HP avec son transfo de sortie.

- Les lampes (sous garantie), équipant la platine : 3 x EF184 - PCL82 - PCL200 - PCF80 - PCF802 - PCL85.

- Cinq potentiomètres adéquats.

L'ensemble fourni avec schéma technique de la platine

au prix de T.T.C. **290 F**

(Port et emballage 25,00)

PLATINE TELE « PE7-F »



Présentée dans l'ensemble télé ci-dessus, vendue seule, équipée de ses lampes.

T.T.C. ... 149,00 + port et emb. 9,00

Entrée 110/220 volts, sortie en 220 V sinusoidal, très belle présentation en 2 tons (marron et beige), dim. 23 x 16 x 11 cm - 5,5 kg.

VALEUR 130 F

Prix : 79,00 + port et emb. 12,00

• Prix par quantités •

AXES

CHANGEURS

45 TOURS



DUAL AS 19,00

GARRARD LRS-6 19,00

B.S.R. 10,00

Prix T.T.C. - Port et emballage 4,00

LAG

électronique

... OUVRE UN AUDITORIUM HI-FI " PAS ORDINAIRE " (voir page 6)

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 OLIVÈRES

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

C.C.P. Paris 424-19

ABONNEMENT D'UN AN
COMPRENANT :

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

FRANCE 80 F
ÉTRANGER 100 F

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

* Pour tout changement d'adresse joindre 1 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

ELECTRONICA 72

Le Salon International pour la Fabrication dans l'Industrie Electronique se tiendra pour la cinquième fois dans l'enceinte du Terrain des Expositions de Munich du 23 au 29 novembre 1972. 1 490 exposants ont participé à l'Electronica 70, tandis qu'en ce qui concerne le salon de cette année 1 600 déclarations de participation sont déjà parvenues jusqu'à ce jour.

Electronica 72 s'étendra sur une superficie d'exposition brute d'environ 60 500 m². Le matériel d'exposition sera réparti en 3 groupes. Le secteur principal comprend les composants et les sous-ensembles : sa surface d'exposition brute s'élevant à 34 000 m² est entièrement retenue. Les équipements de fabrication pour composants, sous-ensembles et appareils, produits semi-ouvrés et matériaux auxiliaires : surface totale : 20 000 m². Les appareils et ensembles de mesure, équipements de contrôle et de tri seront exposés sur une surface de 6 500 m².

Les exposants originaires de 22 pays donneront un aperçu complet des réalisations les plus récentes atteintes dans les domaines qu'englobe l'Electronica 72. Participations officielles par des stands collectifs : Canada, Etats-Unis, Grande-Bretagne, Israël, Norvège. Exposants individuels : Autriche, Belgique, Canada, Danemark, Espagne, France, Italie, Japon, Principauté de Liechtenstein, Principauté de Monaco, Pays-Bas, R.D.A., R.F.A., Suède, Suisse, Tchécoslovaquie et U.R.S.S.

MANIFESTATION INFORMATIVE
« **PROJECTION 72** » **AU COURS DE**
LA PHOTOKINA DE COLOGNE. DE
NOUVELLES TECHNIQUES DE
CONFÉRENCES ET EXPOSES ET DE
NOUVELLES TECHNIQUES DE FOR-
MATION PROFESSIONNELLE AVEC
DES APPAREILS DÉJÀ CONNUS.

L'importance sans cesse croissante de l'audio-vision sera respectée lors de la « Photokina » de Cologne, du 23 septembre au 1^{er} octobre. Un centre d'intérêt pour tous les utilisateurs potentiels des moyens audio-visuels pour l'industrie, la publicité, la vente, les écoles, etc. sera constitué par une manifestation informative intitulée « Projection 72 » qui sera organisée l'après-midi du 25 septembre par le docteur Klaus Brepohl, directeur de la Centrale Audiovisuelle de l'Institut Allemand de l'Industrie. On y présentera en théorie et en pratique de nouvelles techniques d'exposés et de formation, ainsi que les possibilités modernes d'utilisation pour les appareils de projection. Le jeu des appareils sera présenté optiquement pendant toute la durée de cette manifestation (environ 2 heures) à l'aide de projecteurs pour lumière du jour, de projecteurs de diapositives et de projecteurs de films « super-huit ».

Les appareils déjà connus et largement améliorés au cours des dernières années peuvent être d'une très grande utilité pour l'économie et le domaine public. La manifestation informative « Projection 72 » organisée dans le cadre très objectif de la « Photokina » présentera également de nombreuses idées pour l'utilisation « amateur » des appareils de projection.

COMMUNIQUE

AMPEX a livré des enregistreurs reproducteurs vidéo ainsi que d'autres équipements pour le son, représentant une valeur de 6 millions de dollars à D.O.Z. (Deutsches Olympisches Zentrum) de Munich, R.F.A., afin d'assurer l'enregistrement magnétique des Jeux Olympiques qui ont débuté le 26 août.

L'équipement en cours de livraison consiste en 42 enregistreurs/reproducteurs de la 3^e génération, type Ampex AVR-I qui seront utilisés pour la diffusion des Jeux Olympiques dans le monde entier.

Ces enregistreurs, actuellement en location à D.O.Z. sont déjà tous vendus à diverses stations de télévision européennes.

Plus de 150 AVR-I sont déjà en service à travers le monde depuis leur introduction, il y a deux ans. C'est le plus grand succès de vente qu'ait jamais connu Ampex pour un nouveau produit dans le même laps de temps.

D.O.Z. sera en outre équipé de 6 systèmes à ralenti Ampex HS-100 de 6 enregistreurs son MM-1000 16 pistes, et de 2 RA-4000 assurant le montage automatisé ainsi que l'inter-synchronisation des machines.

LA STANDARDISATION DU SYSTEME V.C.R.

DANS le but de promouvoir la standardisation du système VCR (vidéo-cassette recorder), également développé par Philips aux Etats-Unis et au Japon, la N.V. Philips, à Eindhoven, et la Compagnie électrique Shiba, à Tokyo, se sont entendues pour que la Compagnie Shiba soumette un projet officiel de standardisation d'une version NTSC du système VCR au comité japonais de standardisation E.I.A.J.

L'E.I.A.J. correspond à l'Association des industries électroniques japonaises.

Le N.T.S.C.-Standard est le système de télévision couleur utilisé au Japon et aux Etats-Unis.

La Compagnie américaine Philips a soumis un projet similaire à la Société des ingénieurs de cinéma et de télévision (S.M.P.T.E.), aux Etats-Unis.

En Europe, le système VCR est déjà standardisé en ce qui concerne les vidéo-cassettes. Dix sociétés ont déjà pris la décision d'adopter ce système et l'on s'attend à ce que trois autres signent les accords de standardisation sur le VCR avec Philips, dans des délais assez proches.

EQUIPEMENTS TELEPHONIQUES CIT-ALCATEL POUR LA HOLLANDE

CIT-ALCATEL, filiale du Groupe CGE, a reçu de l'Administration hollandaise des P.T.T. une commande d'équipements de voies téléphoniques analogiques du type SMA7, déjà exporté en Belgique, en Indonésie et en de nombreux autres pays.

Cette commande, qui dépasse 8 millions de francs, est le résultat d'une collaboration engagée depuis huit ans avec l'Administration hollandaise des P.T.T. à laquelle Cit-Alcatel a déjà livré près de 15 000 voies téléphoniques.

SOMMAIRE

● Emissions de télévision destinées aux professionnels	91
● Service et installation des appareils Radio - TV - BF : les canaux de tonalité	93
● 8 circuits pratiques à multivibrateurs	98
● L'oscilloscope RO773	104
● Nouveaux montages Radio - TV - BF : progrès dans les sélecteurs VHF	108
● Les lasers à gaz	112
● Le tuner FM stéréo « Largo »	116
● L'autoradio Grundig « Weltklang 4800 »	121
● Alim. stabilisée 5 V, 50 à 1 200 mA à disjoncteur ..	128
● Etude de l'amplificateur SA500 et de la platine PL12 Pioneer	132
● Initiation au calcul électronique	136
● Le récepteur CRF50 Sony	139
● Amplificateurs audiofréquence équipés des nouveaux transistors RTC ..	143
● Diviseurs de fréquence pour signaux	147
● Un métronome opto-acoustique	153
● ABC de l'électronique	174
● La commande des radiomaquettes et les manipulateurs automatiques ..	181
● Amplificateur monophonique 120 W pour sonorisation	187
● Nouveaux procédés photographiques et électroniques	191
● Une horloge digitale	196
● Le fluctuomètre Woelke ME102B	202
● Le nouveau téléviseur Barco type Rembrandt ..	205
● L'ampli stéréo 2 x 40 W Teac ASI00	213
● La chaîne stéréophonique 5050D	215
● Un réducteur de bruit de fond	220
● Le correcteur de bande VZM50 et VZS500	223
● Les temporisateurs	225
● Nouveautés Sciencelec	228
● L'alimentation CIRD ± 15 V - 1 A et 5 V - 3 A	231
● L'interphone secteur Academy	236
● Testeur de CI linéaire	238
● Compte-tours électronique pour automobile	241
● Chaînes Hi-Fi personnalisées	244
● C.T.	247
● Le transceiver Heathkit HW101	251
● P.A.	255

ÉMISSIONS DE TÉLÉVISION DESTINÉES AUX PROFESSIONNELS

LA présente note, aimablement transmise par la Direction de l'équipement et de l'exploitation de l'O.R.T.F., expose les horaires et contenus des mires TV (1^{re} et 2^e chaînes) destinées aux professionnels, ainsi que les processus de démarrage (avant-programme), actuellement en vigueur.

PREMIÈRE CHAÎNE

Sur l'ensemble du réseau, les mires première chaîne seront diffusées tous les jours à partir de 10 heures, sauf le mercredi, avant ou entre les diverses émissions, de façon à assurer la continuité de l'antenne jusqu'aux programmes de la soirée. Le mercredi

elles seront diffusées dans les mêmes conditions, mais à partir de 12 heures seulement.

En dehors des périodes dites « processus de démarrage », la mire diffusée sera la mire de définition et le son de France-Inter.

Toutefois, afin de faciliter le réglage des téléviseurs couleur bistandard, la mire de convergence

TÉLÉVISION COULEUR 2^e CHAÎNE : MIRES ET DÉMONSTRATIONS

Heures	Lundi	Mardi	Mercredi-jeudi-vencredi	Samedi
10 h 00				
10 h 15	Mire de définition			
11 h 00	Signaux tests		Mire de barres 75 % + 25 %	
11 h 15	Mire barres		Mire de convergence	
11 h 30	Diapos. couleur		Mire de barres 75 % + 25 %	
12 h 00	Mire de définition - N.B.			
12 h 15	Diapositives couleur			
13 h 00	Convergence			
14 h 00	Mire de barres 75 % + 25 %		Diapos	
14 h 30	Programme 2 ^e chaîne		Images mobiles	
14 h 45			Mire de barres	
15 h 15			15 h 30	
15 h 40	Mire de barres 75 % + 25 %			
*16 h 00	Diapositives			
17 h 00	Images mobiles			
17 h 45	Diapositives			
18 h 00	Programmes éducatifs ou images mobiles			
19 h 00				

Le son diffusé pendant les mires (sauf images mobiles) sera celui de France-Inter.

Dans les tranches de 11 h 00 à 11 h 30, de 13 h 30 à 14 heures,

la mire de convergence sera également diffusée sur la 1^{re} chaîne chaque fois que le programme TVI le permettra.

Le lundi, ces mires et démon-

trations couleur ne sont pas diffusées avant 16 heures sur l'ensemble du réseau. Seul l'émetteur de Paris-Tour Eiffel les diffuse à partir de 12 heures.

**CIRATEL
COGKIT**
VOUS PROPOSE
**UN CHOIX
INCOMPARABLE**
VOIR PAGES 164 à 172

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 142 - 245 - 336 à 341

**OFFRES
EXCEPTIONNELLES
AU
COMPTOIR
LAFAYETTE**

VOIR PAGE 63

**DÉMONSTRATION PERMANENTE
de 200 ENCEINTES
et 100 AMPLIS
NATIONAL
HI-FI FRANCE**
VOIR PAGES 262 à 266

ATTENTION

pages 162 et 163

VOUS TROUVEREZ
la publicité

CIRQUE-RADIO



infra
VOUS
informe

PAGES 148-149

**LA MEILLEURE
ADRESSE POUR
L'ACHAT DE
VOTRE TÉLÉVISEUR**
PAGES 273 à 275

Alfar
ELECTRONIC
VOIR PAGE
173

LA HAUTE FIDELITE

est une affaire de spécialistes

L'AMATEUR DE HI-FI

sait qu'il doit avant de se décider sur l'achat d'un matériel Haute Fidélité rendre visite à **CENTRAL-RADIO** le plus ancien spécialiste du son ;

sait également qu'il trouvera dans l'auditorium les meilleures marques françaises et étrangères et pourra écouter 70 ENCEINTES ;

sait aussi qu'il sera conseillé par des techniciens qualifiés ;

sait surtout qu'il bénéficiera des meilleures conditions et d'un service de qualité.



CENTRAL-RADIO

35, RUE DE ROME, 75008 PARIS - TÉL. 522.12.00 & 12.01
ouvert du lundi après-midi au samedi, de 9 h à 19 h

RAPY

sera substituée à la mire de définition dans les tranches où elle est également diffusée sur la 2^e chaîne, c'est-à-dire chaque fois que la diffusion des programmes le permettra, dans les tranches 11 heures à 11 h 30 (sauf lundi et mardi)-13 h 30 à 14 heures.

DEUXIÈME CHAÎNE

Le découpage horaire des mires et images mobiles couleur diffusées sur le réseau des émetteurs de la deuxième chaîne est modifié conformément au tableau ci-contre.

Ces mires sont diffusées tous les jours, sauf le lundi à partir de 10 heures sur l'ensemble du réseau. Le lundi à partir de 16 heures sur l'ensemble du réseau sauf Paris ; à partir de 12 heures sur Paris-Tour Eiffel.

Les programmes (nationaux, régionaux, éducatifs, etc.) diffusés entre 10 heures et 19 heures, se substituent aux mires ou images mobiles du tableau sans en modifier le déroulement antérieur et postérieur.

Le son accompagnant les mires sera celui de France-Inter.

Les signaux tests destinés aux mesures, sur les émetteurs seront diffusés tous les mardis de 10 h 15 à 11 heures.

DIMANCHES ET JOURS FÉRIÉS

Les dimanches et jours fériés les mires seront diffusées :

1° Sur la première chaîne de façon à assurer la continuité de l'antenne à partir de midi en cas d'absence de programme entre l'émission de la mi-journée et l'émission du soir ; la mire diffusée sera la mire de définition.

2° Sur la deuxième chaîne, en cas d'absence de programme dans l'après-midi, de façon à assurer l'antenne à partir de 14 heures jusqu'au programme du soir, les mires diffusées seront : la mire de définition, la mire de convergence, la mire de barres 25 +

75 % par tranches successives de 30 minutes pour chacune.

PROCESSUS DE DÉMARRAGE

Avant chaque émission programmée, des mires spéciales sont diffusées en même temps qu'un son constitué par des disques adaptés au programme qui va être diffusé.

PROCESSUS DE DÉMARRAGE NORMAL

En 1^{re} chaîne et en 2^e chaîne, ce processus sera diffusé pendant les 30 minutes qui précèdent le début de la première émission de la journée, qu'il s'agisse du programme national ou des émissions éducatives.

1^{re} chaîne
5' mire traînage + 1 000 Hz
5' convergence + 1 000 Hz
17' mire de définition + disques
3' pendule + disques
2^e chaîne
14' mire définition + disques
8' mires séquentielles + disques
3' mire traînage + disques
5' mire définition spéciale 2^e chaîne + diapos couleur

PROCESSUS DÉMARRAGE RÉDUIT

En dehors des conditions d'application du processus normal définies ci-dessus, le processus réduit sera appliqué systématiquement avant le début de toutes les autres émissions (programme national, émissions éducatives, etc.) qui auront été précédées de la diffusion d'émissions destinées aux professionnels.

1^{re} chaîne
2' mire définition + disques
3' pendule + disques
2^e chaîne
5' mire définition spéciale couleur + disques

Recueilli par
Roger A. RAFFIN

POUR MIEUX VOUS SERVIR!...

LE CALME

D'UN TROIS ÉTOILES DE LA HI-FI

EXEMPLES :

MARANTZ 20-3300-250-2 LST-401 SME 30.000 F + CADEAU
AMPLI TUNER MAGNÉTO REVOX 9 600 F + CADEAU

SERVICE APRÈS-VENTE - PRIX PARIS - INSTALLATION

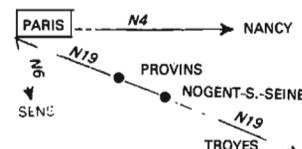
LES GRANDES MARQUES EN DÉMONSTRATION

STATION 2001...

5, rue des Fortifications (rue près Mairie)
NOGENT-S.-SEINE (10)

Téléphone : 25-81-56

OUVERT DU MARDI AU DIMANCHE INCLUS



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

LES CANAUX DE TONALITÉ

(Suite voir n° 1366)

POUR ne pas confondre les canaux de tonalité de stéréophonie, nous désignons les premiers par voies. Les musiciens pourraient les désigner aussi par voix pour analoguer avec les voix humaines : basses, médium et aiguës.

On réalise le plus souvent deux ou trois voies, mais certains spécialistes ont établi des montages à quatre voies et même plus.

Remarquons que les voies extrêmes : basses et aiguës sont limitées à l'une de leurs limites. Les basses ne peuvent pas descendre au-dessous de zéro et les signaux aux fréquences élevées commencent à s'atténuer à partir d'une certaine fréquence à cause des capacités parasites.

Dans le précédent article on a utilisé la formule $f = 1 / (2 \pi RC)$. Nous l'emploierons également ci-après mais on devra noter que pour obtenir un ensemble à plusieurs canaux à parfaite linéarité il faudra faire appel à des filtres très compliqués, on a un nombre très grand de voies, à bandes relativement étroites. En pratique les montages que nous proposerons pourront donner satisfaction. Ne pas oublier qu'après avoir déterminé un ensemble à plusieurs canaux à courbe globale excellente, tout est perdu à cause des haut-parleurs qui eux ne sont pas linéaires, même dans des bandes assez étroites. Aux fréquences élevées la limitation du gain commence à une fréquence de l'ordre de quelques dizaines de kHz se fait automatiquement par shunt

des charges par des capacités parasites mais parfois l'effet de ces capacités est insuffisant et dans ce cas il sera très facile de limiter le gain à des fréquences élevées par le montage de capacités matérielles ou même de filtres coupant les signaux dont la fréquence est supérieure à la limite f_4 présente.

On a vu précédemment que la voie médium est limitée aussi bien vers le bas de la bande que vers le haut et dans ces conditions, la voie médium utilisera un filtre passe-bande.

Par contre, les filtres de transmission des signaux aux fréquences basses et ceux des signaux aux fréquences élevées, seront respectivement des filtres passe-bas et passe-haut pour les raisons invoquées plus haut.

Soit f_4 la fréquence limite supérieure du médium et, par conséquent, la fréquence limite inférieure des aiguës. Un circuit RC shunt pourra servir de filtre passe-haut et les éléments R et C selon la formule donnée précédemment :

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

dans laquelle on fait $f = f_4$.

Soit par exemple $f_4 = 2000$ Hz et $R = 1000$ ohms cas pouvant se présenter dans un montage à transistor comme celui de la figure 1. Dans ce montage le signal BF complet est disponible aux bornes de la résistance R_C du collecteur de Q; un transistor bipolaire ou à effet de champ ou même la sortie d'un circuit intégré R_C représente toutes les résistances à « gauche » de C_1 . Les trois

voies comportent chacune à leur entrée, un transistor : Q_1 pour la voie « graves », Q_2 pour la voie « médium » et Q_3 pour la voie « aiguës ».

On a séparé les voies entre elles par les résistances R_1 , R_2 et R_3 qu'il faut prendre élevées par rapport aux résistances d'entrée des transistors Q_1 , Q_2 et Q_3 .

La résistance d'entrée d'un transistor, avec entrée sur la base et sortie sur le collecteur ou sur l'émetteur, se compose de la résistance électronique d'entrée de base R_b et de toutes les résistances montées entre base et alimentation, considérées comme étant en parallèle.

Dans le cas de la voie des aiguës, le circuit se compose de R_1 , C_2 , R_4 , R_5 et R_b . Supposons que R_4 , R_5 et R_b aient pour résultante de leur mise en parallèle, $R_e = 1000$ ohms par exemple. Le filtre simplifié, passe-haut, se compose de C_2 et R_e et il est analogue à la liaison RC entre deux étages BF.

Si $f_4 = 2000$ Hz, on obtient la valeur de C_2 déduite de la formule écrite sous la forme :

$$C_2 = \frac{10^9}{2 R_e f} \text{ nF}$$

avec $2 \pi = 6,28$, $R_e = 4000$ ohms et $f = 2000$ Hz. On trouve $C_2 = 80$ nF environ. En effet :

$$C_2 = \frac{10^9}{12,56 \cdot 10^6} = \frac{1000}{12,56} = 80 \text{ nF environ,}$$

en confondant 12,56 avec 12,5.

La valeur de R_1 doit être élevée par rapport à R_e . Prenons $R_1 = 9000$ ohms et remarquons que le rapport $(R_1 + R_e)/R_e$ étant de 10, il y aura une atténuation de 10 fois dans le circuit de liaison avec la voie « aiguës ».

Dans la voie médium, la résistance d'entrée étant R_e , égale 1000 ohms comme dans le cas de la voie aiguës. On prendra $R_2 > 9000$ ohms. Le calcul des deux filtres se fera avec la même formule.

Le filtre passe-haut est celui qui limitera le gain aux fréquences basses, à partir de 200 Hz donc $f = f_b = 200$ Hz. La capacité qui limitera le gain aux fréquences basses (sons graves) est C_3 . En remarquant que $f_b = 200$ Hz = $2000/10$ Hz, et si $R_e = 1000$ ohms comme précédemment, la valeur de C_3 sera 10 fois celle de C_2 donc $C_3 = 0,8 \mu F$. La formule donne d'ailleurs :

$$C_3 = \frac{10^9}{6,28 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^2} \text{ nF}$$

$$\text{ou } C_3 = \frac{10000}{12,56} = 800 \text{ nF} = 0,8 \mu F.$$

Le filtre limiteur d'aiguës se compose de C_4 et de R_e . Comme $f = 2000$ Hz, $R_e = 1000$ ohms, on retrouve $C_4 = C_2 = 80$ nF. A noter que l'emploi de la formule ne donne que des résultats approximatifs qui seront améliorés à la mise au point.

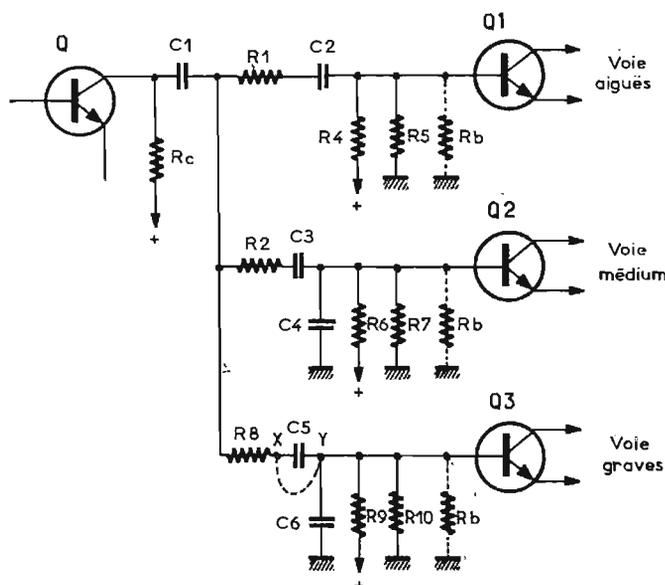


Fig. 1

La liaison pour les basses, avec emploi de Q_3 semble identique à celle pour le médium. En réalité, C_5 doit être de valeur très grande afin qu'il n'introduise aucune atténuation aux signaux de très basse fréquence.

La meilleure valeur est $C_5 > \infty$ ce qui revient à supprimer C_5 et le remplacer par une liaison directe XY. Cette connexion est permise car Q_1, Q_2 et Q_3 sont séparés en continu par C_1, C_2 et C_3 .

Ne reste comme capacité, dans la voie « graves » que C_6 qui sert dans le filtre simplifié passe-bas composé de C_6 et $R_e = 1\ 000$ ohms. La fréquence limite supérieure de la voie graves étant 200 Hz, on trouve comme précédemment $C_6 = 0,8\ \mu F$.

Ce montage exige que C_1 soit de valeur très élevée, par exemple $C_1 = 25\ \mu F$ ou plus.

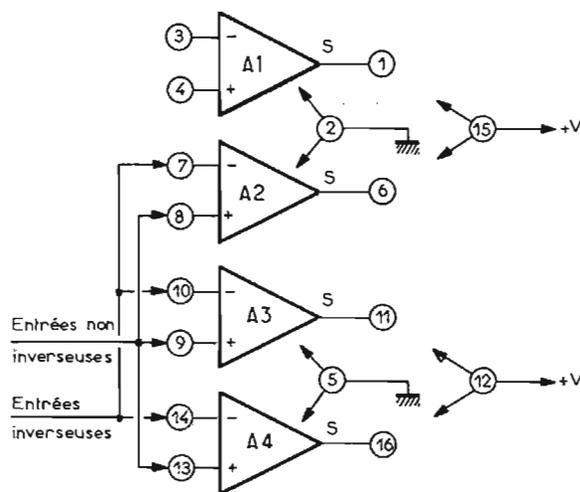


Fig. 3

COMBINAISON FILTRES-SÉPARATEURS

On a vu plus haut que les dispositifs de séparation des voies ont pour effet d'atténuer les signaux. C'est ce qui se produit également avec le circuit de tonalité habituel des appareils courants, composés d'un potentiomètre pour graves et un pour aigus.

Il est donc nécessaire de « réamplifier » les signaux atténués et un montage mélangeur monté à l'envers, pour devenir un séparateur est utilisable avec succès. On adoptera un circuit intégré, pour simplifier car on ne s'occupera pas du montage intérieur du circuit intégré.

Le CA3052 par exemple, contient quatre préamplificateurs identiques et peut convenir parfaitement dans cette application grâce à ses caractéristiques et à son faible encombrement.



Fig. 2

On donne à la figure 2 l'aspect approximatif du boîtier du CA3052, ce boîtier rectangulaire étant long de 19 mm seulement. Il comporte 16 broches et sur la figure 2 il est vu de dessus, donc les broches vers le bas.

Les quatre amplificateurs (ou préamplificateurs) sont désignés par A_1, A_2, A_3 et A_4 . Chacun a une entrée non inverseuse désignée par le signe +, une entrée inverseuse désignée par le signe - et une sortie S_o . Voici les branchements CA3052, indiqués à la figure 3 :

- Amplificateur A_1 , entrées : 3 (-), 4 (+), sortie 1.
- Amplificateur A_2 , entrées : 7 (-), 8 (+), sortie 6.
- Amplificateur A_3 , entrées : 10 (-), 9 (+), sortie 11.
- Amplificateur A_4 , entrées : 14 (-), 13 (+), sortie 16.

De plus, il y a les points de masse, 2 (pour A_1 et A_2) et 5 (pour A_3 et A_4) et les points + V, 15 (pour A_1 et A_2) et 12 (pour A_3 et A_4). L'alimentation est de 12 V. Elle peut être comprise entre 8 et 16 V. A 12 V la consommation totale du CA3052 est de 24 mA environ.

Voici à la figure 4 un schéma de séparateur

et on voit que les rapports f_3/f_2 et f_2/f_1 sont égaux à 6.

Les quatre bandes sont :

- (I) bande des graves < 100 Hz donc < f_1 .
- (II) bande médium-graves : 100 à 600 Hz : f_1 à f_2 .
- (III) bande médium-aigus : 600 à 3 600 Hz : f_2 à f_3 .
- (IV) bande aigus : > 3 600 Hz donc > f_3 .

Le calcul se fera avec la formule approchée $C = 1/(2 \pi Rf)$ qui sera utilisable si l'on connaît la valeur de R dans chaque cas.

Voici d'abord les valeurs des éléments autres que les capacités C, et celles des filtres.

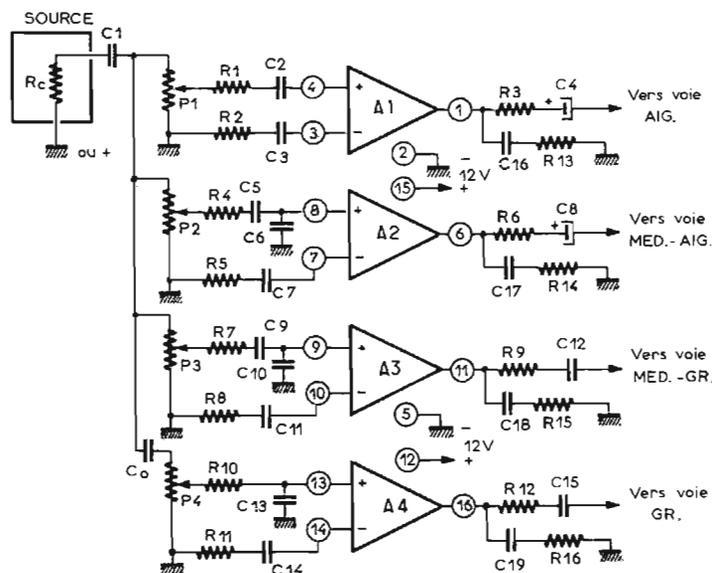


Fig. 4

à amplificateur à quatre voies utilisant un CA3052. Le CA3048 est pratiquement identique au CA3052 et ceux qui le possèdent pourront l'utiliser sans le moindre changement du schéma de la figure 4. Son branchement est le même.

On a choisi comme fréquences frontières les suivantes :

$$f_1 = 100 \text{ Hz}, f_2 = 600 \text{ Hz}, f_3 = 3\ 600 \text{ Hz}$$

La donnée est le circuit qui fournit le signal complet à diriger vers les quatre voies. La résistance de sortie R_C est supposée de quelques milliers d'ohms ou plus faible.

On transmet le signal intégral, y compris les signaux aux fréquences les plus basses, par l'intermédiaire de C_1 qui est choisi de forte valeur.

Les potentiomètres P_1 à P_4 sont de

500 k Ω . Leur ensemble vaut par conséquent 125 k Ω . En admettant une atténuation de 30 % à $f=10$ Hz, la formule $C=1/(2\pi Rf)$, donne :

$$C_1 = \frac{10^9}{6,28 \cdot 10 \cdot 125 \cdot 10^3} \text{ nF}$$

ou

$$C_1 = 127 \text{ nF} = 0,127 \mu\text{F}$$

donc en prenant $C_1 = 0,5 \mu\text{F}$ on est assuré d'une excellente transmission des signaux depuis $f=10$ Hz et même moins. La valeur de $R_1=R_4=R_7=R_{10}$ est 100 k Ω , celle de $R_2=R_5=R_8=R_{11}$ est 820 Ω , les capacités $C_3=C_7=C_{14}$ valant 50 μF , électrochimiques avec le + vers le point « entrée inverseuse » désignée par le signe -.

La résistance globale d'entrée d'un amplificateur du CI type CA3052 ou CA3048 est $R_e=90$ k Ω et cette valeur permettra de calculer les capacités des filtres.

Voie aiguës. On a pour l'amplificateur A_1 :

$$C_2 = \frac{1}{2\pi fR}$$

Avec $f=3600$ Hz, $R=R_e=80$ k Ω on a :

$$C_2 = \frac{10^{12}}{6,28 \cdot 36 \cdot 10^2 \cdot 80 \cdot 10^3} \text{ pF}$$

ce qui donne tous calculs faits :

$$C_2 = 540 \text{ pF}$$

Passons à la voie médium aiguës utilisant l'amplificateur A_2 . La valeur de C_6 est celle qui convient pour la limite supérieure de cette bande qui est $f_3=3600$ Hz donc, C_6 a la même valeur que C_2 et on a :

$$C_6 = 540 \text{ pF}$$

D'autre part C_5 doit se calculer pour $f_2=600$ Hz, limite inférieure des fréquences pour cette voie. Comme $R=R_e=82$ k Ω et comme $600=3600/6$, la valeur de C_5 sera six fois plus grande, ce qui conduit à $C_5=3240$ pF = 3,24 nF.

Dans le cas de la voie « médium-graves » la fréquence limite supérieure est $f_2=600$ Hz et la fréquence limite inférieure est $f_1=100$ Hz et de ce fait, $C_{10}=C_5=3,24$ nF et C_9 est six fois plus grande ce qui donne $C_9=19,44$ nF.

En ce qui concerne la voie 4 des « graves » ou « basses » il n'y a que la limite supérieure à considérer, déterminée par $f_1=100$ Hz et C_{13} dont la valeur est égale à celle de C_9 , c'est-à-dire $C_{13}=19,44$ nF.

Pratiquement on arrondira les valeurs trouvées en adoptant les suivantes : $C_1=0,5 \mu\text{F}$, $C_2=510$ ou 560 pF, $C_5=3,2$ nF, $C_6=510$ pF, $C_9=20$ nF, $C_{13}=20$ nF.

La valeur de C_0 sera calculée comme celle de C_1 . On prendra $C_0=0,5 \mu\text{F}$ en plus. La valeur semble faible mais n'oublions pas que la résistance qui suit C_0 est $P_4=0,5$ M Ω avec celles qui la suivent.

Remarquons, en effet, que lorsque le curseur de P_4 est en position maximum de signal, donc du côté de C_0 , P_4 est shuntée par R_{10} de 100 k Ω en série avec la résistance d'entrée de A_4 qui est de 82 k Ω donc, dans ce cas la résistance qui suit C_0 est la plus résultante de la mise en parallèle de 500 k Ω et 128 k Ω ce qui est équivalent à 130 k Ω environ. En appliquant la formule on trouve :

$f=2,45$ Hz donc $0,5 \mu\text{F}$ est plus que suffisant comme capacité de liaison pour les TBF (très basses fréquences).

SORTIES DU SÉPARATEUR DE VOIES

A la sortie de chaque amplificateur A_1 à A_4 , on trouve des résistances $R_3=R_6=R_9=R_{13}=82$ k Ω en série avec des capacités $C_4=C_8=C_{12}=C_{15}=10 \mu\text{F}$ ainsi que les circuits correcteurs composés des capacités C_{10} à C_{19} de 8 nF et des résistances R_{13} à R_{16} de 100 ohms chacune.

En cas de tension de sortie insuffisante il sera possible de réduire les valeurs des résistances série telles que R_{13} , Q_4 , R_7 , R_{10} et R_3 , R_6 , R_9 et R_{12} . Le calcul des éléments indiqués étant approximatif, une mise au point expérimentale sera nécessaire.

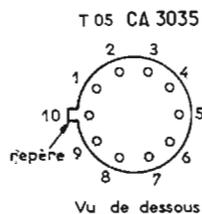


Fig. 5

SÉPARATEUR DE VOIES AVEC CA3035

Le circuit intégré CA3035 RCA possède trois amplificateurs BF **non identiques** mais pouvant être utilisés par une même fonction ou par des fonctions différentes.

Dans le cas présent on pourra l'utiliser de la même manière que les CD CA3052 ou CA3048 mais pour trois voies au lieu de quatre.

Le CA3035 se présente en boîtier cylindrique TO5 dont le brochage vu de dessous : fils vers l'observateur, est donné par la figure 5.

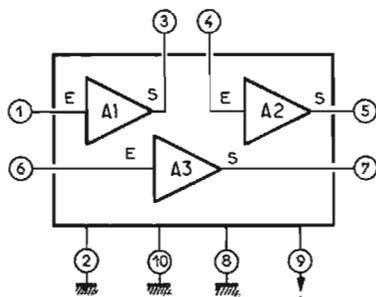


Fig. 6

En utilisant un CI comme le CA3035, dont les trois amplificateurs sont différents, il est très important de savoir quels sont les amplificateurs **inverseurs** et quels sont ceux **non inverseurs**.

Voici à la figure 6 le schéma simplifié du CA3035 avec indication des signes d'inversion

des trois amplificateurs intérieurs. L'examen des schémas des trois amplificateurs (voir référence à la fin de cet article) indique que tous les trois sont inverseurs et c'est la raison pour laquelle on a mis le signe - (inversion) aux entrées 1, 4 et 6 de ces amplificateurs. On voit que le CA3035, est utilisable dans cette application. En effet si l'un des amplificateurs avait été non inverseur on aurait obtenu un gain plus réduit dans les zones communes proches des fréquences limites.

Ainsi, soit le cas d'un amplificateur de médium qui soit non inverseur alors que les deux autres seraient inverseurs. A une fréquence limite f_b de l'amplificateur de médium les signaux à ces fréquences apparaîtraient comme la somme des signaux inversés par rapport aux signaux fournis par l'amplificateur des basses. On pourrait toutefois prévoir un étage inverseur mais cela compliquerait l'appareil. Indiquons que l'amplificateur 1 (entrée au point 1) est à deux étages amplificateurs dont un seul à émetteur commun. Son gain est de 45 dB et sa résistance d'entrée de 50 k Ω . Celle de sortie est 270 Ω .

L'amplificateur 2 amplifie de 46 dB, sa résistance d'entrée est de 2 k Ω et celle de sortie est de 170 Ω . Cet amplificateur est à deux transistors, l'un émetteur commun et le deuxième à collecteur commun donc il est bien inverseur. Le troisième amplificateur donne un gain de 42 fois avec un seul transistor monté en émetteur commun, donc lui aussi est inverseur. Sa résistance d'entrée est de 670 ohms et celle de sortie de 100 k Ω . Voici au tableau I ci-après l'indication comparative des caractéristiques essentielles du CA3035.

La tension d'alimentation sera de 9 V par exemple.

Au point de vue de la linéarité les trois amplificateurs sont **parfaitement** linéaires jusqu'aux fréquences suivantes :

- Amplificateur 1 : jusqu'à 200 kHz.
- Amplificateur 2 : jusqu'à 1 MHz.
- Amplificateur 3 : jusqu'à 1 MHz.

On voit que les limites supérieures de la BF sont largement dépassées. Reste à voir quelle sera l'attribution des amplificateurs pour les trois voies, graves, médium et aiguës.

De ce qui a été noté au cours de l'étude du montage précédent, on déduit qu'il n'est pas indiqué de choisir l'amplificateur A_2 ou l'amplificateur A_3 comme voie des graves car leurs résistances d'entrée sont très faibles (2 k Ω et 670 Ω) ce qui obligerait à prévoir des capacités de liaison élevées.

L'amplificateur A_1 doit convenir aux basses avec $R_e=50$ k Ω . On prendra A_2 pour le médium et A_3 pour les aiguës.

Comme limites du médium on prendra $f_b=200$ Hz et $f_4=2000$ Hz pour le calcul des éléments, mais le lecteur pourra choisir d'autres valeurs, le calcul des liaisons étant

TABLEAU I

	A_1	A_2	A_3
Gain (dB)	44	46	42
R entrée (R_e)	50 k Ω	2 k Ω	670 Ω
R sortie (R_o)	270 Ω	170 Ω	100 k Ω
Inversion	oui	oui	oui
Tension de sortie max.	2 V	2,6 V	8 V

le même et nous le donnons plus loin. Ce calcul sera moins rapide que le précédent car les résistances d'entrée sont différentes d'un amplificateur à l'autre.

LE SCHÉMA

On pourra s'inspirer de celui de la figure 4 ce qui conduit au montage de la figure 7. La « source » est à résistance de quelques centaines ou de milliers d'ohms, de préférence

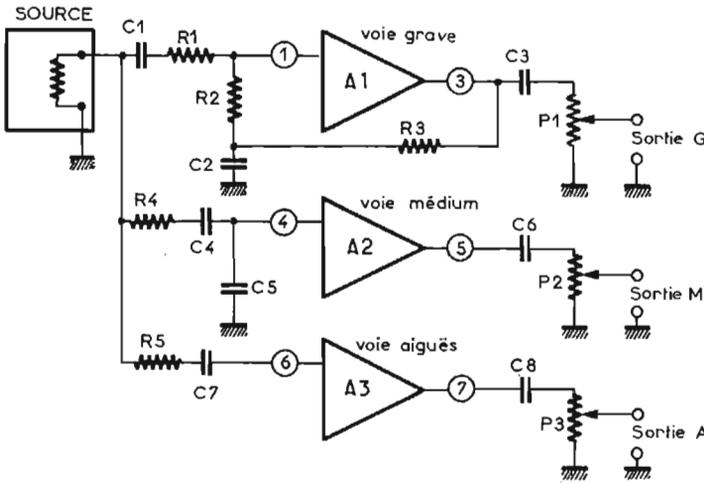


Fig. 7

de résistance aussi faible que possible. Le condensateur C_1 devra atténuer les signaux à partir de 200 Hz. La résistance globale qui suit C_1 se compose de R_1 de 50 k Ω en série avec la résultante de $R_2 = 130$ k Ω et $R_e = 50$ k Ω (résistance d'entrée de A_1). Cela donne une résistance de 86 k Ω environ. Avec $f = 200$ Hz et $R = 86$ k Ω on trouve à l'aide de la formule $C_1 = 9,3$ nF que l'on arrondira à 9 nF ou 9,5 nF. La valeur de R_3 est de 130 k Ω . Pour le médium la limite inférieure est 200 Hz et la limite supérieure est 2 000 Hz. La résistance R_4 sera de 5 k Ω et celle d'entrée est de 2 k Ω . La résistance qui suit C_4 est donc 2 k Ω . Avec $f = 2 000$ Hz, fréquence à laquelle le gain diminue de 30 % environ, et $R = 2 000 \Omega$ on trouve à l'aide de la formule $C = 1/(2 \pi Rf)$:

$$C_4 = 40 \text{ nF}$$

D'autre part C_2 doit donner lieu à une atténuation de 30 % à $f = 200$ Hz donc, avec la même formule on obtient dix fois plus que

pour C_4 donc $C_2 = 400 \text{ nF} = 0,4 \mu\text{F}$.

Pour les aiguës, en prenant $R_5 = 5 \text{ k}\Omega$, la valeur de C_7 est déterminée par la résistance d'entrée de 670 ohms et la fréquence de 2 000 Hz ce qui conduit à écrire :

$$C_7 = \frac{10^5}{6,28 \cdot 67 \cdot 2} \text{ nF}$$

$$\text{ou } C_7 = 120 \text{ nF} = 0,12 \mu\text{F}$$

On ne devra pas être surpris de trouver une valeur aussi élevée pour un condensateur dis-

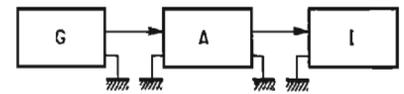


Fig. 8

$$C_3 = \frac{10}{6,28 \cdot 10 \cdot 80 \cdot 10^3} \text{ F}$$

ce qui donne $C_3 = 0,2 \mu\text{F}$.

On a alors, sans reprendre le calcul, $C_6 = 0,02 \mu\text{F} = 20 \text{ nF}$ et $C_8 = 2 \text{ nF}$.

MISE AU POINT

Pour chaque voie il faut déterminer avec exactitude la ou les fréquences limites pour lesquelles le gain diminue de 30 % soit le cas de trois voies par exemple. Pour les graves on déterminera à l'aide du montage de la figure 8, f_1 correspondant à la valeur nominale prévue f_b (par exemple 200 Hz), limite supérieure de la voie graves.

Le montage de la figure 8 comprend l'amplificateur à examiner disposé entre le générateur et l'indicateur. Le montage déterminera le gain à toutes les fréquences de la voie et, en particulier celles pour lesquelles le gain diminue à 0,707 de sa valeur maximale (30 % de moins). Si f_1 est supérieure à f nominale, diminuer la résistance ou la capacité du filtre.

Exemple : Cas du montage de la voie graves de la figure 7. On trouve $f_1 = 250$ Hz au lieu de 200 Hz. La formule $f = 1/(2 \pi RC)$ montre que pour diminuer f il faut augmenter R ou C . Dans ce circuit on avait $C_1 = 9,5$ nF. Le plus simple est de modifier C_1 . On a le rapport :

$$\frac{C}{C_1} = \frac{f_1}{f}$$

$$\text{ou } \frac{C}{9,5} = \frac{200}{250} = 0,8$$

donc $C = 0,8 \cdot 9,5 = 7,6$ nF.

Il faudra donc remplacer la capacité de 9,5 nF par une capacité de 7,6 nF. Vérifier ensuite que le résultat attendu est obtenu.

Procéder de la même manière sur les autres circuits.

RÉFÉRENCE

(I) Amplificateur BF à circuits intégrés par F. Juster, ouvrage en vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, Paris-10^e. Dans cet ouvrage on indique de nombreuses solutions aux problèmes traités dans nos articles.

rien ne ressemble à la nouvelle G 101 P

Precise - Sûre - Compacte...

... elle est déjà le choix du connaisseur et de l'homme de goût



- Moteur synchrone 16 pôles à grand couple de démarrage
- Transmission par courroie
- Lève bras abaisse bras hydraulique, réglable.
- Bras à 2 contrepoids - coquille enfichable (appui de 0 à 5 g).
- Correcteur de force centripète original.
- Rumble 60 dB.
- Wow et Flutter : mieux que 0,15 %.

G 101 P LIGNE BASSE - PERFECTION TECHNIQUE - REUSSITE ESTHETIQUE signées .

Goldring

Chez votre spécialiste HI FI ou GOLDRING France
(Ets MANDELS), 72, rue Rodier, PARIS 9^e
(Doc. sur demande)

8 CIRCUITS PRATIQUES

A MULTIVIBRATEUR

LE multivibrateur appartient dans l'électronique à la catégorie des circuits de base les plus importants. Il est à l'origine d'un grand nombre de montages donnant des signaux rectangulaires, pulsatoires ou en dents de scie, et de systèmes basculeurs.

Le multivibrateur est un générateur d'oscillations de relaxation, c'est-à-dire non sinusoïdales, formé par un amplificateur à deux étages à liaison RC, mais dont la sortie est reliée directement à l'entrée, formant ainsi réaction avec un taux de 100 %.

On distingue trois espèces de multivibrateur : les multivibrateurs astables, monostables et bistables.

Le multivibrateur dit astable oscille librement et spontanément tandis que les montages voisins dits bistables ou monostables ne sont pas des oscillateurs. Le circuit monostable comporte une position d'équilibre et, s'il s'en trouve écarté par une impulsion de déclenchement venant de l'extérieur, il revient à cette position d'équilibre après un temps qui dépend de la décharge d'un condensateur dans une résistance. Le montage bistable possède deux positions d'équilibre, et une impulsion extérieure de déclenchement le fait basculer d'une position d'équilibre à l'autre.

Le multivibrateur astable sert à produire des impulsions ; le multivibrateur monostable permet de former et de retarder des impulsions de même que de diviser des fréquences. Enfin, le multivibrateur bistable est utilisé pour la mémorisation des informations de même que pour la division de fréquence avec le rapport de division fixe 2/1.

Sans doute, le lecteur s'intéressera-t-il à un petit tour d'horizon théorique qui est indispensable pour la compréhension des phénomènes. Mais ce rappel ne sera pas long : nous mettrons l'accent sur les circuits pratiques.

Nous décrirons d'abord brièvement le mode de fonctionnement du multivibrateur. Ceci est complété (tableau 1) par les formules de base simplifiées permet-

tant de dimensionner un multivibrateur avec les composants dont on dispose sur le moment. Ensuite, viendront des exemples d'applications pratiques comportant l'indication des valeurs des éléments. Il s'agit de circuits recommandés par les divers fabricants de semi-conducteurs, donc parfaitement vérifiés et mis au point.

LE MULTIVIBRATEUR ASTABLE

Ce n'est que le multivibrateur astable qui mérite à proprement parler la dénomination de « multivibrateur ». Cette désignation signifie notamment un oscillateur multiple. Par là, on indique un circuit oscillant librement sans excitation extérieure et délivrant à sa sortie des oscillations non amorties.

tance — capacité qui comporte une forte réaction positive (couplage de même phase) entre les bornes de sortie et d'entrée (Fig. 1). Si l'on fait fonctionner un amplificateur avec un couplage à réaction positive de cette espèce comme multivibrateur astable, on n'a plus besoin évidemment de bornes d'entrée parce que la tension d'entrée est prélevée sur la sortie. Aussi, les bornes d'entrée ne sont-elles indiquées en figure 1 que par pointillés. D'autre part, il est d'usage de représenter le multivibrateur astable comme il est indiqué en figure 2. Celle-ci est parfaitement identique au circuit de la figure 1 du point de vue de la technique des branchements.

Le fonctionnement du basculeur. — Pour l'explication du mode

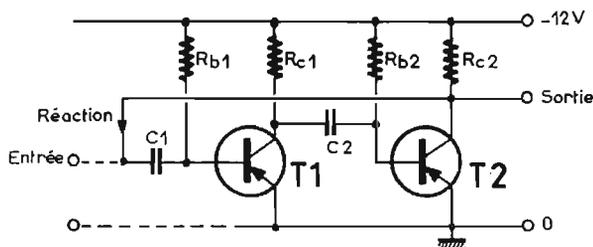


Fig. 1. — Le multivibrateur astable comme amplificateur RC à deux étages avec une forte réaction positive.

Mais ceci n'est le cas en réalité qu'avec le multivibrateur astable. Les multivibrateurs monostable et bistable ne délivrent à leurs bornes de sortie un signal unique que par effet d'une excitation extérieure.

Le couplage. — On peut concevoir un multivibrateur astable comme un amplificateur à deux étages avec un couplage par résis-

de fonctionnement, supposons que le transistor T_1 commence à un certain moment juste à conduire.

Dans ce cas, aux bornes de la résistance de collecteur R_{c1} , il se produit une chute de tension correspondante. Le collecteur de T_1 devient par là plus positif que l'extrémité de la résistance R_{c1} tournée vers la borne négative (-12 V) de la source d'alimenta-

tion. Cet accroissement positif de la tension sur le collecteur de T_1 charge en conséquence le condensateur C_2 dans le sens correspondant et se transmet par son intermédiaire sur la base de T_2 ; en conséquence, le transistor T_2 se bloque.

Lorsque T_1 est complètement ouvert (conduit), le collecteur de cet élément ne peut pas devenir plus positif. Par conséquent, le condensateur C_2 peut de nouveau se décharger par la résistance R_{b2} . Lorsque cette décharge est suffisamment avancée, il apparaît de nouveau sur la base de T_2 un potentiel négatif suffisant pour déterminer la conduction du transistor T_2 .

Cette fois-ci, c'est sur la résistance de collecteur de T_2 , c'est-à-dire sur R_{c2} qu'une chute de tension se produit. Elle a pour effet que le collecteur du transistor T_2 devient positif par rapport à la borne de -12 V de la source d'alimentation. Cette variation de la tension dans le sens positif provoque de nouveau une charge inverse du condensateur C_1 et se transmet par son intermédiaire à la base du transistor T_1 ; en conséquence, le transistor T_1 se bloque.

Lorsque la tension sur le collecteur du transistor T_2 a cessé d'augmenter en sens positif, le condensateur C_1 commence à se décharger à nouveau à travers la résistance R_{b1} . Lorsque le potentiel sur la base de T_1 redevient suffisamment négatif, T_1 laisse à nouveau passer le courant. Avec cela, le processus qu'on vient de décrire recommence.

Le multivibrateur astable oscille donc constamment entre deux états : le transistor T_1 conduit, T_2 bloqué et le transistor T_2 conduit, T_1 bloqué. Ni l'un ni l'autre des deux états n'est stable, c'est-à-dire que le circuit se trouve constamment en transition d'un état à l'autre. C'est à ce fait que le circuit doit son nom.

La forme des impulsions. — En regardant les variations de la tension du collecteur de T_2 (borne de sortie) sur l'écran d'un oscilloscope, on voit la courbe représentée en figure 3. Les temps de blocage

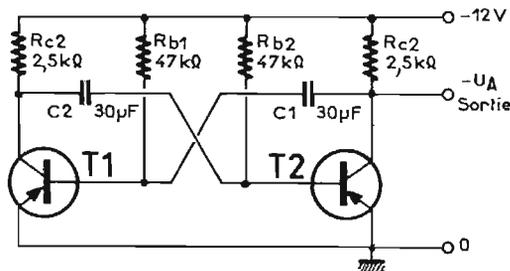


Fig. 2. — Schéma classique du multivibrateur astable.

et de conduction des transistors dépendent des constantes de temps $R_{b1} \cdot C_1$ et $R_{b2} \cdot C_2$, de la chute de tension maximale $I_{cmax} \cdot R_c$ produite par le courant de collecteur du transistor conducteur à un moment donné sur la résistance de collecteur de ce dernier, de même que de la tension de blocage base émetteur U_{BE} . Le temps de conduction du transistor T_1 , c'est-à-dire t_{01} est égal au temps de blocage du transistor T_2 (t_{02}). Le tableau 1 permet de chiffrer les grandeurs en présence.

Dans le circuit de la figure 2 les durées de blocage et de conduction des deux transistors sont égales parce que les composants associés à T_1 ont la même valeur que ceux du transistor T_2 . De même les caractéristiques des deux transistors sont identiques. Pour cette raison, on parle également d'un multivibrateur symétrique. Mais si on choisit par exemple la constante de temps $R_{b1} \cdot C_1$ plus grande que la constante de temps $R_{b2} \cdot C_2$, le transistor T_1 reste bloqué plus longtemps que le transistor T_2 . De cette manière, on peut atteindre un rapport « durée de blocage/durée d'ouverture » jusqu'à 1/10. Ce rapport est nommé taux d'impulsion ou rapport cyclique. Si les résistances des collecteurs sont dimensionnées en prévoyant des valeurs différentes, on peut obtenir un taux d'impulsion de 1/100. Le multivibrateur n'ayant pas des durées de blocage et de conduction égales est appelé multivibrateur asymétrique.

Les impulsions rectangulaires de la figure 3 sont fortement distordues. Pour obtenir des impulsions rectangulaires exactes à la sortie du multivibrateur, il suffit par exemple de découpler par un troisième transistor, le condensateur C_1 qui provoque l'arrondi des impulsions.

LES CIRCUITS PRATIQUES A MULTIVIBRATEUR

1° Circuit clignotant simple

La figure 4 représente l'application pratique d'un multivibrateur astable simple. Dans le circuit collecteur du transistor T_2 se trouve, à la place d'une résistance de collecteur, une ampoule de 4,5 V, 0,3... 0,4 A. Le circuit peut donc être utilisé avec une ampoule clignotante. Mais on peut mettre à la place d'une seule petite lampe, six ampoules de 4,5 V, chacune de 0,07 A. On obtient alors un chapelet de lampes clignotantes analogue à celui qu'utilisent la nuit, par exemple, les ouvriers de la route ou les agents de la circulation. Les petites lampes clignotent avec une fréquence de 1,5 Hz. Les durées d'éclairement et d'extinction sont à peu près égales, c'est-à-dire que le taux d'impulsion ou rapport cyclique est de 1/1. L'alimentation est fournie par une pile

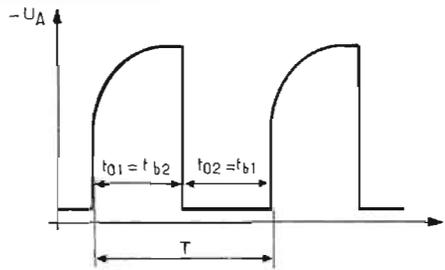


Fig. 3. — Variations de la tension sur le collecteur du transistor T_2 (borne de sortie).

de poche de 4,5 V. La figure 4 indique tous les détails concernant les dimensions du circuit.

2° Deux multivibrateurs à transistors NPN

La figure 5 représente le circuit d'un multivibrateur astable, lequel — à la différence des circuits pré-

NPN est représenté en figure 6. Le circuit diffère de celui de la figure 5 non seulement par la valeur des éléments et les transistors différents mais également par la présence des diodes D_1 et D_2 .

Ces diodes ont pour but d'empêcher que la tension de claquage

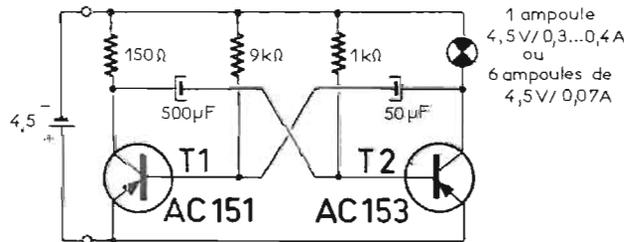


Fig. 4. — Circuit clignotant simple pour une lampe clignotante ou pour un chapelet de clignotants (Siemens).

cedents — est équipé de deux transistors NPN du type BSY19. Ce circuit fonctionne exactement de la même façon que les circuits des figures 2 et 4, sauf pour l'inversion de toutes les polarités; par exemple, la tension de sortie $-U_A$ représentée en figure 3 perd le signe -;

base-émetteur des transistors soit dépassée. Le multivibrateur fournit avec les valeurs indiquées une tension rectangulaire d'une fréquence de 10 Hz environ.

3° Un générateur de tension trapézoïdale

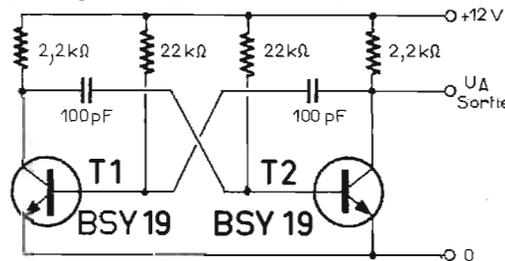


Fig. 5. — Multivibrateur astable avec des transistors NPN AEG Telefunken.

néanmoins, l'allure des variations de tension est la même. La fréquence de répétition des impulsions f_i est — avec les valeurs choisies pour le circuit de la figure 5 — de 325 kHz environ.

Un autre circuit de multivibrateur astable équipé de transistors

Le circuit de la figure 7 permet de produire une tension en forme de trapèze telle qu'elle est indiquée en figure 8. Le circuit composé d'un multivibrateur astable avec les transistors T_1 et T_2 offre une structure analogue à celle du multivibrateur de la figure 6. Cependant,

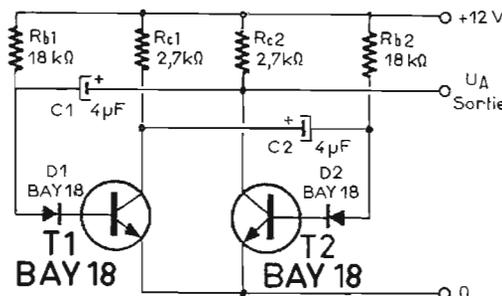


Fig. 6. — Multivibrateur astable avec les transistors NPN BAY18 (ITT-Intermetall $D_1 = D_2 = BAY18 = T_1 = T_2 = BAY18$).

dans le circuit collecteur du transistor T_2 , on trouve une diode D_3 . Lorsque le transistor T_2 est bloqué, la diode D_3 réalise une séparation des voies de la circulation du courant à l'égard du collecteur du transistor T_2 en vue de la charge du condensateur C_1 qui est relativement longue; de la sorte, une montée rapide de la tension de collecteur de T_2 devient possible. La tension rectangulaire à flanc raide apparaissant ainsi sur le collecteur du transistor T_2 , pilote deux sources de courant constant équipées des transistors T_3 et T_4 . Dans ce processus, c'est tantôt le transistor T_3 , tantôt le transistor T_4 qui conduit. La diode D_4 empêche que les diviseurs de tension de base de T_3 et de T_4 ne s'influencent mutuellement.

La source de courant constant avec T_3 charge linéairement le condensateur C placé parallèlement sur la sortie, et la source de courant constant avec T_4 décharge ce condensateur. Cependant, la tension aux bornes de C ne monte que jusqu'à la valeur de la tension de claquage de la diode Zener D_6 .

D'autre part, la tension aux bornes du condensateur C ne peut diminuer que jusqu'à la valeur correspondant à la différence de la tension d'alimentation du circuit et de la tension de claquage de la diode Zener D_5 . Le reste du temps des périodes partielles, les courants des sources de courant constant s'écoulent à travers les diodes Zener, et la tension de sortie ne varie pas (Fig. 7).

La durée t_1 (Fig. 8) peut être réglée grossièrement à l'aide du condensateur C_1 , et d'une façon fine à l'aide du potentiomètre P_1 . Le condensateur C_2 et le potentiomètre P_2 agissent de la même manière sur la durée t_2 . Dans ce schéma, le fabricant n'indique pas les valeurs des condensateurs en question.

Le potentiomètre P_3 permet de modifier la durée t_3 et le potentiomètre P_4 la durée t_4 .

Le circuit fournit une tension trapézoïdale impeccable jusqu'à une fréquence de 200 kHz. Cependant, la sortie ne doit pas être surchargée parce que les flancs du trapèze s'incurveraient.

En choisissant pour les condensateurs C_1 et C_2 des valeurs dix fois supérieures à celles de C et en réglant les potentiomètres P_3 et P_4 pour la valeur maximale de résistance, on obtient à la place de la tension trapézoïdale une tension de la forme d'un triangle équilatéral parce qu'alors t_1 devient égal à t_3 et t_2 devient égal à t_4 .

4° Temporisateur d'essuie-glaces pour voiture.

Le circuit de la figure 9 peut être très intéressant pour l'automobiliste. En conduisant par pluie légère ou par temps de bruine, l'essuie-glace doit souvent être

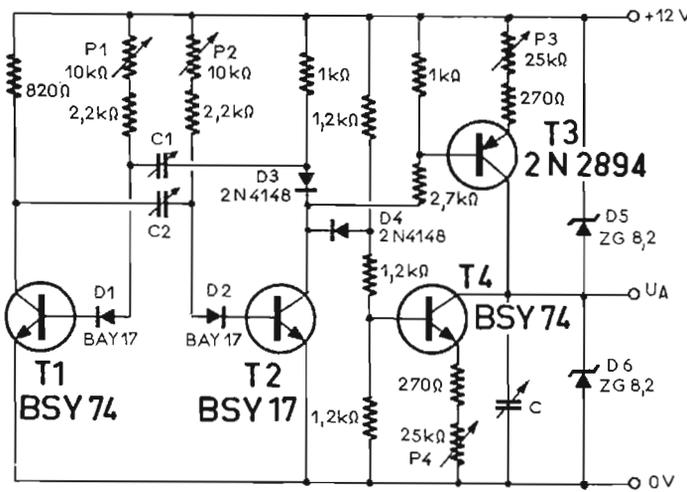


Fig. 7. — Générateur de tension trapézoïdale (ITT-Intermetall).

actionné à des intervalles courts pour obtenir une vue nette. Certes, on pourrait laisser les essuie-glaces constamment en service mais cela provoque l'usure rapide des balais d'essuie-glaces parce qu'à cause de l'humidité faible, le pare-brise devient trop rapidement sec.

La figure 9 représente un circuit qui permet d'éviter le démarrage et l'arrêt incessants des essuie-glaces. Ce circuit sert à mettre en service automatiquement l'essuie-glace mais seulement pour des courtes durées.

Le circuit se compose essentiellement d'un multivibrateur astable avec les transistors T_2 et T_3 . Mais il offre une nouveauté qui est le transistor supplémentaire T_1 .

Ce transistor permet le réglage de la pause de fonctionnement sans que par là change également la durée de fonctionnement. On entend par pause le temps pendant lequel le relais A est décollé : l'essuie-glace est donc hors service ; par durée de fonctionnement, on entend le temps pendant lequel le relais A est collé et, de ce fait, l'essuie-glace fonctionne. En outre, pour les deux transistors T_2 et T_3 formant le multivibrateur, on a choisi un type PNP et un type NPN. Ce sont des transistors complémentaires.

Le circuit fonctionne de la façon suivante : en branchant l'alimentation, le condensateur C_1 se charge tout d'abord et le courant de charge rend le transistor T_2 conducteur. Dans le conducteur de collecteur de ce dernier se trouve la jonction base-émetteur du transistor T_3 ; ce dernier devient également passant. Par là, le relais A (220 Ω) colle et ce dernier met en route, par l'intermédiaire de son contact a_1 , les moteurs d'essuie-glaces. Pendant le temps de la conduction du transistor T_3 , il ne reste pratiquement sur son collecteur qu'une très faible tension de repos. En conséquence, le transistor T_1 se trouve d'abord bloqué.

tion, c'est-à-dire que les transistors T_2 et T_3 se bloquent et le relais A décolle. La tension du collecteur de T_3 augmente de sorte que c'est maintenant T_1 qui conduit. Le condensateur C_1 se décharge à travers la résistance R_1 , le potentiomètre P et la jonction collecteur-émetteur du transistor T_1 . Lorsque C_1 est déchargé, le transistor T_2 devient à nouveau passant et le processus de basculement recommence.

La résistance R_2 détermine la durée de fonctionnement du balayage automatique tandis que pour la pause de fonctionnement c'est le potentiomètre P qui est déterminant. La résistance R_2 , dont la valeur de résistance est

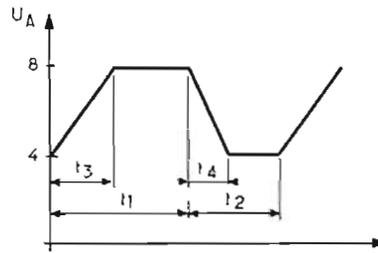


Fig. 8. — Forme de la tension de sortie produite par le circuit de la figure 7.

Lorsque le condensateur C_1 est presque chargé et que son courant de charge ne suffit plus pour maintenir le transistor T_2 dans l'état passant, le multivibrateur bascule dans son autre état de commuta-

tion, exactement égale à celle du relais A, assure que le circuit appelle un courant qui demeure invariable, le courant ne circulant dans cette résistance qu'aux moments où le relais est décollé.

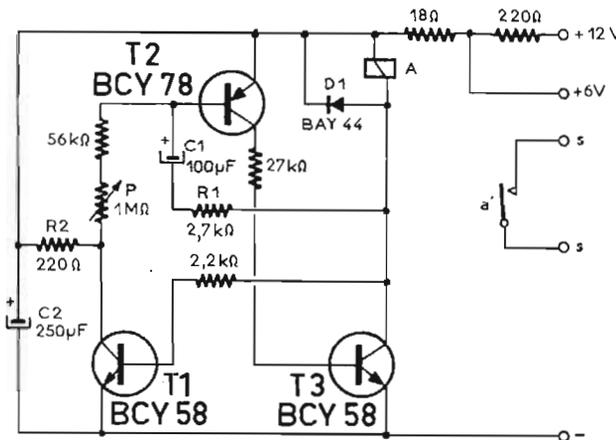


Fig. 9. — Temporisateur d'essuie-glace (Siemens).

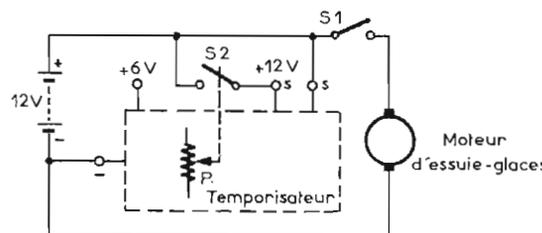


Fig. 10. — Raccordement du temporisateur au réseau électrique du véhicule.

Cela offre l'avantage que le circuit dimensionné pour une tension de batterie de 6 V, peut être utilisé par l'intermédiaire d'une simple résistance additionnelle (série) même avec une batterie de 12 V. Enfin, le condensateur C_2 sert au filtrage des pointes de tension qui proviennent éventuellement du réseau électrique de la voiture.

La figure 10 indique comment brancher le générateur d'impulsions à un circuit d'automobile. Le contact du relais a, (bornes s-s) est placé parallèlement sur le commutateur existant déjà dans la voiture pour la mise en service et pour la coupure de l'essuie-glace (ce commutateur est indiqué sur la figure par S_1).

Le commutateur S_2 sert à la mise en service ou hors service du générateur d'impulsions. Il convient de coupler ce commutateur S_2 avec le potentiomètre P. Pour obtenir que le générateur d'impulsions commande l'essuie-glace, il suffit de le brancher en manœuvrant S_2 , et de régler avec P la durée de pause désirée. Cette durée peut varier entre 2 et 100 secondes. Chaque fois les essuie-glaces sont pendant deux secondes en fonctionnement. Si l'on désire une durée de fonctionnement différente de 2 secondes, on doit changer la valeur de la résistance R_1 . Le commutateur S_1 permet de mettre en service l'essuie-glace indépendamment du générateur d'impulsions. Pour le relais A est approprié le relais miniature du type NV 23154-C (Siemens). Le courant de fonctionnement du générateur d'impulsions est de 30 mA.

5° Indicateur électronique de direction pour voitures

La figure 11 représente un circuit de clignotant lequel, contrairement au clignotant de la figure 4, a été développé spécialement pour une utilisation dans l'automobile. Ce circuit se compose pratiquement d'un multivibrateur analogue à celui du circuit de la figure 9, mais les composants déterminant les durées ont été modifiés pour obtenir la fréquence des clignotements à la cadence de 90 impulsions par minute.

Le multivibrateur équipé des transistors T_1 .. T_3 est suivi du transistor T_4 (dernier étage) fonctionnant en commutateur électronique. Dans le circuit collecteur de ces transistors se trouve le commutateur S_1 mettant en service le clignotant de la voiture.

L'ampoule témoin K placée à l'intérieur du véhicule sert à indiquer le fonctionnement correct du dispositif clignotant. Si l'une des deux lampes clignotantes (devant travailler toujours ensemble) cesse de fonctionner, la chute de tension aux bornes de la résistance R_L diminue jusqu'à ce que le transistor

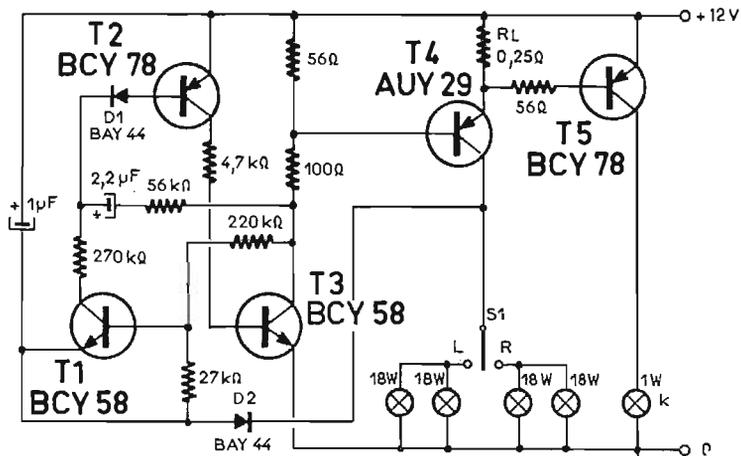


Fig. 11. — Circuit d'un indicateur de direction pour voiture (Siemens).

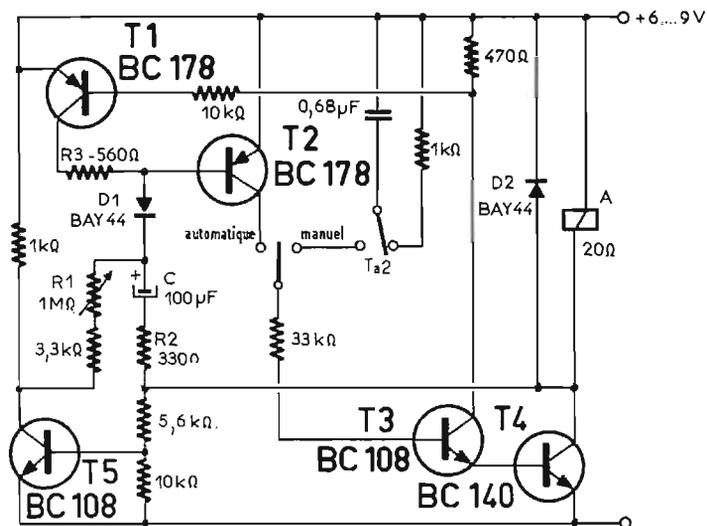


Fig. 13. — Commande d'un projecteur de diapositives (Siemens).

T₅ se bloque. En conséquence, l'ampoule témoin K s'éteint indiquant ainsi une perturbation.

Si on désire en outre une indication acoustique du fonctionnement du clignotant électrique en le faisant « tictaquer » comme le font les clignotants électromécaniques, on peut mettre à la place de la résistance R₁ un relais approprié. Il est à disposer dans le circuit d'émetteur du transistor T₄. On peut également utiliser ce relais pour la commutation de la lampe témoin K.

En faisant fonctionner le commutateur de clignotant S₁ vers la gauche ou vers la droite, on branche en même temps par l'intermédiaire de la diode D₂ le circuit du multivibrateur. Si le commutateur S₁ est ouvert, cette diode bloque l'arrivée du courant vers le circuit du multivibrateur. La diode D₁ située dans le conducteur de base de T₂ protège ce transistor contre la tension de blocage de 12 V apparaissant à cet endroit entre la base et l'émetteur.

La tension de fonctionnement du circuit de clignotant est de 12 V et le courant de fonctionnement, lorsque le clignotant travaille est de 3 A.

6° Un métronome électronique

Le circuit indiqué en figure 12 est celui d'un métronome électronique; il contient le même circuit multivibrateur que les circuits des

figures 9 et 11. Par contre, le circuit du multivibrateur est suivi, dans le cas du métronome, par un étage de sortie T₄ de basse fréquence équipé d'un haut-parleur.

Le circuit RC (1 µF, 1 kΩ) situé entre la sortie du multivibrateur et le transistor de sortie T₄ formant l'étage final différencie les impulsions rectangulaires fournies par le basculeur. Chaque impulsion différenciée produit dans le haut-

parler un bruit bref, sec et régulier. La cadence du métronome peut être réglée à l'aide de T₁ entre 40 et 220 mesures par minute.

Pour l'alimentation, il suffit d'une pile de 9 V du type utilisé dans les récepteurs portables. La consommation dépendant de la cadence est entre 1,5 et 7 mA.

7° Commande d'un projecteur de diapositives

A l'aide du circuit représenté en figure 13, on peut rendre automatique le changement des diapositives d'un projecteur. Le circuit produisant les impulsions de commutation nécessaires pour le changement des diapositives comprend un multivibrateur astable équipé de transistors complémentaires très semblables aux circuits des figures 9, 11 et 12.

Le fonctionnement du circuit est le suivant. En branchant la tension d'alimentation, le condensateur C se charge. Son courant de charge rend le transistor T₂

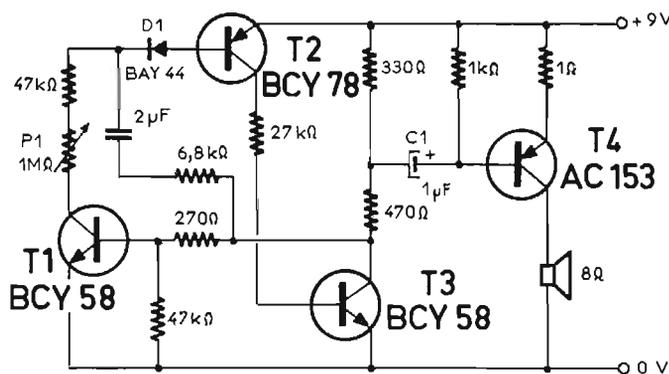


Fig. 12. — Circuit d'un métronome électronique (Siemens).

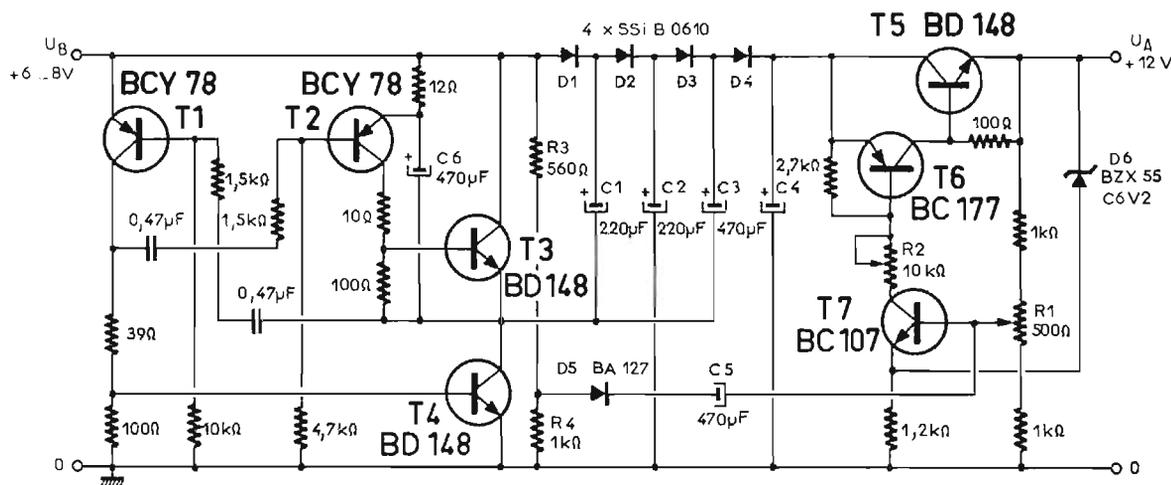


Fig. 14. — Circuit de convertisseur continu/continu de 6/12 V (Siemens).

conducteur et avec celui-ci également les transistors T_1 , T_3 et T_4 en les rendant passants de façon que l'électro-aimant A effectuant le changement des diapositives attire. Ce n'est que le transistor T_5 qui reste bloqué.

Après l'écoulement d'une certaine durée correspondant environ à une valeur trois ou quatre fois supérieure à celle de la constante de temps $R_2 \cdot C$, le courant de charge de C n'est plus suffisant pour déterminer la conduction de T_2 . En conséquence, T_2 et avec lui les transistors T_1 , T_3 et T_4 se bloquent de façon que l'électro-aimant A s'écarte. Par contre, le transistor T_5 conduit maintenant de façon que le condensateur C peut se décharger à nouveau à travers T_5 de même qu'à travers les résistances R_1 et R_2 .

Le temps de décharge de C, et par là, la durée pendant laquelle l'électro-aimant A reste écarté, est déterminé essentiellement par la résistance de réglage R_1 . On peut placer cette résistance sur sa valeur minimale sans que cela perturbe le processus de basculement du multivibrateur. Ceci est obtenu grâce à l'effet stabilisateur du transistor T_5 .

La résistance R_1 permet de régler entre 3 secondes et 65 secondes le temps pendant lequel l'électro-aimant A est écarté et qu'il n'y a pas de changement de diapositives. La durée de temps pendant laquelle l'électro-aimant A attire et effectue le changement des diapositives en agissant sur le poussoir T_{a2} du circuit de la figure 13.

8° Convertisseur continu-continu 6/12 V sans fer

Parmi les accessoires électriques se trouvant aujourd'hui sur le marché de l'automobile beaucoup sont déjà prévus pour une tension de batterie de 12 V. Mais si le véhicule dans lequel on désire utiliser ces accessoires est équipé d'un réseau électrique de 6 V, on a besoin d'un convertisseur de tension continue capable d'élever de 6 à 12 V la tension continue disponible dans la voiture.

La figure 14 représente le circuit d'un tel convertisseur de tension continue 6/12 V. Il s'agit d'une réalisation où on n'utilise pas de fer et où la tension de sortie est stabilisée.

Le circuit se compose d'un multivibrateur stable équipé des transistors T_1 et T_2 , d'un étage de puissance T_3 , T_4 , d'un circuit tripleur de tension avec les diodes

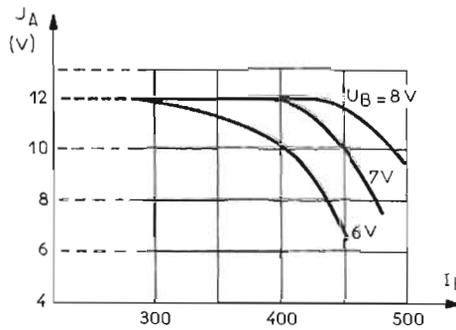


Fig. 15. — Variations de la tension de sortie U_A en fonction du courant de charge I_L avec des tensions d'alimentation de 6, 7 ou 8 V.

D_1 ... D_4 de même que d'un circuit stabilisateur destiné à maintenir constante la tension de sortie (transistors T_5 , T_6 et T_7).

Le condensateur C_6 prend charge d'une élévation de la tension sur l'émetteur du transistor T_2 . Ceci est nécessaire afin de pouvoir effectuer la commande du transistor T_3 jusqu'à le porter à la tension de saturation. De cette manière, on obtient une plus grande efficacité du circuit.

Cependant, les diodes D_1 ... D_4 fonctionnant en tripleur de tension ne triplent la tension U_B que théoriquement. De fait, la tension apparaissant aux bornes du condensateur

C_4 est considérablement inférieure au triple de la tension U_B étant donné qu'une grande partie est perdue dans les voies de tension de fuite des transistors T_3 et T_4 de même que dans celles des diodes D_1 ... D_4 . En outre, la tension sur C_4 dépend fortement de la charge du circuit aussi bien que de la tension d'alimentation U_B .

Le circuit de stabilisation équipé des transistors T_5 ... T_7 règle ces écarts de tension sur le condensateur C_4 et maintient la tension de sortie U_A constante sur 12 V. La résistance ajustable R_1 sert au réglage exact de la tension de sortie.

Par la limitation du courant de base du transistor T_5 de réglage en série, on obtient une certaine sécurité du circuit de stabilisation contre les courts-circuits. C'est la résistance ajustable R_2 qui permet de régler cette limitation du courant de base. En cas d'un court-circuit, T_5 se bloque. Si le court-circuit est éliminé et qu'on branche et débranche de nouveau la tension d'alimentation U_B , le convertisseur de tension devient alors de nouveau prêt à fonctionner. En ce moment, le transistor T_7 reçoit à travers le circuit R_3 , R_4 , D_5 , C_5 un courant de base et le transistor T_5 de réglage en série conduit de nouveau. Enfin, la figure 15 indique la variation de la tension U_A de sortie en fonction du courant de charge I_L .

TABLEAU I

Le temps de conduction t_{o1} du transistor T_1 est égal au temps de blocage t_{b2} du transistor T_2 :

$$t_{o1} = t_{b2} = R_{b2} \cdot C_2 \cdot \ln \frac{I_{c1max} \cdot R_{c1}}{U_{BEb2}} \quad (1)$$

Le temps de conduction t_{o2} du transistor T_2 correspond au temps de blocage t_{b1} du transistor T_1 :

$$t_{o2} = t_{b1} = R_{b1} \cdot C_1 \cdot \ln \frac{I_{c2max} \cdot R_{c2}}{U_{BEb1}} \quad (2)$$

U_{BEb} = tension de blocage base - émetteur

Formules approchées

$$t_{o1} = t_{b2} = 0.7 \cdot R_{b2} \cdot C_2 \quad (3)$$

$$t_{o2} = t_{b1} = 0.7 \cdot R_{b1} \cdot C_1 \quad (4)$$

La durée de la période est la somme des durées de conduction ou de blocage des deux transistors :

$$T = t_{o1} + t_{o2} = t_{b1} + t_{b2} \quad (5)$$

ou la somme des durées de conduction et de blocage de chaque transistor :

$$T = t_{o1} + t_{b1} = t_{o2} + t_{b2} \quad (6)$$

La fréquence de répétition f_i des impulsions est :

$$f_i = \frac{1}{T} \quad (7)$$

Les valeurs des résistances R_{b1} et R_{b2} doivent être juste suffisantes pour permettre la circulation du courant de base nécessaire à la commande impeccable des transistors :

$$R_{b1} \leq 0.8 \cdot R_{c1} \cdot B_1 \quad (8)$$

$$R_{b2} \leq 0.8 \cdot R_{c2} \cdot B_2$$

B : facteur d'amplification de courant.

Construire un orgue KITORGAN à la portée de l'amateur

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

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

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

EXTRAIT DU SOMMAIRE

— Qu'est-ce qu'un orgue ? Claviers, pédalier, jeux, rangs, reprises, accouplements, combinaisons, expression, effets.

— Ce qui fait la qualité d'un orgue. Comment fonctionne un orgue ARMEL KITORGAN Générateurs à transistors et à circuits intégrés.

— Comment sont obtenus les divers jeux.

— La réalisation peut être progressive.

— Exemples : grand orgue à deux claviers et pédalier ; Petit instrument à un seul clavier.

— Description : claviers, générateurs à transistors et à circuits intégrés, circuits de mixage, de vibrato, de percussion, préamplificateur mélangeur ; circuit de silence, réverbération à haute fidélité, batterie d'anches, pédaliers, amplificateurs de puissance, haut-parleurs, consoles classiques et petites ébénisteries.

— Conditions générales de vente CREDIT ARMEL



NOMBREUX SCHEMAS ET ILLUSTRATIONS
La brochure : 5 F. franco.

Démonstration des orgues KITORGAN exclusivement à notre studio : 56, rue de Paris, 95-HERBLAY sur rendez-vous : tél. : 978.19 78

S.A. ARMEL BP 14 - 95-HERBLAY

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

Veuillez m'envoyer votre nouvelle brochure « CONSTRUIRE UN ORGUE ».

Ci-joint un mandat - chèque postal -

chèque bancaire (*) de 5 F

(*) Favoriser les mentions inutiles

NOM :

Profession :

Adresse :

Signature :

HP SEPT. 72

L'OSCILLOSCOPE R0773

L'OSCILLOSCOPE est l'instrument indispensable et irremplaçable, au même titre que le contrôleur universel, le seul qui permette de visualiser les signaux électriques de toute nature. Nous voyons apparaître sur le marché des appareils d'un prix modique, destinés aussi bien au service qu'à l'enseignement, et offrant des performances équivalentes à celles d'instruments professionnels datant d'une dizaine d'années.

Les nouvelles générations de techniciens ont été formées à l'utilisation rationnelle de cet instrument, qu'elles emploient aussi bien pour l'observation de la forme des signaux que pour la mesure de leur fréquence ou de leur niveau. La transistorisation intégrale des circuits de ces appareils a permis leur miniaturisation, et la fiabilité élevée des semi-conducteurs réduit dans de très notables proportions la maintenance de ces matériels.

L'OSCILLOSCOPE R0773

Cet instrument qui vient d'être mis sur le marché a fait l'objet d'une étude très sérieuse, visant outre l'obtention de performances les plus étendues par rapport à son prix, de commodités d'emploi autorisant une utilisation la plus rationnelle possible. Le constructeur a substitué aux commutateurs rotatifs de sensibilité de l'amplificateur vertical et de durée de la base de temps, deux claviers à touches, disposés verticalement de part et d'autre du tube cathodique. Cette disposition est très intéressante, car elle permet en enclenchant une seule touche de commuter l'amplificateur vertical ou la base de temps sur la valeur choisie, au lieu de tourner le commutateur classique de X bonds pour obtenir le même résultat. Cette simplification sera très appréciée par les utilisateurs, ainsi que le faible encombrement de l'appareil.

CARACTÉRISTIQUES

Amplificateur vertical Y

- Bande passante : continu à 6 MHz + 0 - 3 dB.
- Temps de montée maximal : 70 ns.

- Sensibilité étalonnée à $\pm 5\%$, cinq niveaux : 50 mV/div ; 200 mV/div ; 1 V/div ; 5 V/div ; 20 V/div.
- Atténuateur : compensé en fréquence, étalonné à $\pm 1\%$.
- Impédance d'entrée : 1 M Ω shunté par 30 pF.
- Protection de l'entrée : ± 600 V.
- Entrée : continu et alternatif, avec une touche commutant l'entrée de l'amplificateur à la masse sans déconnecter le signal appliqué. Une borne permet l'alimentation d'une sonde extérieure en 5 V continu. Cette sonde est du type actif, équipée d'un transistor FET ; elle présente une impédance de 1 M Ω shuntée par 15 pF, les résistances utilisées sont à couche, tolérance 1%. Le cordon de raccordement a une longueur de 1,50 m.

Amplificateur horizontal X

- Bande passante : 50 Hz - 500 kHz à - 3 dB.
- Sensibilité : 50 mV/div à 250 mV/div, variable avec le gain X.
- Impédance d'entrée : 100 k Ω shuntée par 100 pF.

Base de temps

- Du type déclenchée, précision + 5%.
- Durée : cinq valeurs : 1 μ s/div ; 20 μ s/div ; 0,5 ms/div ; 10 ms/div ; 0,2 s/div.
- Étalement du balayage : $\times 5$ non étalonné.

Synchronisation

Cette fonction est très complète : interne ou externe, positive ou négative. Relaxation-déclenchement au seuil possible jusqu'à 15 MHz grâce à des circuits intégrés TTL. Retard de synchro, 1 μ s.



Tube cathodique

Du type D7200GH de surface utile 4 \times 5 cm.

Tension d'accélération 1 000 V stabilisée à $\pm 5\%$ par une cascade de diodes zener.

Alimentation

110-220 V - 50-400 Hz, consommation 13 VA.

Encombrement

- Hauteur : 120 mm.
- Largeur : 210 mm.
- Profondeur : 250 mm.

Poids : 3,5 kg.

PRÉSENTATION

La face avant est réalisée de manière à ce que les commandes et bornes d'accès soient disposées d'une façon symétrique par rapport au tube cathodique situé au centre du panneau. Sur la partie gauche de celui-ci, nous trouvons, disposés verticalement trois potentiomètres, commandant respectivement de haut en bas le cadrage vertical, la luminosité couplée à l'arrêt-marche, la focalisation. Sous le dernier potentiomètre, l'entrée de l'amplificateur vertical est accessible à travers une embase coaxiale BNC doublée d'une douille de masse.

Le constructeur livre une fiche BNC terminée par une douille, ce qui permet le raccordement soit à l'aide de fiches bananes, soit à l'aide d'un câble coaxial terminé par une fiche BNC.

Entre ces potentiomètres définis ci-dessus et le cache du tube cathodique, nous trouvons un clavier à 7 touches, commandant les différentes positions de l'atténuateur. Les deux touches inférieures, de couleur rouge, commutent l'entrée

à la masse, et le passage de signaux continus ou alternatifs. Les cinq touches noires supérieures correspondent aux sensibilités de l'amplificateur vertical, de 50 mV/div à 20 V/div. Une douille rouge pour fiche de 1,5 mm de diamètre est située entre le clavier et le potentiomètre de cadrage vertical ; elle permet d'alimenter en + 5 V continu la sonde active extérieure. La partie droite de la face avant est équipée de façon symétrique, par un clavier vertical à 7 touches, 5 commandent les durées de balayage, les deux touches inférieures rouges commutent l'entrée extérieure de l'amplificateur horizontal et la synchronisation extérieure. Les entrées amplificateur horizontal et la synchronisation extérieure sont assurées à travers des douilles pour fiches bananes situées au bas du panneau. Les potentiomètres commandent respectivement de haut en bas le cadrage horizontal, l'étalement du balayage avec sa mise hors circuit, le niveau de synchro en positif ou négatif avec position pour le fonctionnement en synchro interne.

Le panneau arrière reçoit le répartiteur réseau 110/220 V. Celui-ci est à fusible cartouche incorporé, avec une cartouche de rechange. Le cordon alimentation est bloqué sur le panneau arrière par un passe-fil en caoutchouc, son extrémité est équipée d'une fiche réseau mâle-femelle, bien utile pour raccorder un second appareil sur la même prise. Le capot de l'appareil est muni d'une poignée utilisable pour le transport, ou en béquille verrouillée pour incliner la face avant de l'appareil.

La constitution de l'appareil est très rationnelle. Tous les circuits sont disposés sur deux plaquettes imprimées, placées de part et d'autre du tube cathodique verticalement et fixées mécaniquement aux claviers à touches et au châssis. L'une des cartes reçoit les atténuateurs, l'amplificateur vertical, et les circuits d'alimentation. La seconde carte comprend la base de temps, l'amplificateur horizontal, et les circuits de synchronisation. Le transformateur est d'une dimension très généreuse par rapport aux 13 VA qu'il doit fournir. Le tube cathodique est muni d'un blindage en mumétal. L'ensemble est d'une réalisation aérée, les différents éléments sont à l'aise dans le boîtier.

DESCRIPTION DES CIRCUITS

L'organisation des circuits est définie dans le schéma synoptique (Fig. 1). Nous ne détaillerons pas dans notre analyse tous les circuits, mais nous nous bornerons à ceux qui présentent une originalité pour un appareil de cette classe.

Amplificateur vertical (Fig. 2).

L'atténuateur d'entrée compensé en fréquence est réalisé à l'aide de composants à tolérance très faible. L'étage préamplificateur, du type différentiel, est constitué par deux transistors FET dans un même boîtier Q5; il comporte à l'entrée quatre diodes assurant la protection en cas de surcharges accidentelles (D₁₄ à D₁₇). La linéarité est réglable à l'aide d'un potentiomètre ajustable A₂, le potentiomètre P₃ assure la fonction de cadrage vertical.

L'amplificateur vertical est constitué des transistors Q₆ à Q₁₁, les transistors Q₆ - Q₁₀ - Q₉ - Q₁₁ sont montés en étage cascade différentiel. Les transistors Q₇ - Q₈ en émetteur follower attaquent les plaques verticales. Ces derniers

étages sont reliés par des connexions très courtes de 2 cm, aux plaques verticales, ce qui limite les capacités parasites, qui dégraderaient la bande passante de l'amplificateur. L'amplificateur de synchronisation est équipé des transistors Q₁₂ - Q₁₃ en montage différentiel à sortie symétrique.

Amplificateur horizontal (Fig. 3).

L'amplificateur horizontal est constitué par les transistors Q₂₆ - Q₂₇ utilisés en montage différentiel. Son entrée reçoit les signaux de la base de temps ou des signaux extérieurs.

Le potentiomètre P₆ permet l'étalement du balayage de 5 X

environ et la linéarité peut être réglée à l'aide du potentiomètre ajustable R₆₃. Le cadrage horizontal est assuré par le potentiomètre P₅. Le condensateur C₃₂ assure une correction de fréquence, et les signaux appliqués aux plaques horizontales sont prélevés sur les collecteurs de Q₂₆ et Q₂₇. Les diodes

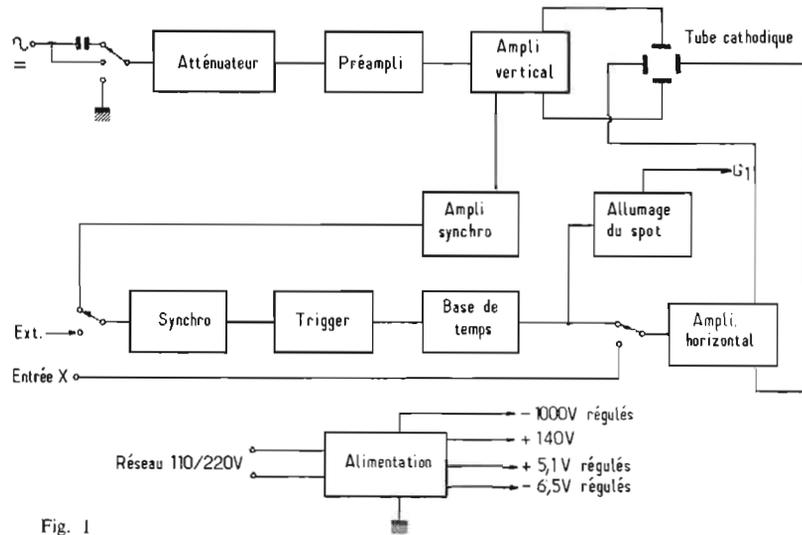


Fig. 1

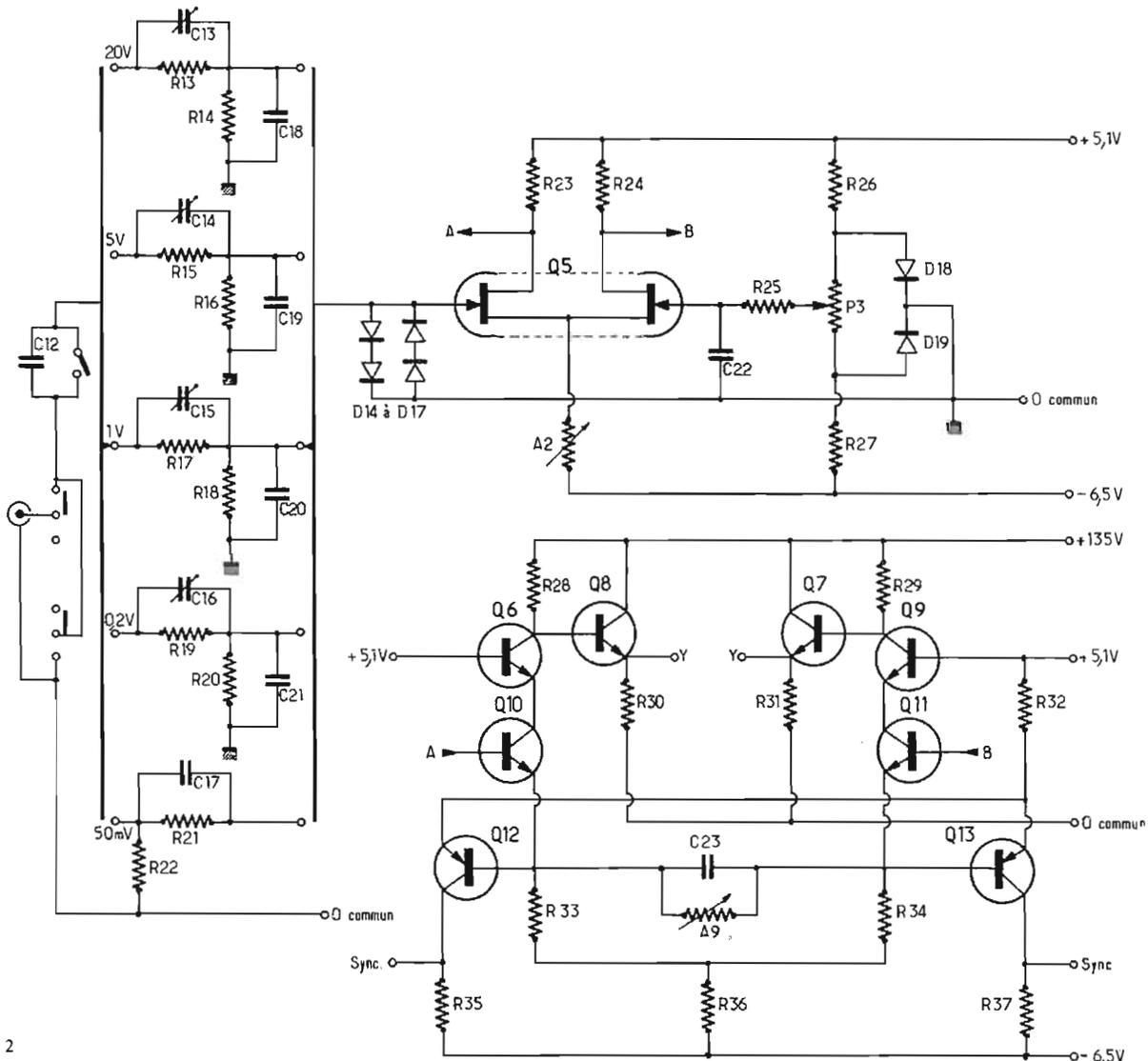


Fig. 2

D₂₃ - D₂₄ assurent une protection sur l'entrée extérieure en cas de surcharge.

Base de temps et circuits de synchronisation (Fig. 3).

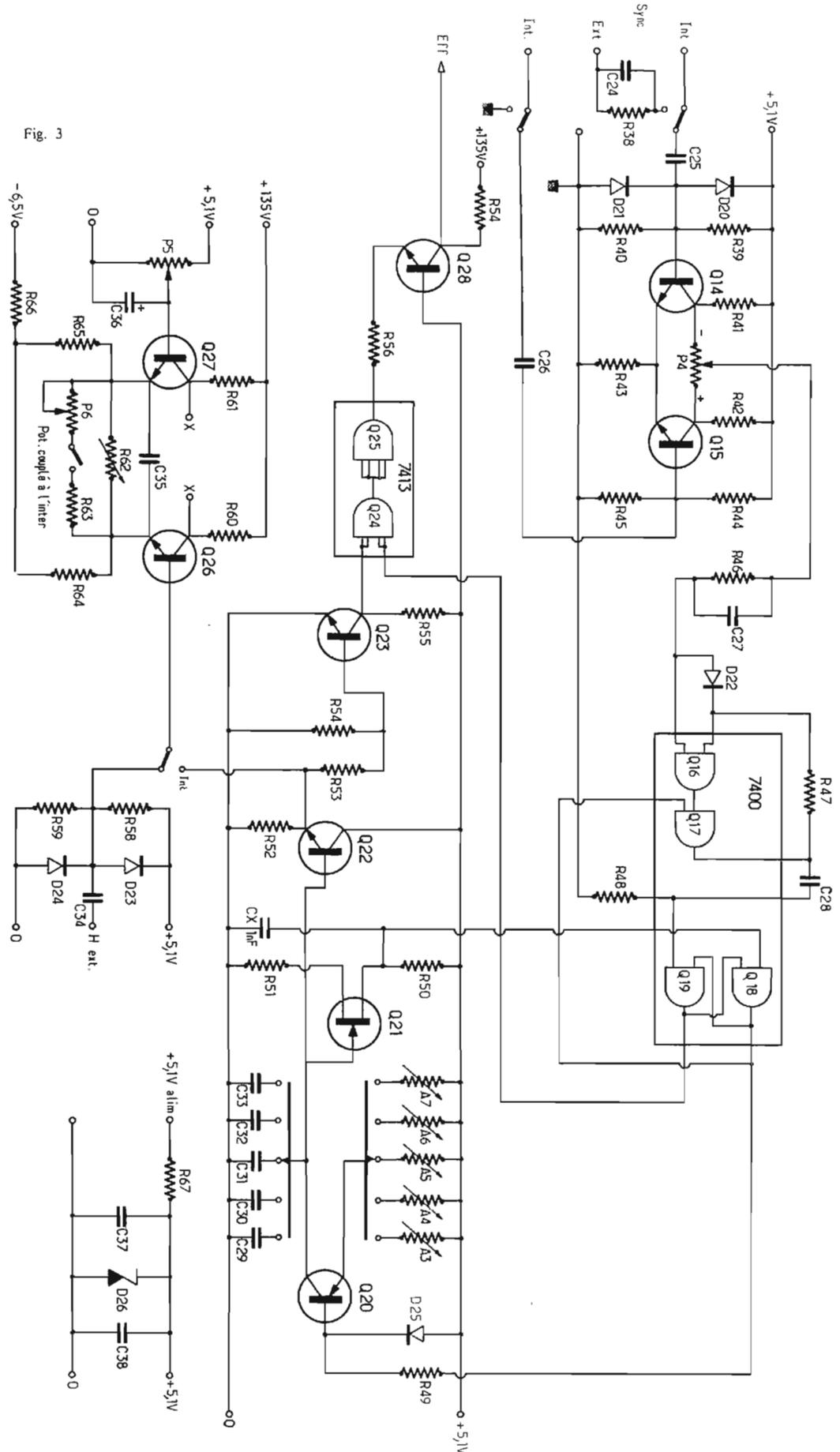
Le constructeur a apporté tous ses soins à l'étude de ces circuits. Ils sont établis pour permettre une synchronisation sur la constituante basse ou haute fréquence d'un signal complexe, avec des seuils de déclenchement stables même à bas niveau. L'utilisation de circuits intégrés TTL permet une synchronisation jusqu'à 15 MHz; ce qui assure une grande réserve de performances par rapport à la bande passante de l'amplificateur vertical.

L'étage de synchronisation est constitué par les transistors Q₁₄ - Q₁₅ montés en différentiel. Son attaque est symétrique en position fonctionnement interne, asymétrique en position extérieure. Notons que le constructeur utilise systématiquement des amplificateurs différentiels, qui offrent l'avantage de sortir des signaux déphasés de 180° entre les deux collecteurs. Cette propriété est utilisée dans les amplificateurs verticaux ou horizontaux pour l'attaque symétrique des plaques.

Dans l'amplificateur de synchro, le potentiomètre P₄ permet donc de prélever un signal positif ou négatif de niveau variable selon sa position vis-à-vis des collecteurs des transistors Q₁₄ ou Q₁₅. Les diodes D₂₀ et D₂₁ assurent la protection de l'entrée de cet étage.

En sortie du potentiomètre P₄, attaque des portes TTL Q₁₆ - Q₁₇ montées en trigger avec la résistance R₄₇ et la diode D₂₂. Le signal est différencié par la cellule R₄₈-C₂₈, puis attaque une bascule composée des portes Q₁₈ - Q₁₉. Les différentes portes utilisées sont contenues dans un circuit intégré type 7400.

Fig. 3



OSCILLOSCOPE 773

Bande passante de 0 à 6 MHz
 Base de temps déclenchée
 Tube cathodique rectangulaire
 accéléré à 1 000 volts
 Forte luminosité
 Tout transistors

PRIX T.T.C. 1 476 F

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

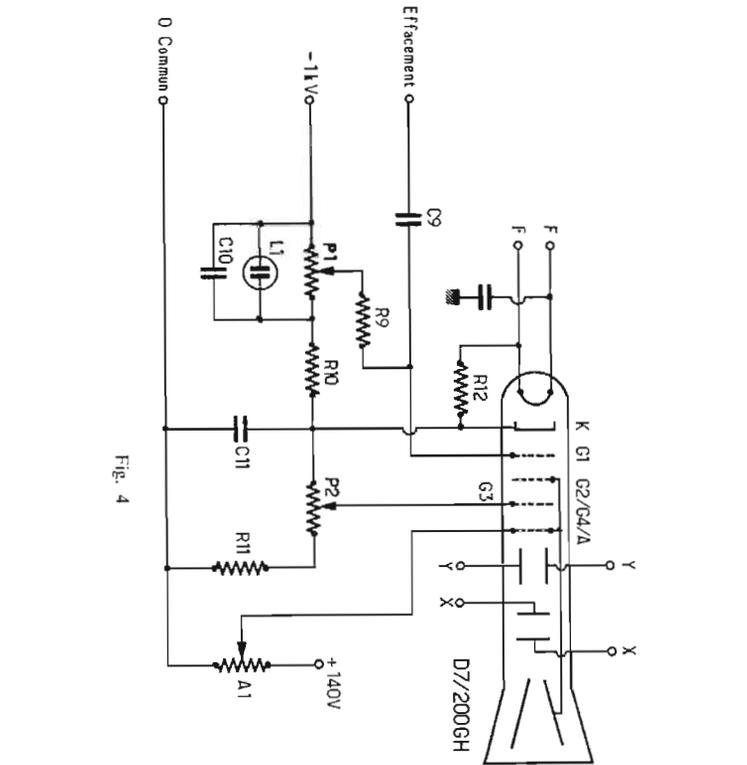
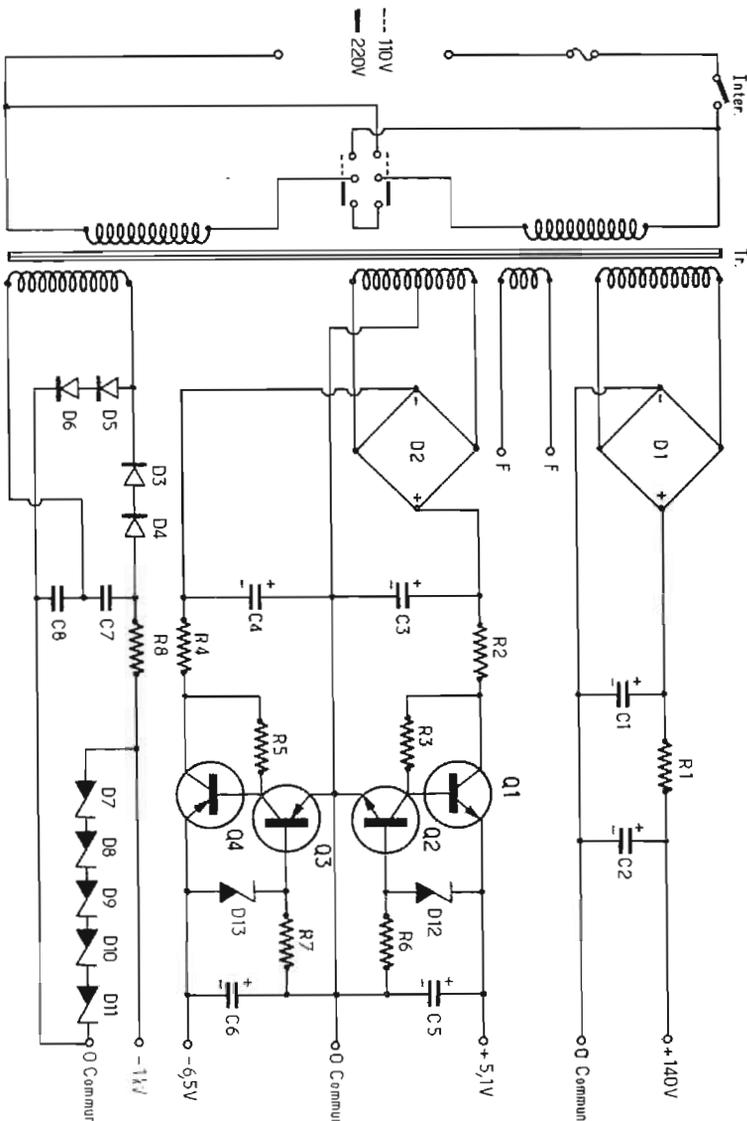


Fig. 4

Le signal de sortie attaque la base de temps, composée du générateur de courant constant Q_{20} et du transistor unijonction Q_{21} . La dent de scie est prélevée sur le collecteur de Q_{20} , puis à travers le transistor Q_{22} monté en émetteur follower, est appliqué à l'entrée de l'amplificateur horizontal.

L'impulsion de retour de la dent de scie prise sur la base n° 2 de l'unijonction Q_{21} bloque la bascule $Q_{18} - Q_{19}$, qui se débloquent au signal suivant, issu de Q_{17} .

Le circuit d'allumage du spot est constitué par le transistor Q_{23} commandé par la dent de scie, qui débloquent deux bascules intégrées $Q_{24} - Q_{25}$ du circuit intégré TTL 7413, puis du transistor Q_{28} attaquant la grille 1 du tube cathodique à travers le condensateur C_9 . **Alimentations (Fig. 4).**

Quatre alimentations sont nécessaires au fonctionnement de l'appareil :

- + 140 V redressé filtré.
- + 5,1 V et - 6,5 V régulés et filtrés. A noter, les régulations sont établies pour offrir un coefficient de filtrage maximal.
- - 1 000 V régulés par cinq diodes zener en cascade à $\pm 5\%$.

Le constructeur a utilisé cette tension pour obtenir une brillance maximale qui est d'environ 50 % supérieure à celle obtenue sous 800 V. L'utilisateur est assuré d'obtenir une image contrastée dans les plus dures conditions d'emploi, même aux fréquences les plus élevées.

CONCLUSION

L'oscilloscope RO773 est intelligemment conçu, il offre un bon rapport prix/performance. Le constructeur a utilisé à la fois des composants les plus évolués (circuits intégrés, double FET) et des circuits offrant un maximum de possibilités (généralisation des amplificateurs différentiels, THT régulée). En plus, il a pensé à la facilité d'utilisation; en se mettant à la place de l'utilisateur, ce qui l'a amené à utiliser des claviers à touches, plus rationnels que les commutateurs rotatifs. Nous pensons que cet instrument trouvera sa place aussi bien chez le dépanneur que dans les laboratoires de l'amateur ou de l'enseignant.

J.B.

Le son incomparable de l'ORGUE électronique

Dr. Böhm

a enchanté tous nos clients

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

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

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

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

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

Bon pour un catalogue gratuit 60 pages des orgues Dr. Böhm
(Pour l'étranger joindre 5 F pour frais d'envoi avion)

BON A DÉCOUPER OU A RECOPIER ET A RETOURNER A :
Dr. BOHM-France - B.P. 11 C - 78-Noisy-le-Roi

NOM

Adresse

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

NOUVEAUX MONTAGES RADIO, TV et BF

PROGRÈS

DANS LES SÉLECTEURS VHF

LE sélecteur VHF, c'est-à-dire le bloc réunissant l'étage HF, le mélangeur et l'oscillateur local, a subi de nombreuses modifications depuis sa création, juste à la fin de la dernière guerre. Les exigences des constructeurs, concernant le sélecteur, n'ont pas changé au point de vue des gammes de réception. Il s'agit toujours de recevoir les courants VHF de la bande I (au-dessous de 70 MHz environ) et de la bande III (au-dessus de 170 MHz). La technique la plus simple a été adoptée dans les sélecteurs de 1948; on a monté autour d'un commutateur classique à galettes, des bobines concernant chacun des 12 canaux recevables avec accords fixes et possibilité de retouche de l'accord par un petit condensateur vernier.

La deuxième version a été le rotacteur avec un meilleur rendement aux fréquences très élevées mais conservant encore certains défauts dus aux contacts mécaniques du système de commutation.

La troisième version est celle des montages actuels. Les contacts nécessaires des commutations sont établis par des diodes. Ce sont donc des contacts pouvant être commandés à distance. On n'a pas conservé le système à 12 positions qui aurait nécessité un grand nombre de diodes de commutation et on a préféré adopter le même procédé d'accord qu'en UHF c'est-à-dire l'accord à variation continue de la fréquence. En UHF il n'y a qu'une seule gamme : bandes IV et V ensemble, rapport 2 environ entre la fréquence la plus élevée (proche de 900 MHz) et la plus basse (de l'ordre de 450 MHz). En VHF il a été de meilleur rendement de prévoir deux gammes, correspondant aux bandes basse (bande I) et haute (bande III).

En effet, un accord continu sur l'ensemble des bandes I et III aurait introduit la bande II (FM vers 100 MHz) ce qui n'aurait pas

été, après tout, un inconvénient, bien au contraire: on aurait pu bien profiter de cette possibilité, mais le rapport entre la fréquence la plus élevée, de l'ordre de 240 MHz et la plus basse de l'ordre de 50 MHz, étant de 4 à 5 fois, l'alignement et le rendement en auraient souffert, surtout l'alignement.

On sait que le minimum de souffle global est presque atteint si les étages d'entrée d'un appareil récepteur sont étudiés pour donner ce minimum cela étant vrai aussi bien en radio qu'en TV et aussi dans tous les amplificateurs BF. Avec des bandes étroites le rapport signal sur souffle peut être supérieur.

En VHF, il faut donc envisager deux gammes (ou bandes) et, par conséquent, en principe, une commutation à deux positions. Pratiquement, dans certains régimes, comme c'est le cas en France, il y a des canaux pairs et des canaux impairs ce qui complique quelque peu le problème des commutations. L'accord, dans chaque bande sera continu et réalisable avec un des deux procédés, seuls possibles avec des circuits LC : variation de la capacité, variation du coefficient de self-induction de la bobine, en laissant de côté le procédé de variation de L et C à la fois, d'une complication sans utilité.

La variation de L ou de C peut être obtenue par un procédé mécanique classique. Celui de la capacité sera excellent avec un condensateur variable et celui de la bobine avec un noyau à positionnement réglable, noyau en ferrite ou en métal non magnétique tel que cuivre, aluminium ou un alliage.

On sait depuis très longtemps **simuler les réactances**, c'est-à-dire des self-inductions en des capacités, avec des circuits nommés à juste raison **circuit-réactance**. Ce sont

en général des circuits contenant des éléments actifs tels que lampes, transistors ou diodes.

Les plus simples circuits-réactance sont les diodes à capacité variable nommées également varicap ou varistors, qui remplacent avec succès et économiquement, tous les autres dispositifs, mécaniques ou électroniques à lampe ou transistor. L'avantage d'un circuit-réactance est aussi dans le fait que l'accord peut être commandé de n'importe quel endroit même distant car la commande se fait avec une tension continue variable, pratiquement avec un potentiomètre monté aux bornes d'une source de continu, fixe et réglé. Un autre perfectionnement du sélecteur VHF est dans le mode de montage de ce composant complexe.

On passe immédiatement aux deux dispositifs très modernes qui sont déjà utilisés dans presque tous les montages actuels, les circuits imprimés et les circuits intégrés.

Les circuits imprimés ont un intérêt surtout dans le cas de la suppression de tout organe mécanique de commande. Ils sont donc tout indiqués pour les sélecteurs utilisant des diodes en commutation et en accord continu variable.

Comme semi-conducteurs, on fera appel dans la mesure du possible et de **utile** et fiable, aux transistors à effet de champ.

On peut voir également, que l'ultime étage, l'intégration du sélecteur ne doit pas être loin des temps actuels car la plupart des obstacles qui pourraient empêcher la création d'un sélecteur VHF intégré semblent franchis.

En effet on sait réaliser en circuits intégrés : des amplificateurs HF, des mélangeurs, des oscillateurs, des diodes à capacité variable, des diodes ordinaires, des transistors à effet de champ, des résistances et même des capa-

cités de faibles valeurs (avec des diodes à capacité variable), tous ces éléments pouvant fonctionner à des fréquences pouvant dépasser 200 MHz et atteindre 300 et même 400 MHz.

Les bobines seront alors extérieures à un CI de ce genre mais pour le moment, on en est au stade du circuit imprimé. Remarquons que les bobines VHF peuvent être imprimées en les établissant sous forme de spirales « rondes ou carrées ».

Nous allons donner ci-après in extenso une adaptation d'une excellente étude sur un sélecteur VHF imprimé, due à J.H. Honkins, ingénieur à la Motorola (U.S.A.). Cette étude a paru dans la revue américaine de haut niveau IEE Transaction (voir référence à la fin de cet article).

GÉNÉRALITÉS SUR LES SEMI-CONDUCTEURS POUR SÉLECTEURS VHF

Dans les nouveaux châssis TV, les constructeurs envisagent le montage d'un circuit imprimé pour le sélecteur, muni des dispositifs modernes à commande électronique par la tension.

Avec un montage de ce genre, il sera possible de prévoir une platine commune pour la VHF et la moyenne fréquence.

Les parties essentielles de ces sélecteurs sont les circuits de commande adoptés en VHF.

Il y a eu une certaine difficulté pour trouver ou créer des diodes spéciales d'accord notamment pour obtenir des capacités relativement élevées. Comme diode **varactor** intéressante on peut citer BB105G qui avec une tension de 25 V donne une capacité minimum de 1,8 à 2,8 pF et la diode MV3102 qui avec 25 V également donne une capacité minimum comprise entre 4,2 et 5,5 pF. Voici au tableau I les caractéristiques de ces diodes.

TABLEAU I

Tension	BB105G	MV3102
		30 V min.
C_3	10,5 pF typ.	22 pF typ.
C_{25}	2,8 pF typ.	5,6 pF typ.
C_3/C_{25}	4 min.	4,5 min.
Q (3 V 50 MHz)	—	300 min.
Q (9 pF 100 MHz)	150 min.	—

Dans ce tableau typ. = valeur nominale. L'indice des C signifie la tension pour laquelle on a obtenu la valeur de capacité indiquée.

Rappelons que le **maximum** de capacité est obtenu lorsque le **minimum** de tension inverse est appliqué à la diode et le **minimum** de capacité lorsque la tension inverse est au **maximum** de sa valeur absolue.

On voit que l'on peut obtenir des variations importantes de capacités conduisant à des rapports de 4 pour le BB105G et de 4,5 pour le MV3102.

La BB105G convient aussi en UHF et donne, par conséquent d'excellents résultats en VHF. Le MF3102 conviendra aussi bien en VHF.

DIODES DE COMMUTATION

Un circuit simple de commutation à diodes est indiqué par le schéma de la figure 1. Il est clair que la cathode de la diode, étant toujours au potentiel de la masse,

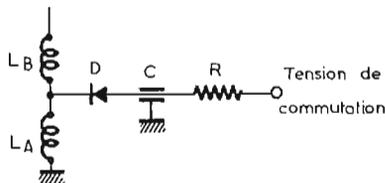


Fig. 1

par l'intermédiaire de la bobine reliée à la masse, si l'anode est négative par rapport à la cathode la diode est bloquée et la bobine LA est en service. Si l'anode est rendue positive par rapport à la cathode la diode devient conductrice. Si celle-ci est bien choisie, sa résistance sera très faible et LA sera alors court-circuitée par C. La source de tension, de commande de commutation est séparée en HF du circuit de commutation et de la bobine par la résistance R. D'autre part la capacité découple vers la masse, l'anode de la diode.

On voit, que lorsque la diode est bloquée, la capacité de découplage est déconnectée de la bobine tandis que si la diode est conductrice, la capacité shunte la bobine.

Si C est relativement élevée, il y aura court-circuit en HF de LA mais si elle est de valeur réduite, elle peut simplement devenir une capacité d'accord de la bobine LA et par conséquent, de tout le circuit LA + LB par transformation d'impédance.

Il a été choisi pour cette fonction des diodes PIN, par exemple la MPN3401 qui a une capacité plus faible que la MPN3402. La première est plus indiquée pour un montage shunt et la deuxième pour un montage série.

La diode PIN doit être polarisée inversement dans la position bande I (ou bande basse de TV) afin que les deux bobines soient en service.

Comme la bobine de bande I (LA) est de 8 à 10 fois plus importante que celle de bande haute (bande III), toute la capacité due à la polarisation inverse apparaît directement aux bornes de cette bobine en position bande I. Cette capacité devient donc une capacité

d'accord parasite et réduit l'étendue de l'accord réalisable avec une diode à capacité variable car, dans ce cas, le rapport capacité maximum/capacité minimum est plus petit. En effet, soit $r > 1$ le rapport C_{max}/C_{min} . Si une capacité C_p s'ajoute aux deux, le rapport devient $(C_{max} + C_p)/(C_{min} + C_p)$ qui est évidemment plus petit que le précédent et tend vers 1 lorsque C_p croît indéfiniment. Des difficultés se présentent avec les diodes PIN en raison du fait de leurs composantes résistives-série qui shuntent et amortissent les bobines de bande III, mais ce défaut est peu important car la bande passante est large en TV et le gain est dans ce cas, de toute façon, diminué.

TABLEAU II DIODES PIN

Tension	MPN3401	MPN3402
	35 V min.	35 V min.
C_T (20 V 1 MHz)	1 pF max.	2 pF max.
R_1 (10 mA)	0,7 Ω max.	0,6 Ω max.

La MPN3401 a une moindre capacité que l'autre diode mentionnée plus haut. Le choix de la diode est également dicté par des considérations de prix, actuellement très importantes.

Voici au tableau II les caractéristiques des diodes PIN.

DÉTERMINATION DU SÉLECTEUR

L'impédance d'entrée d'un MOS-FET (cas du transistor choisi pour l'étage HF) varie avec la fréquence. La variation de l'impédance est toutefois tolérable dans

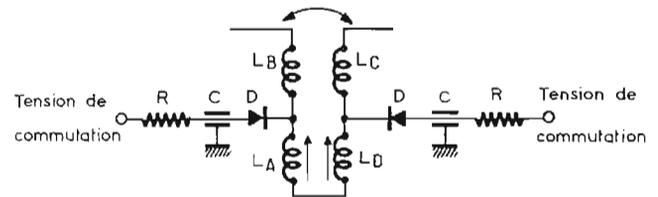


Fig. 2

A la figure 2 on montre le dispositif à deux diodes permettant la commutation d'une liaison à transformateur.

LES TRANSISTORS DU SÉLECTEUR

Le choix des transistors est déterminé principalement par le souci d'une bonne adaptation à l'entrée entre l'antenne et le circuit d'entrée du transistor, pour réduire le R.O.S. (rapport des ondes stationnaires - VSWR en anglais).

Des transistors MOS-FET ont été choisis selon le tableau ci-après :

les limites d'une seule bande de télévision mais la différence entre les impédances correspondant aux deux bandes est importante et pour l'obtention d'un rapport d'ondes stationnaires acceptable il faut prévoir des transformations d'impédances distinctes pour chaque bande. La transformation d'impédance peut se faire avec capacités ou bobines. Il a fallu aussi tenir compte des diodes PIN de commutation comme on l'a mentionné plus haut.

Le facteur de souffle et la stabilité sont fonction du réseau d'entrée. Ces caractéristiques sont

TABLEAU III - MPF121

Conduction de fonctionnement : $V_{DS} = 15$ V, $V_{G25} = 4$ V
Capacité de sortie : 2,5 pF
Capacité d'entrée : 4,5 pF (à 1 MHz)
Facteur de souffle, avec courant de 6 mA et à 200 MHz : 5 dB max.
Gain mêmes conditions/17 dB min.

Comme mélangeur on propose trois solutions : un MOS-FET MPF2, un transistor bipolaire MPSH19 ou MPSH20 ou MPSH24 ou un ensemble cascade composé d'un MPSH20 suivi d'un MPSH10. C'est cette dernière solution qui a été adoptée dans le montage qui sera analysé plus loin.

Comme oscillateur on a pu choisir entre le MPSH10 et le MPSH11. Ce dernier figure sur le schéma du sélecteur proposé.

bonnes avec le MOS-FET choisi. A noter que souvent la stabilité est obtenue par une certaine désadaptation ou par désaccord ou par amortissement.

La figure 3 donne le schéma du sélecteur. L'entrée est de 75 ohms. Dans ce schéma, toutes les diodes désignées par D_2 sont des diodes de commutation et celles désignées par D_1 sont des Varactors (diodes à capacité variable), les types de ces semi-conducteurs

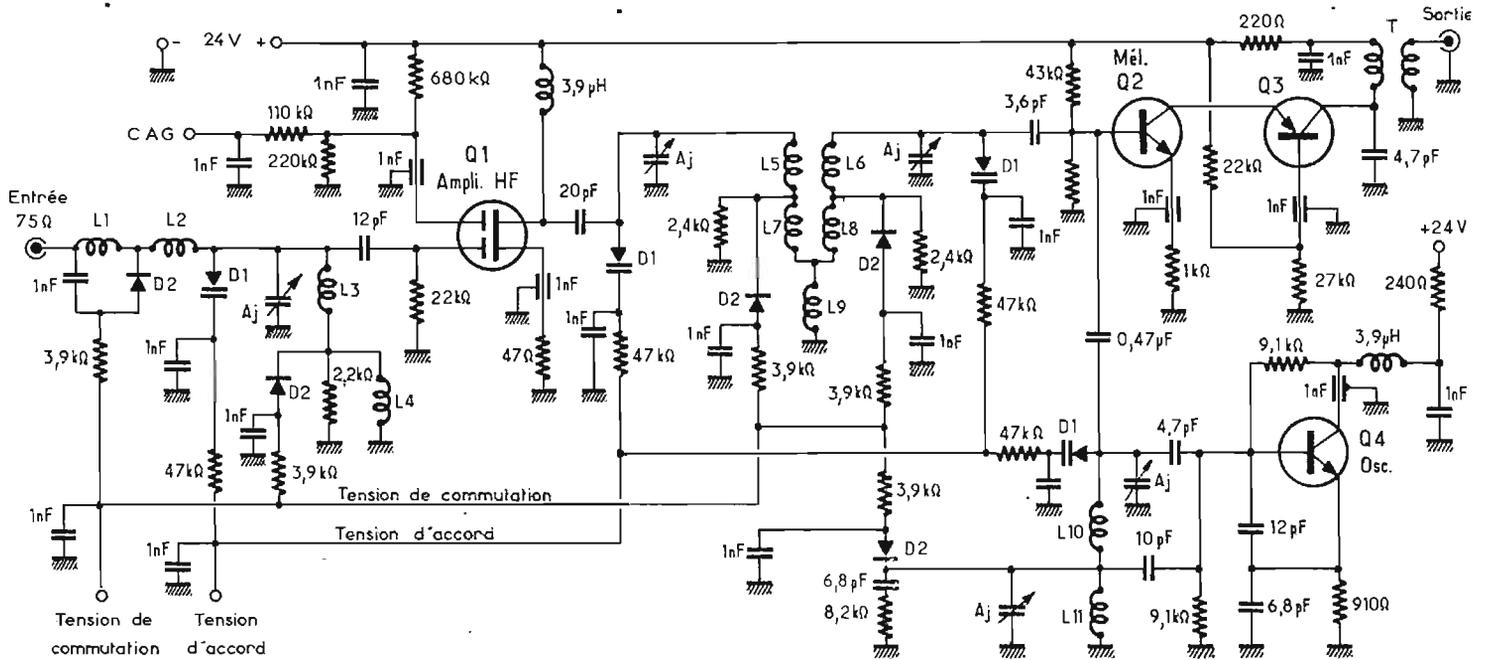


Fig. 3

ont été indiqués plus haut et sont $D_2 = \text{MPN3401}$, $D_1 = \text{MV3102}$. Le circuit d'entrée comporte les bobines L_1 et L_2 en série. Les valeurs des bobines de ce montage sont données ci-après :

TABLEAU IV (L en μH)

Bande I	Bande III
$L_1 = 0,57$	$L_2 = 0,25$
$L_4 = 0,42$	$L_3 = 0,042$
$L_7 = 0,25$	$L_5 = 0,036$
$L_8 = 0,25$	$L_6 = 0,036$
$L_9 = 0,29$	$L_{10} = 0,02$
$L_{11} = 0,09$	—

Ces valeurs sont approximatives et ne servent qu'à donner l'ordre de grandeur des bobines dans une position moyenne des réglages à effectuer avec des noyaux et des ajustables A_j chacun de quelques picofarads.

Revenons aux bobines L_1 et L_2 . En bande III il faut que L_1 soit court-circuitée ou shuntée par une forte capacité, comme on l'a expliqué plus haut. La diode D_2 a la cathode au potentiel zéro de la ligne de masse grâce au contact en continu effectué par l'intermédiaire de L_3 et L_4 . L'anode de D_2 est portée à un potentiel positif à partir du point « tension de commutation ». Dans ces conditions, la résistance de cette diode devient très faible et la capacité de 1 nF shunte L_1 ce qui est dans le cas présent une sorte de court-circuit.

En effet à 200 MHz, la réactance d'une capacité de 1 nF a pour valeur :

$$X_c = \frac{1}{6,28 \cdot 2 \cdot 10^8 \cdot 10^{-9}} \text{ ohms}$$

ce qui donne $X_c = 0,8$ ohm environ.

La diode D_1 à capacité variable accorde le circuit d'entrée monté entre masse et la porte G_1 du transistor Q_1 MPF121 MOS-FET.

L'ajustable permet l'alignement et la diode D_2 effectue la mise en court-circuit par la capacité de 1 nF, de L_1 , en bande III. La diode D_1 est commandée à partir du point « tension d'accord ». Celle-ci étant appliquée à la cathode de la diode, doit être positive afin de polariser à l'inverse cette diode dont l'anode est au potentiel de la masse par l'intermédiaire de L_3 et L_4 .

LIAISON HF-MÉLANGEUR

A la figure 2 on a donné le principe du bobinage de liaison. On retrouve sur le schéma de la figure 3 les quatre bobines L_5 , L_6 , L_7 et L_8 . Les deux premières sont destinées à la bande III et les deux autres s'ajoutent aux premières pour la bande I. Elles sont court-circuitées selon le procédé décrit, grâce aux diodes D_2 . Les accords sont réalisés avec les diodes à capacité variable D_1 et l'alignement avec le circuit d'entrée est obtenu grâce aux ajustables A_j .

Remarquons le couplage par L_9 en bande I seulement. Ce couplage peut être modifié par simple réglage de la bobine L_9 . Les bobines pourront être à noyaux de ferrite.

ÉTAGE OSCILLATEUR

Il est réalisé avec $Q_4 = \text{MPSH11}$ triode bipolaire NPN. Remarquons la bobine unique L_{10} - L_{11} avec même système de court-circuitage de L_{11} .

Deux ajustables sont prévus pour l'alignement dans chaque bande. On voit que l'oscillation est obtenue par couplage entre base et émetteur. Le signal local est prélevé sur la bobine et transmis au mélangeur par un condensateur de très faible valeur, 0,47 pF. Le transistor Q_4 étant monté en collecteur commun, l'alimentation est appliquée par l'intermédiaire du circuit de découplage composé de deux condensateurs de 1 nF, une bobine de 3,9 μH et une résistance de 240 ohms. Une tension de 24 V est nécessaire au bon fonctionnement de cet oscillateur.

MÉLANGEUR

On a utilisé deux transistors, $Q_2 = \text{MPSH20}$ et $Q_3 = \text{MPSH10}$ pour constituer un cascode, Q_2 étant monté en émetteur commun et Q_3 en base commune.

La base de Q_2 reçoit les deux signaux, local et incident. On obtient le signal MF sur le collecteur de Q_3 et le transformateur T le transmet aux amplificateurs MF image et son, ou au seul amplificateur image si le système de son est à interporteuse par les signaux FM. Dans ce cas l'amplificateur transmet les deux signaux : vision et son.

ALIGNEMENT

C'est le problème le plus intéressant qu'il a fallu étudier avec

ce montage à accords par diodes à capacité variable.

En premier lieu on notera que les diodes varactors doivent être appairées à $\pm 1,5\%$ près.

Si la MF est à 44 MHz, l'accord de l'oscillateur sera de 44 MHz au-dessous ou au-dessus de l'accord d'entrée et HF.

Avec un sélecteur de ce genre, les bandes étant relativement restreintes, on pourra se contenter d'un alignement en deux points seulement.

La bobine d'oscillateur sera de plus faible valeur que celles des HF et la capacité d'accord de l'oscillateur sera plus forte.

Voici la méthode de détermination des éléments permettant l'alignement.

La tension de polarisation inverse minimum de diode est 4 V et la tension maximum 25 V. Les capacités correspondantes sont désignées par C_{D4} et C_{D5} , et on se souviendra que $C_{D4} > C_{D5}$.

Désignons aussi les capacités totales (celles des diodes plus celles de l'ajustable, les connexions et autres parasites) C_{max} et C_{min} . On a dans la bande I :

$$\frac{C_{\text{max}}}{C_{\text{min}}} = \left(\frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{min}}} \right)^2 = \left(\frac{85}{57} \right)^2 = 2,22 \quad (1)$$

En effet la formule de Thomson appliquée à une même bobine L donne :

$$f_{\text{max}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\text{min}}}} \quad (2)$$

$$f_{\text{min}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\text{max}}}} \quad (3)$$

et en divisant membre par membre et en élevant au carré on obtient la proportion indiquée plus haut. Soit C_1 la capacité fixe qui s'ajoute à $C_{max.}$ et à $C_{min.}$ on aura $C_{max.} = C_{D_4} + C_1$ et $C_{min.} = C_{D_{25}} + C_1$ donc, la relation (1) devient :

$$\frac{C_1 + C_{D_4}}{C_1 + C_{D_{25}}} = 2,22 \quad (4)$$

On a supposé que la bande I s'étend de 57 à 85 MHz.

De (4) on tire :

$$C_1 = 0,82 C_{D_4} - 1,82 C_{D_{25}} \quad (5)$$

Cette formule donne C_1 car C_{D_4} et $C_{D_{25}}$ sont connues. Elle est valable pour les circuits d'accord de liaison et d'entrée. Pour l'oscillateur C_{D_4} et $C_{D_{25}}$ ont les mêmes valeurs mais C_1 sera remplacée par C_2 , en général plus grande que C_1 . Il s'agit d'obtenir l'alignement uniquement par le choix de C_2 . Soient deux fréquences d'oscillateur pour lesquelles on désire la coïncidence. Choisissons par exemple les fréquences extrêmes. Si la MF est de 44 MHz on aura :

$$f_{max.} = 85 + 44 = 129, \\ f_{min.} = 57 + 44 = 101 \text{ donc :}$$

$$\frac{C_{max.}}{C_{min.}} = \left(\frac{f_{max.}}{f_{min.}} \right)^2 = \left(\frac{129}{101} \right)^2 = 1,63$$

Comme $C_{max.} = C_2 + C_{D_4}$,

$$C_{min.} = C_2 + C_{D_{25}}, \text{ on a :} \\ \frac{C_2 + C_{D_4}}{C_2 + C_{D_{25}}} = 1,63$$

$$\text{d'où l'on tire } C_2 = 1,59 C_{D_4} - 2,59 C_{D_{25}}$$

Les bobines se calculent à l'aide de la formule de Thomson à partir d'une fréquence f correspondant à une capacité calculée comme on vient de l'indiquer.

Déterminons les valeurs de C_1 , C_2 , $L_{acc.} = L_5 + L_7$ par exemple et $L_{osc.} = L_{10} + L_{11}$.

On a indiqué au tableau que $C_{25} = 5,6$ pF (pour le MV3102). La valeur de C_{D_4} n'est pas donnée. On a $C_{D_3} = 22$ pF; on supposera que $C_{D_4} = 20$ pF par exemple.

De ce fait :

$$C_1 = 0,85 \cdot 20 - 1,82 \cdot 5,6$$

ce qui donne

$$C_1 = 17 - 10,19 = 6,81 \text{ pF}$$

$$C_2 = 1,59 \cdot 20 - 2,59 \cdot 5,6$$

ce qui donne

$$C_2 = 31,8 - 14,5 = 17,3 \text{ pF.}$$

En appliquant la formule de Thomson à $f_{max.} = 85$ MHz (accord HF) et $C_{max.} = C_{D_4} + C_1 = 20 + 6,81 = 26,81$ pF on trouvera la valeur de $L_5 + L_7$ par exemple.

De la même manière, pour l'oscillateur, on prendra $f = 129$ MHz, $C_{max.} = C_{D_4} + C_2 = 20 + 17,3 = 37,3$ pF ce qui donnera la valeur de $L_{10} + L_{11}$.

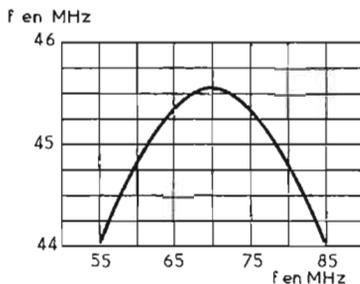


Fig. 4

Remarquons que les ajustables devront combler la différence entre C_1 (ou C_2) et les capacités parasites existantes. Il est évident qu'un meilleur alignement sera obtenu en ne prenant pas comme fréquences de coïncidence les fréquences extrêmes de chaque bande mais des fréquences proches de celles-ci.

La figure 4 montre l'erreur d'alignement lorsqu'on le fait en deux points seulement. On voit que le maximum d'erreur d'alignement est atteint à $f = 70$ MHz lorsque la MF engendrée à la sortie est 45,6 MHz au lieu de 44 MHz.

L'erreur sera alors diminuée par le choix des deux points d'alignement.

Un calcul que nous ne reproduisons pas ici, donne la valeur de la capacité de diode C_D en fonction des valeurs des bobines d'accord (L_A) d'oscillateur (L_O) et des capacités parasites : C_A pour l'accord et C_O pour l'oscillateur.

$$C_D = \frac{C_O L_O^{1/3} - C_A L_A^{1/3}}{L_A^{1/3} - L_O^{1/3}}$$

$1/3$ signifiant racine cubique comme tout le monde le sait.

La sélection donne des performances intéressantes comparables avec celles des meilleurs modèles de conception classique.

DES RELAIS LIVRABLES SUR STOCK ? EN VOILA !



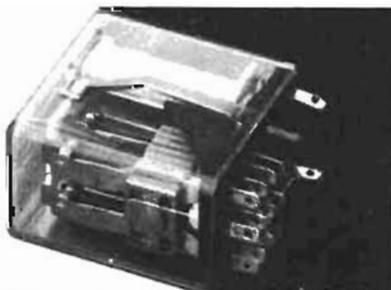
MODÈLE 3532

Relais pour circuit imprimé, à isolement élevé (sécurité intrinsèque) et pouvoir de coupure important.

- isolement en céramique.
- coupe jusqu'à 20 A.
- 6 inverseurs max.

Stocké en 1-2 et 4 inverseurs courants faibles et courants forts tensions de bobines : 12 V et 24 V.

HALLER-RELAIS



MODÈLE 2561

Relais type "européen". Embrochage sur socle pour C.I. ou à cosses à souder.

Stocké en :

- 2 inverseurs courants faibles et courants forts.
- 4 inverseurs courants faibles.

- tensions de bobines : 12 V et 24 V.



MODÈLE 3045

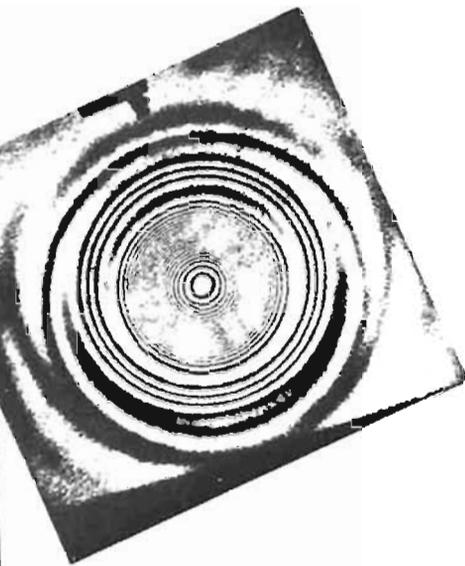
Relais extra-plat pour circuit imprimé

- 1-2 ou 4 inverseurs ;
- pouvoir de coupure élevé ; 5 A (1 RT) ou 3 A (2 et 4 RT).
- hauteur minimum au dessus du circuit imprimé (11 mm).
- attaquant directement par des circuits intégrés TTL.

Stocké en 1-2 et 4 inverseurs tensions de bobines : 4-6-12-24 -48 V.

Demandez notre catalogue...

CEREL 14-16, Rue des Lilas - Paris 19^e - Téléphone : 202.67.20 +



LES

LASERS

LES LASERS A GAZ

B IEN que les ingénieurs de télécommunications soient parvenus à transmettre des dizaines de milliers de conversations téléphoniques sur un câble coaxial unique, on n'en continue pas moins, dans les laboratoires universitaires comme industriels, à étudier la mise au point de moyens de communications encore plus puissants.

L'idée d'utiliser l'atmosphère libre comme canal optique de transmission des faisceaux laser semble séduisante : sa directivité élevée, son aptitude à protéger le secret des communications et sa grande largeur de bande font du rayon laser un moyen de transmission intéressant.

A Munich, une liaison expérimentale de 5,4 km de longueur, permet aux spécialistes du laboratoire de recherches de Siemens, d'étudier les avantages et les possibilités qu'offre un tel système.

Le laser utilisé est un laser à gaz carbonique (laser à CO_2), qui émet des rayons infrarouges à une longueur d'onde de 10,6 micromètres. La puissance du faisceau laser est égale à 5 W.

A l'origine, il était prévu d'employer un autre laser à gaz : le laser à hélium-néon. Cependant, les mesures réalisées à Munich ont démontré que le rayon infrarouge du laser à CO_2 est considérablement moins sensible aux

influences atmosphériques que n'est la raie visible du laser à hélium-néon. La longueur d'onde du laser à CO_2 tombe en effet dans un domaine spectral où l'atmosphère possède ce qu'il est convenu d'appeler une « fenêtre optique ».

Néanmoins, le rayon du laser à CO_2 est encore exposé à des influences perturbatrices : absorption par la vapeur d'eau dans l'air humide, dispersion de la lumière par les gouttes d'eau ou les particules de poussière, etc. Cependant, la brume épaisse, la pluie fine, le brouillard et la neige ne rendent pas impossible la transmission du faisceau émis par le laser à CO_2 .

Les communications par laser à travers l'atmosphère pourraient servir pour les liaisons Terre-

satellites, mais également pour les liaisons à courte distance, entre buildings élevés, dans les grandes villes.

LE LASER DE JAVAN

Une solution élégante pour réaliser le montage de lasers à gaz a été proposée dès 1959 par Javan : on place dans une cavité un mélange de néon et d'hélium. Un montage satisfaisant (Fig. 1) est obtenu avec une pression partielle de 1 mm de mercure d'hélium et de 0,1 mm de mercure de néon. Grâce à un circuit HF auxiliaire, on excite une décharge dans ce mélange : les électrons accélérés par la décharge, excitent les atomes d'hélium et les portent sur un niveau situé à 19,81 électrons-volts (eV) au-dessus du niveau fondamental. Or, le niveau supé-

rieur du néon est juste 0,04 eV en dessous du niveau excité de l'hélium (Fig. 2). Au cours des chocs, il y a transfert d'énergie entre les atomes d'hélium (qui retournent à leur état fondamental) et les atomes de néon qui montent sur le niveau 19,77 eV, très proche du niveau excité de l'hélium.

On peuple ainsi les niveaux supérieurs du néon, en passant par l'intermédiaire d'un autre niveau, appartenant à un autre gaz.

Dès que l'inversion de population est suffisante, l'effet laser se manifeste.

C'est en 1960 que, se basant sur ces principes, A. Javan, W.R. Bennett et D.R. Herriott, des Bell Telephone Laboratories, firent fonctionner le premier laser à gaz, sur plusieurs raies infrarouges du néon, à une longueur d'onde voisine de $1,15 \mu\text{m}$. Le laser était constitué par un tube de 1 m de long rempli d'un mélange d'hélium et de néon ; le tube était fermé par deux miroirs plans à haut pouvoir de réflexion et présentant une légère transmission. Ces deux miroirs étaient constitués par un dépôt de treize couches diélectriques d'indices alternativement élevé et faible sur un support en silice fondue. L'excitation du gaz était effectuée par

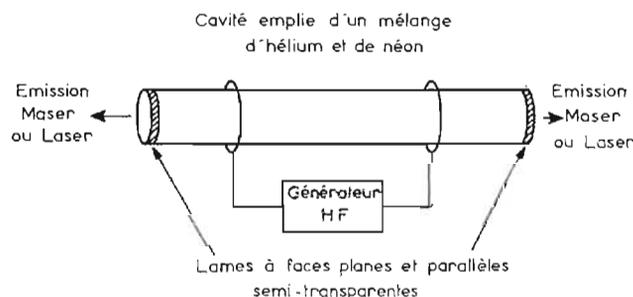


Fig. 1

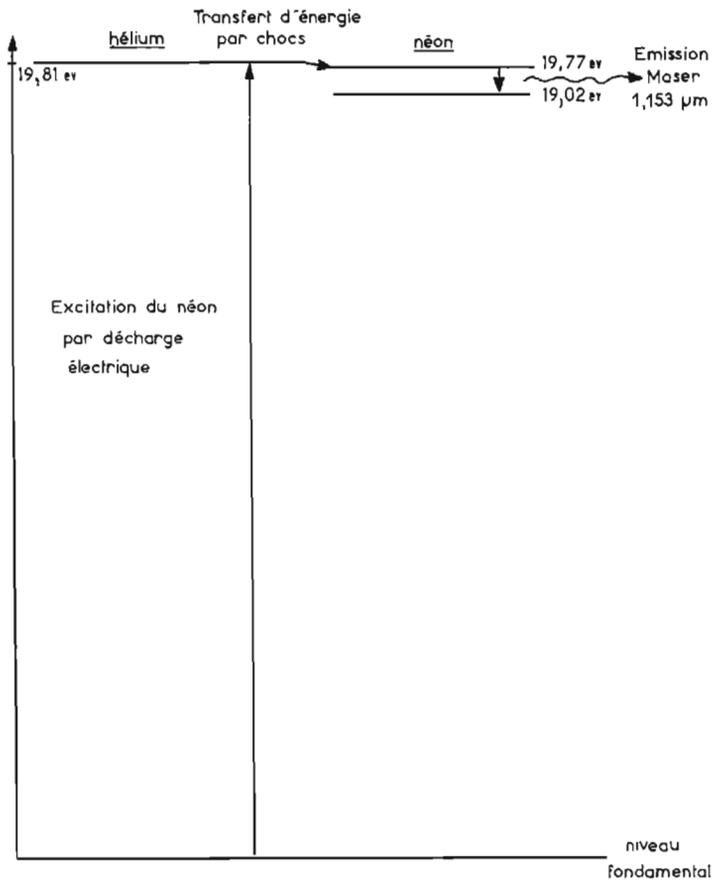


Fig. 2

Photo n° 1 : Sur une liaison expérimentale de 5,4 km de long, établie à Munich, les spécialistes du laboratoire de recherches de Siemens étudient l'utilisation de l'atmosphère libre en tant que canal optique de transmission de faisceaux laser. Les terminaux sont constitués par des « télescopes de Cassegrain », derrière lesquels se trouve aménagé soit un émetteur laser, soit un détecteur de lumière laser.



un générateur de 27 MHz, d'une puissance de 50 W.

Il y a d'autres raies qui sont utilisables : certaines donnent un fonctionnement dans le rouge (0,6328 μm), d'autres dans le rouge lointain (3,39 μm). Le pompage utilise alors un autre niveau de l'hélium. Le mélange d'hélium et de néon a donné une émission sur une trentaine de raies, comprises entre 0,6 μm et 60 μm .

DE 0,1161 A 337 μm

Le domaine couvert par les lasers à gaz s'étend depuis la raie 0,1161 μm de l'hydrogène moléculaire, jusqu'à la transition 337 μm qui correspond à la longueur d'onde d'une vibration-rotation de la molécule CH_3CN . Cette longueur d'onde se situe dans le domaine submillimétrique, où l'on commence à trouver des sources d'hyperfréquences.

Pour les applications actuellement envisagées, trois lasers ont été particulièrement développés :

- Le laser à hélium-néon, fonctionnant à 0,6328 μm , à cause de ses propriétés de cohérence temporelle et spatiale ;

- Le laser à argon ionisé à 0,4880 μm , qui est le plus puissant dans le domaine visible ;

- Le laser à gaz carbonique, à 10,6 μm , à cause de son excellent rendement et des puissances importantes qu'il permet d'atteindre.

Ces lasers correspondent aux trois grands types de lasers à gaz : atomiques, ioniques et moléculaires. Le tableau I groupe les principales raies laser avec leurs performances caractéristiques. Ces performances ne correspondent pas aux valeurs les plus élevées

obtenues en laboratoire, mais donnent une idée du fonctionnement de lasers typiques.

Les lasers atomiques donnent une émission provoquée par des transitions électroniques de l'atome neutre ; ce sont les gaz rares qui sont les plus employés. Leur domaine spectral s'étend depuis le rouge jusqu'à l'infrarouge lointain. Ils fournissent, en général une émission continue de quelques milliwatts. Les régimes d'alimentation sont à haute impédance : par exemple, un courant de 50 mA et une tension de 5 kV pour un tube de 1 m de long.

Pour les lasers ioniques, au contraire, on utilise des alimentations à basse impédance (tension de 250 V et courant de 30 A) pour obtenir une puissance de l'ordre du watt sur la raie 0,4880 μm de l'argon ionisé. Environ une vingtaine d'éléments donnent des raies lasers par ionisation : de nombreuses émissions ont été mises en évidence sur des gaz rares ou des vapeurs métalliques une ou plusieurs fois ionisés. Le domaine de tels lasers couvre le spectre visible et le proche ultra-violet (tableau II).

Dans les lasers moléculaires, trois sous-groupes peuvent être distingués :

TABLEAU I. — LES RAIES LASER

Longueur d'onde (micromètre)	Gaz	Puissance (watt)	Durée (s) en fonctionnement impulsif
0,2358	Ne ⁺⁺⁺	1	0,1
0,3371	N ₂	100 000	0,01
0,3507	Kr ⁺⁺	0,3	
0,4880	Ar ⁺	10	
0,4880	Ar ⁺	10 ³	2
0,5313	Xe ⁺⁻ Ne	5	20
0,6328	He-Ne	0,1	
1,1523	He-Ne	0,05	
2,0261	Xe	0,02	
3,3912	He-Ne	0,02	
10,59	CO ₂ -N ₂ -He	100	
10,59	CO ₂ -N ₂ -He	1 000	100
10,59	CO ₂ -N ₂ -He	10 000	0,05
27,9	H ₂ O	10	1
336,7	CH ₂ CN	0,005	

TABLEAU II. — LES ÉLÉMENTS QUI FOURNISSENT DES TRANSITIONS LASER IONIQUES

Carbone	Azote	Oxygène	Fluor	Néon
Silicium	Phosphore	Soufre	Chlore	Argon
Germanium	Arsenic	Sélénium	Brome	Krypton
Etain	Antimoine	Tellure	Iode	Xenon

— En impulsions très courtes, à partir des états électroniques de la molécule d'azote, on trouve toute une série de raies vers 0,337 et 0,357 μm . Les puissances de crête peuvent atteindre le mégawatt.

— Beaucoup de raies sont issues de niveaux de vibration-rotation des molécules d'oxyde de carbone (CO), d'eau (H₂O), etc. Elles s'étendent depuis le proche infrarouge jusqu'aux ondes submillimétriques. Les transitions sont observées dans des décharges en impulsions à fort courant et à tension élevée. On a quelquefois réalisé un fonctionnement continu, mais à très faible puissance.

— Des molécules de gaz carbonique (CO₂) et d'oxyde d'azote (N₂O) donnent des transitions laser infrarouges vers 10 μm . Elles sont caractérisées par un rendement élevé, pouvant atteindre 20 %, voire plus.

Le laser à CO₂ est particulièrement remarquable en raison des excellents rendements que l'on peut obtenir. Ainsi, en utilisant un laser azote-dioxyde de carbone (N₂-CO₂), une décharge excitera au préalable les molécules « adjuvantes » d'azote ; celles-ci céderont ensuite leur énergie aux molécules actives de CO₂ : le rendement théorique de ce processus est de 40 % ; en pratique, les rendements globaux effectivement obtenus, pour un laser N₂-CO₂, atteignent 25 %, ce qui constitue un record pour tous les lasers actuellement connus.

LE LASER He-Ne

Le laser hélium-néon, fonctionnant à 0,6328 μm est le plus connu, le plus utilisé et le plus facile à mettre en œuvre. Inventé voici 12 années, il reste très intéressant, en raison essentiellement d'un prix et d'un encombrement comparativement faibles. Ce laser

a d'ores et déjà franchi le seuil de crédibilité commerciale. A son propos, on parle souvent de « torche-laser », réellement portatif, les dimensions hors tout, alimentation électrique comprise, étant de quelques dizaines de centimètres de longueur, et quelques centimètres de diamètre.

Les dimensions de ce type de laser devraient encore diminuer par l'évolution vers la miniaturisation à l'extrême des composants du laser. Ainsi un chercheur des Bell Telephone Laboratories, Peter Smith (photo n° 2), est parvenu, au début de cette année, à faire fonctionner un laser à hélium-néon dans un tube capillaire de 430 μm de diamètre intérieur ; d'une longueur de 20 cm environ, ce laser miniature génère un faisceau dont la puissance se situe aux environs du milliwatt.

La panoplie des lasers à gaz atomiques se complète actuellement par l'apport de transitions de certaines vapeurs métalliques, tel le cadmium, qui, excité par transfert à partir de l'hélium, fournit une raie laser à 0,4416 μm , avec des puissances atteignant 100 mW (photo n° 4). Une autre

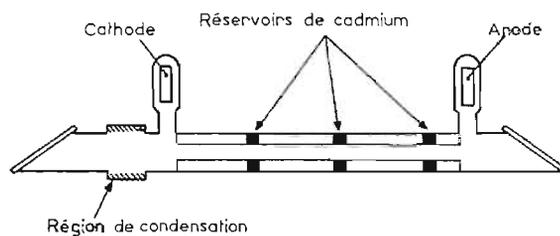


Fig. 3

capable de produire un faisceau ultraviolet (0,3250 μm) de 2,5 mW, ou encore un faisceau bleu (0,4416 μm) de 12 mW. Ce laser coûterait, selon W.T. Silfvast, aussi cher qu'un laser à hélium-néon de même puissance.

Dans les lasers He-Cd classiques, la vaporisation du cadmium se fait dans une installation de chauffage annexe ; un circuit de commande est nécessaire pour que la pression de vapeur soit optimale dans le tube laser. Silfvast a éliminé l'installation de chauffage et le circuit de contrôle, et il a utilisé une simple connexion électrique pour vaporiser le cadmium et exciter le laser.

Une autre innovation apportée par Silfvast est la présence de

LE LASER IONIQUE : DEPUIS 1964

Dans sa description la plus élémentaire, l'atome se compose d'un noyau et d'électrons qui ne peuvent se mouvoir que suivant certaines orbites. Chaque fois qu'un électron change d'orbite, il émet ou absorbe un photon.

Chaque orbite est représentée par un niveau d'énergie ; le niveau d'énergie le plus faible, ou niveau fondamental, correspond, pour chaque électron, à l'orbite la plus stable. Selon la loi, dite de Boltzmann, plus le niveau d'énergie est élevé, moins il y aura de chances que le niveau soit « occupé ».

En fournissant aux électrons une énergie supplémentaire, on modifie la répartition d'équilibre thermodynamique : le système devient alors instable et tend à revenir à son état d'équilibre, en émettant de la lumière.

Si l'on excite fortement un atome, l'un de ses électrons finira par se détacher de l'atome ; tous les autres électrons auront alors leurs orbites modifiées car les forces régissant les interactions entre électrons et le noyau auront été perturbées par l'absence de l'électron éjecté. Par conséquent, les photons émis par les électrons, dans leurs nouvelles orbites, auront des énergies différentes de celles observées avec l'atome non ionisé.

Le spectre de l'atome non ionisé est appelé spectre I ; celui de l'ion : spectre II ; celui de l'atome deux fois ionisé, ayant donc perdu deux électrons : spectre III.

C'est W.E. Bell qui, en 1964, réalisa le premier laser ionique en envoyant des impulsions de courant dans des mélanges mercure-hélium et mercure-néon. Il obtint deux raies laser visibles provenant du spectre de l'atome de mercure ionisé. Le mercure s'ionise facilement, surtout en présence d'hélium et de néon, ce qui justifie le choix de Bell.

Afin de tenter de mieux comprendre les phénomènes, les Français G. Convert, M. Armand et P. Martinot-Lagarde étudièrent le comportement des raies laser du mercure dans des mélanges mercure-argon. C'est ainsi qu'ils mirent en évidence une raie bleue à 0,488 μm . Ils découvraient, peu après, une série de raies bleues et vertes qu'ils identifièrent à des transitions de l'argon ionisé.

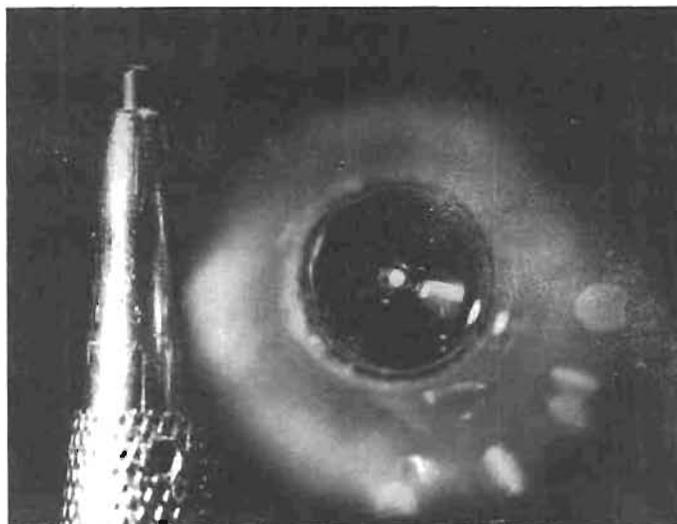


Photo n° 3 : Le point lumineux, au centre, est la tâche formée par le faisceau laser de Peter Smith. Son diamètre est deux fois plus petit que la pointe d'un stylo à bille.

Photo n° 4 : Ce laser à hélium-cadmium est quatre fois plus petit qu'un laser conventionnel (il mesure 375 mm environ). Il produit un faisceau ultraviolet de 2,5 mW.

Photo n° 2 : Peter Smith démontre le bon fonctionnement de son microlaser à hélium-néon.



transition du cadmium donne une raie dans l'ultraviolet, à 0,3250 μm .

W.T. Silfvast, un autre chercheur des Bell Telephone Laboratories a, lui aussi tenté de réduire dans une proportion notable, les dimensions des lasers hélium-cadmium : il est parvenu ainsi à un laser de 375 mm de long,

petits réservoirs de cadmium dans le tube du laser : le métal est ainsi plus aisément distribué dans le gaz subissant l'effet laser.

Silfvast envisage d'appliquer sa technique à d'autres mélanges d'hélium et de vapeur métallique, et en particulier du sélénium (Fig. 3).

On en oublia le mercure, pour étudier l'argon ionisé, dont les raies laser étaient remarquablement intenses. E.I. Gordon, E. Labuda et W.B. Bridges mirent en évidence, toujours en 1964, un régime de décharge continue, où l'effet laser sur les transitions de l'argon était possible. A la même époque, les Français P. Laures, L. Dana et C. Frapard mettaient en évidence des rayonnements visibles des ions du xénon et du krypton, obtenus à partir de collisions atomiques lors de la décharge dans des mélanges gazeux d'hélium-krypton et de néon-xénon.

En été 1964, W.B. Bridges et A.N. Chester obtenaient de nombreuses raies laser sur les gaz rares (sauf l'hélium), sur l'azote, l'oxygène, etc.; toujours sur des niveaux ioniques. Le spectre laser ionique s'étendait alors déjà du proche infrarouge à l'ultraviolet.

Les lasers à gaz ioniques peuvent fonctionner en impulsions ou en continu. Les raies les plus intenses sont celles de l'argon, du silicium, du phosphore, du soufre et du chlore.

A LA RECHERCHE DES GRANDES PUISSANCES

Un grand progrès a été réalisé, dans l'élargissement du domaine des puissances délivrées par les lasers, avec la découverte des lasers moléculaires : en 1961, J.C. Polanyi démontrait la possibilité d'obtenir l'inversion de population entre niveaux vibrationnellement excités de molécules. En 1964, C.K.N. Patel obtint une dizaine de milliwatts continus avec un laser à gaz carbonique aux alentours de 10 μm .

F. Legay et N. Legay-Sommaire ont mis, toujours en 1964, en évidence la possibilité d'obtenir une meilleure inversion de population sur ce gaz, en utilisant de l'azote vibrationnellement excité. Un grand progrès a été effectué lorsque F. Legay et L. Henry, du laboratoire de Spectroscopie moléculaire du professeur Amat, ont construit un laser délivrant une puissance supérieure au watt. Cette réalisation a prouvé qu'il était possible de construire des lasers de grande puissance, et ayant un rendement élevé.

En janvier 1966, un laser de 4,5 m de longueur délivrait, aux laboratoires de la C.G.E. à Marcoussis, une puissance de 280 W, ce qui constituait un record, avec un rendement de 12%. Actuellement, on réalise des lasers $\text{N}_2\text{-CO}_2$ dont le rendement atteint effectivement 25%, ce qui constitue également un record.

Les pressions auxquelles on opère habituellement dans ces lasers sont voisines de quelques millimètres de mercure. Le moyen que l'on emploie pour augmenter la puissance consiste à accroître la pression, du mélange, augmen-

tation se traduisant par une accélération de la circulation des gaz : avec une vitesse des gaz de l'ordre de 200 m/s et une pression de l'ordre de la dizaine de torrs (*), on obtient des faisceaux laser de puissance métrique de l'ordre du kilowatt par mètre de longueur.

Les derniers développements conduisent à envisager des pressions et des vitesses d'écoulement encore plus élevées : le laser supersonique, est d'ores et déjà prévu !

Certains chercheurs ont pensé que rien n'empêchait d'utiliser des pressions voisines de l'atmosphère dans les lasers à CO_2 . Cependant, les problèmes thermiques soulevés sont si ardues à résoudre qu'ils imposaient un fonctionnement par impulsions.

R. Dumanchin, J.C. Farcy, M. Michon et J. Rocca-Serra, aux laboratoires de Marcoussis de la C.G.E., ont réalisé un laser moléculaire pulsé à $\text{CO}_2\text{-N}_2\text{-H}_2$ dans lequel le pompage est produit par utilisation de champs électriques élevés : ils ont choisi une configuration à décharge transversale pour permettre l'emploi de tensions relativement peu élevées, inférieures à 100 kV. La structure réalisée a permis de produire une décharge uniformément répartie entre deux électrodes planes et parallèles, écartées de un centi-

mètre. La pression choisie a été de 800 torrs (soit un peu plus forte que la pression atmosphérique : 760 torrs). Un laser mis en œuvre récemment a donné les premiers résultats suivants :

- énergie de sortie : 130 Joules
- durée totale de l'impulsion : 2 μs .

LES FAISCEAUX D'ELECTRONS EXCITENT LES GAZ

Une innovation récente semble prometteuse : il s'agit de provoquer, au moyen d'un faisceau d'électrons assez énergétiques (100 à 150 keV), l'ionisation du gaz; ces électrons créent une quantité importante d'électrons secondaires qui sont ensuite accélérés par la décharge. Les deux fonctions de la décharge (ionisation et excitation) sont nettement séparées dans ces lasers moléculaires (Fig. 4).

Dans les laboratoires d'Avco-

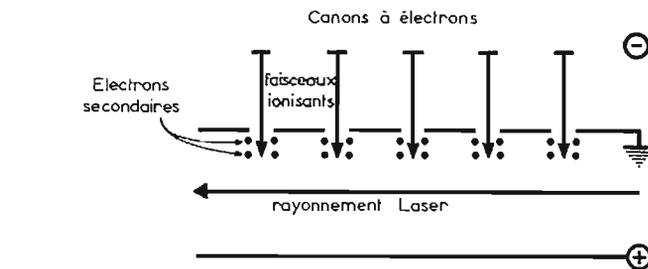


Fig. 4

Everett, des chercheurs ont ainsi obtenu une énergie laser spécifique de 50 joules par litre en excitant un mélange $\text{N}_2\text{-CO}_2\text{-H}_2$ à la pression atmosphérique.

Se basant sur le même principe, les chercheurs d'I.B.M. ont développé, dans le courant de 1971, le laser émettant sur la plus courte longueur d'onde : 0,1161 μm (donc dans l'ultraviolet lointain).

Le nouveau laser, dont parle la Physical Review Letter du 28 février 1972 sous la signature de R.T. Hodgson et R.W. Dreyfus, représente un progrès considérable vers les courtes longueurs d'onde par rapport au record précédent de 1600 Ångströms réalisé par le même Hodgson en 1970. Ces deux lasers utilisent l'hydrogène comme élément actif, mais alors que précédemment on avait un pompage par décharge

En spectroscopie moléculaire classique, ces raies, comprises entre 1161 et 1240 Ångströms font partie des longueurs d'onde des bandes bien connues de Werner.

Les premières expériences avec ce laser montrent que la puissance de sortie à 0,1161 μm est au moins de 500 W par cm^2 . Comme les électrons dans le faisceau cèdent seulement une petite partie de leur énergie à l'hydrogène du laser, il devrait être possible d'augmenter la puissance de sortie simplement en allongeant le laser.

Marc FERRETTI

* Le torr est l'unité de pression qu'emploient les techniciens du vide et qui correspond à 1 mm de mercure ; On a donc :

$$1 \text{ torr} = \frac{1 \text{ atmosphère}}{760}$$

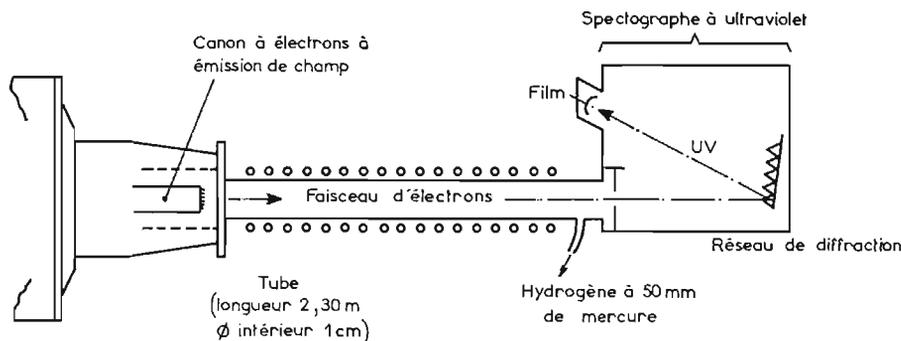


Fig. 5

électrique dans le gaz, le nouveau laser est pompé par un faisceau d'électrons de grande puissance.

Le faisceau d'électrons dont l'énergie est de 400 keV délivre une puissance de 4 milliards de watts au cours d'une impulsion de 3 milliardièmes de seconde. Ce faisceau dont la densité de courant est d'environ 10 000 A par cm^2 , est obtenu par un canon à électrons à émission de champ et se trouve confiné par un champ magnétique, sur l'axe d'un tube de 1 cm de diamètre intérieur (Fig. 5).

Le tube contient de l'hydrogène sous une pression de 20 à 100 mm de mercure. La collision des électrons avec les molécules d'hydrogène à leur état fondamental excite ces molécules et les porte à des niveaux d'énergie supérieurs. A partir de ces états, l'émission stimulée se produit, sans l'aide de miroirs, lors du retour aux bandes supérieures du niveau fondamental.

« B.A. BA EN LASERS » RECTIFICATIF

Une coquille typographique rend peu compréhensible l'exemple numérique donné dans LE HAUT-PARLEUR, en page 43, du n° 1366 (17 août 1972). Il fallait lire :

$h = 6,6252 \times 10^{-34}$ (joule par seconde) pour la valeur de la constante de Planck, et d'autre part :

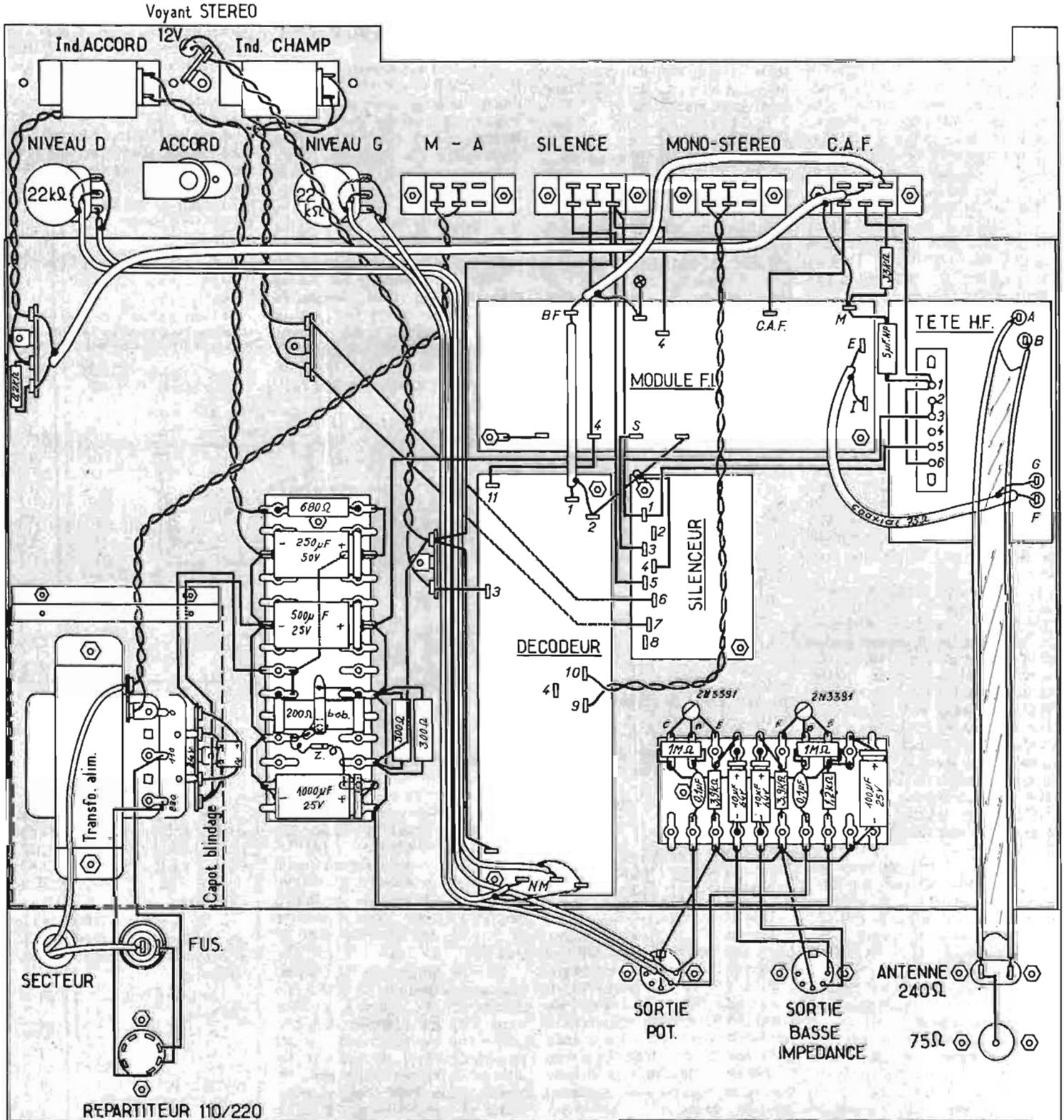
1 électron-volt = 1,6021 $\times 10^{-19}$ joule.

Le rétablissement des signes exacts, dans les exposants permet de trouver effectivement la valeur de la fréquence :

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

TUNER FM STÉRÉOPHONIQUE

« LARGO »



Le tuner FM que nous présentons dans ces colonnes est équipé de modules précablés et réglés «Gorler» faisant appel aux dernières techniques à savoir transistors à effet de champ et circuits intégrés.

D'une présentation sobre et moderne, d'une utilisation simple et rationnelle, ce tuner FM «Largo» de hautes performances peut répondre aux exigences des amateurs de haute fidélité. L'utilisation de sous-ensembles confère à ce tuner FM une parfaite sensibilité indispensable dans le cas d'une réception stéréophonique d'excellente qualité.

PRESENTATION

Comme le laisse entrevoir le plan de câblage de la figure 1, le montage du tuner fait essentiellement appel à quatre modules de base : un module tête VHF avec accord par condensateur variable à quatre cages, un module fréquence intermédiaire équipé de quatre circuits intégrés, un module silencieux et un module décodeur stéréophonique.

Ce même schéma fait ressortir la présence d'un indicateur d'accord à zéro central et d'un indicateur de champ.

L'ensemble de ces modules de base, ainsi que l'alimentation générale et une plaquette facultative préamplificatrice pour sortie basse impédance sont montés comme nous le verrons plus loin sur un châssis conventionnel réservant une disposition rationnelle et pratique.

LA TÊTE VHF

Cette tête VHF assure l'amplification HF des signaux; son schéma de principe est présenté figure 2. Les éléments de cette tête regroupent l'étage d'entrée amplificateur haute fréquence et l'étage mélangeur équipés de deux tran-

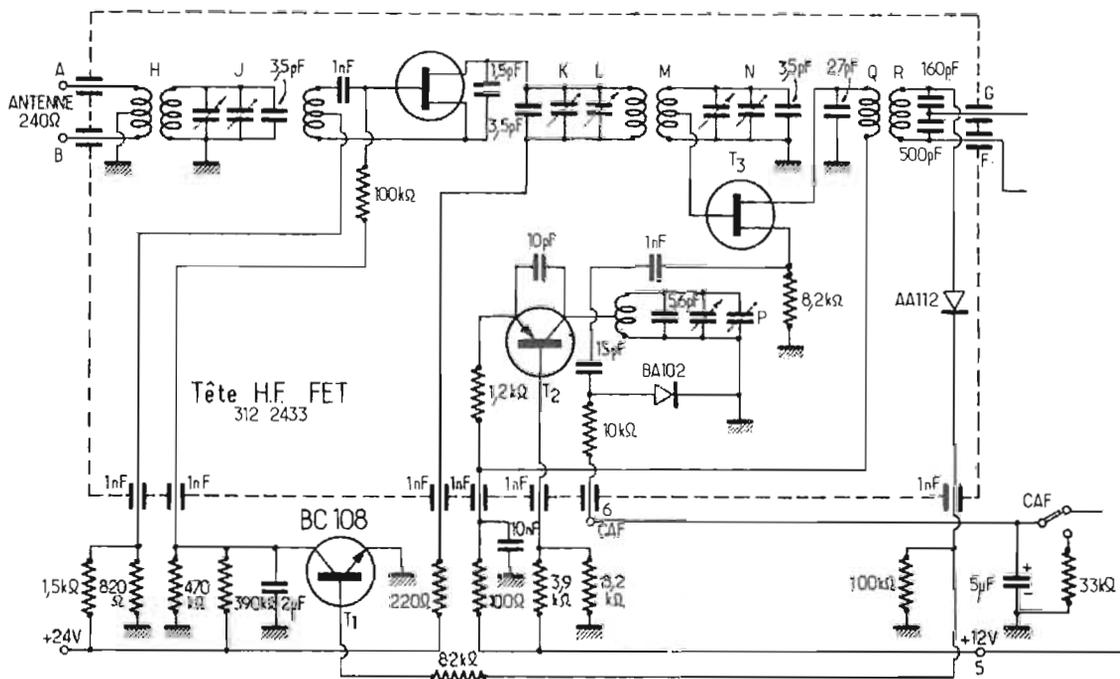


Fig. 2

sistors à effet de champ. Par contre pour l'étage oscillateur on a recours à un transistor germanium

L'entrée s'effectue grâce à l'emploi de deux prises d'antenne sous une impédance de 75 ohms dissymétrique ou 300 ohms symétrique.

Un condensateur variable à quatre cages, pour l'accord des circuits d'antenne, du filtre de bande et de l'oscillateur local, permet d'obtenir une bonne sélectivité. La bande FM ainsi couverte s'étale sur les fréquences de 86,5 à 108 MHz. Une parfaite stabilité est obtenue moyennant l'emploi d'un circuit automatique de gain de la tête HF mettant en jeu un transistor silicium BC108.

La correction automatique de fréquence utilise une diode Varicap qui procure un rattrapage de la fréquence dans les limites d'action de ± 300 kHz.

La sortie est prévue sur la fré-

quence intermédiaire normalisée de 10,7 MHz, et disponible aux bornes du diviseur capacitif de sortie de la tête.

LA PLATINE FRÉQUENCE INTERMÉDIAIRE

Le facteur de bruit déjà excellent au niveau de la tête VHF grâce aux transistors à effet de champ se trouve ici encore amélioré par l'usage de circuits intégrés pour la platine fréquence intermédiaire.

L'amplificateur FI dont le schéma de principe est présenté figure 3 comprend quatre circuits intégrés « μ A703e» qui permettent un gain total très important sans risques d'accrochages. Le boîtier TO5 du circuit intégré μ A703e ne renferme pas moins de cinq transistors et trois résistances. En conséquence, peu d'éléments ou composants extérieurs sont nécessaires.

Quatre transformateurs à cir-

cuits accordés font donc partie intégrante de ce module, suivi d'un détecteur de rapport classique. Un potentiomètre d'équilibrage permet d'assurer la symétrie de la courbe tandis que l'enroulement tertiaire du quatrième transformateur constitue la prise de sortie des tensions BF.

La sensibilité remarquable de cette platine permet d'atteindre 2μ V pour un rapport signal/bruit de 30 dB. La bande passante globale, se situe autour de 160 kHz à -2 dB.

L'alimentation de cette platine s'effectue sous une tension de 12 V seulement, ce qui n'est pas le cas de la tête VHF qui nécessite 24 V.

LE DÉCODEUR STÉRÉOPHONIQUE

Les performances de ce décodeur stéréophonique sont vraiment intéressantes vis-à-vis du peu de composants mis en œuvre.

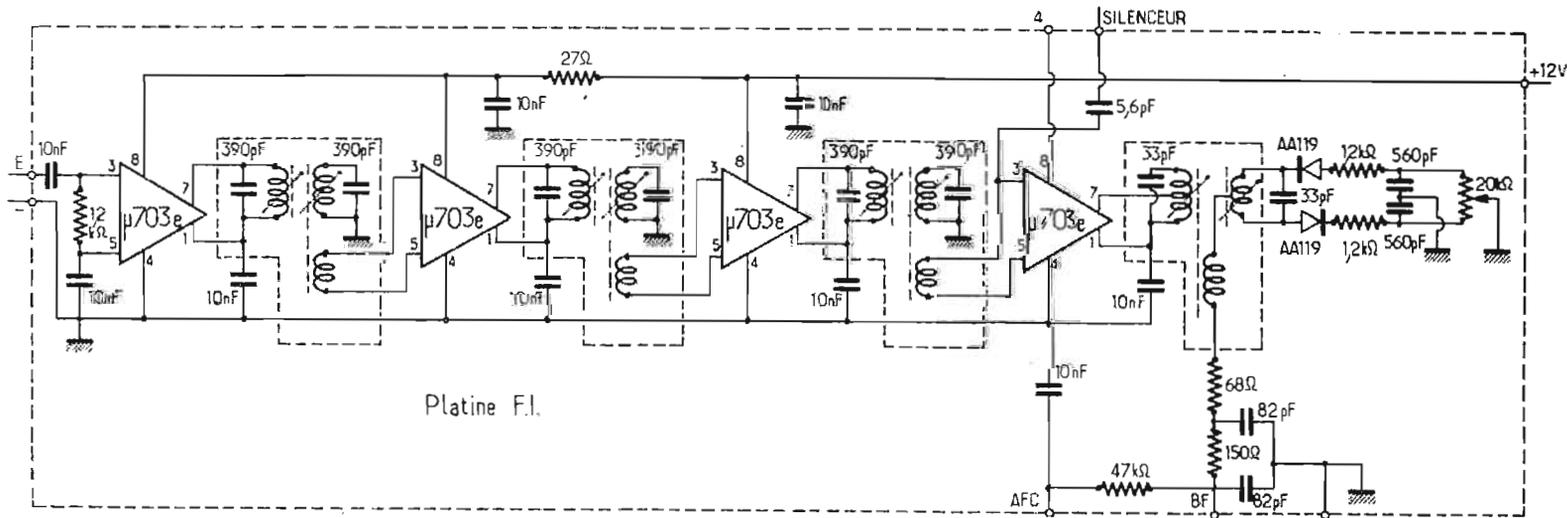


Fig. 3

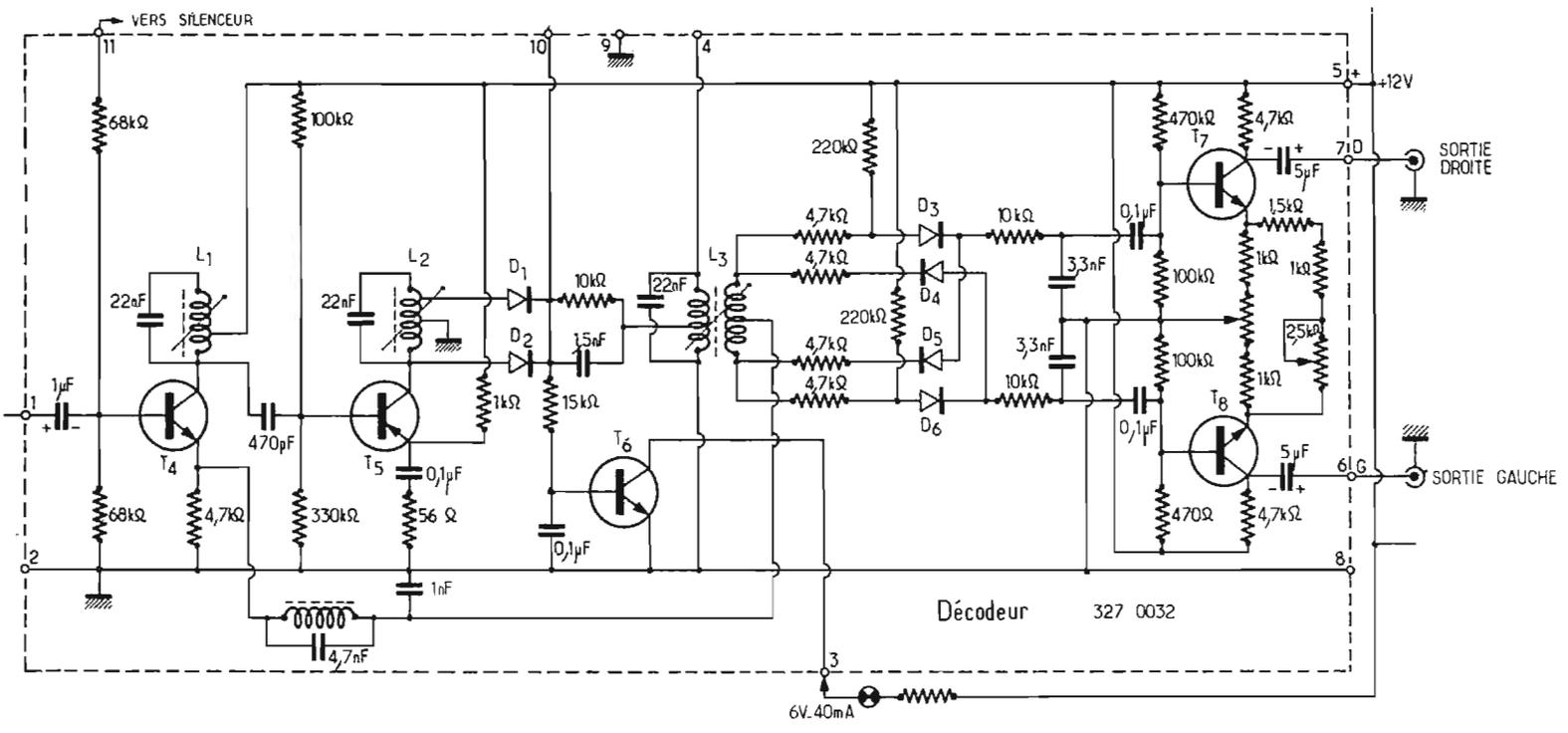


Fig. 4

Le signal complexe de sortie du discriminateur d'environ 300 mV attaque la base du premier étage amplificateur à 19 kHz, fréquence pilote. On retrouve donc dans le circuit collecteur de ce transistor un circuit LC calé sur la fréquence de 19 kHz.

Ce signal déjà amplifié apparaît aux bornes du circuit L_2 au niveau du deuxième étage. Un doubleur de fréquence formé par les diodes D_1 et D_2 reconstitue par redressement bialternance la sous-porteuse à 38 kHz.

Les tensions de 38 kHz nécessaires à la démodulation sont ainsi transmises par l'intermédiaire de L_3 au démodulateur en anneau à quatre diodes D_3, D_4, D_5 et D_6 . Le secondaire à point milieu de L_3 reçoit alors les tensions G - D et G + D prélevées sur le circuit émetteur du premier étage.

Par ailleurs, lorsqu'un émetteur transmet les émissions en stéréophonie avec sous-porteuse à 19 kHz, les tensions de 38 kHz à la sortie du doubleur polarisent un transistor npn dans le sens de la conduction ce qui a pour conséquence d'allumer l'ampoule indicatrice d'émissions stéréophoniques.

Les signaux démodulés sont ensuite désaccrétés à l'aide de cellules RC $10\text{ K}\Omega$ et $3,3\text{ nF}$ avant d'être appliqués aux étages préamplificateurs respectifs.

L'équilibrage du niveau des deux voies du décodeur s'effectue au moyen d'une résistance ajustable insérée dans le circuit des émetteurs des deux transistors préamplificateurs. Un circuit de compensation de diaphonie en fonction de la température est également prévu.

D'autre part, comme la réception confortable d'un programme FM stéréophonique requiert un signal d'antenne environ dix fois plus puissant qu'en monophonie, une commutation mono-stéréo portant les cathodes des diodes D_1, D_2 à la masse supprimant la sous-porteuse, reste possible lors de réception d'émissions lointaines.

L'adjonction de potentiomètres de $22\text{ K}\Omega$ donne la possibilité de jouer sur le niveau de sortie BF séparé des deux canaux du décodeur. Une première prise DIN autorise une sortie directe vers un amplificateur stéréophonique tandis qu'une deuxième prise DIN constitue une sortie à très basse impédance grâce à l'emploi d'un préamplificateur supplémentaire.

Il s'agit en fait d'un très classique circuit collecteur commun dont la figure 5 fait l'objet. Afin de satisfaire aux conditions du montage précité l'entrée s'effectue sur la base tandis que la charge BF se retrouve dans le circuit

émetteur. La tension d'alimentation de ces deux préamplificateurs additifs est prélevée sur la ligne 24 V et abaissée à 16 V au moyen d'une cellule $1,2\text{ K}\Omega/100\text{ }\mu\text{F}$.

LE MODULE « SILENCEUR »

Le dispositif silenceur est très intéressant puisqu'il permet d'éviter le souffle gênant entre les stations lors d'un changement de programme. Il est doté de trois transistors dont le rôle est de bloquer l'étage d'entrée du décodeur lorsque la tête VHF n'est pas accordée sur une émission (Fig. 6).

Pour ce faire, une prise spécialement prévue sur la platine à fréquence intermédiaire permet d'injecter à l'aide d'une capacité le signal 10,7 MHz. Une amplification de ce signal par le premier étage dont le gain est rendu réglable par la résistance ajustable de polarisation de base, est assurée.

Faisant suite au transformateur L_1 une détection est confiée à la diode AA119.

La tension continue apparaissant au niveau de la cathode de cette diode polarise le deuxième étage équipé d'un transistor BC148B. Le tandem NPN et PNP permet alors à l'aide d'un appareil à cadre mobile de renseigner directement sur la valeur utile du champ électrique.

Un inverseur, qui apparaît sur la figure 1, autorise la mise hors-circuit du silenceur en alimentant directement en + 12 V les sorties 4 de la platine FI et 11 du décodeur.

L'ALIMENTATION GÉNÉRALE

Un transformateur d'alimentation permet le raccordement du tuner FM à n'importe quel réseau de distribution. La tension secondaire de 24 V délivrée par le transformateur est appliquée à un pont de diodes afin de réaliser un redressement double alternance (Fig. 7).

Une première cellule de filtrage en π comporte une résistance bobinée à collier permettant d'ajuster la tension de sortie à 24 V pour l'alimentation de la tête VHF. A la sortie du pont de diodes, les deux lucioles des indicateurs de champ et d'accord sont alimentées à travers une résistance série de 680 ohms.

Une deuxième cellule de filtrage $150\text{ }\Omega\text{ }1000\text{ }\mu\text{F}$ suivie d'une Zener stabilisatrice procure les 12 V de tension nécessaire à l'alimentation des autres sous-ensembles.

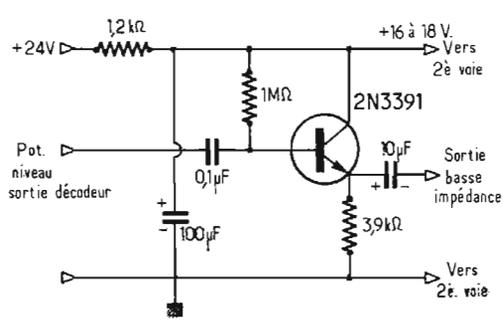


Fig. 5

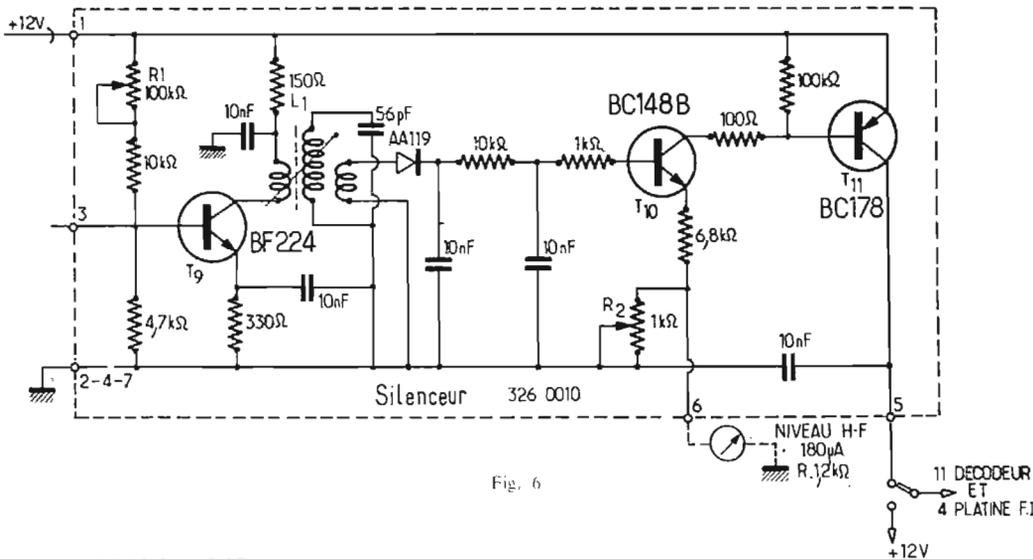


Fig. 6

PERFORMANCES DE L'APPAREIL

- Sensibilité de l'ordre du μ V.
- Bande passante 200 kHz.
- Largeur de bande du détecteur de rapport : 600 kHz.
- Distorsion harmonique $<$ à 0,3 %.
- Suppression fréquence pilote : 40 dB.
- Efficacité CAF : \pm 300 kHz.
- Diaphonie à 4 kHz - 40 dB.
- Rapport signal/bruit - 60 dB en stéréo.
- Gamme de fréquence 87 à 108 MHz.
- Antennes : 75 ohms et 300 ohms symétriques.
- Indicateur de champ.
- Indicateur d'accord.
- Sorties à niveaux réglables séparément. Option pour sortie sur « emitter follower »; fiches DIN.
- Silenceur commutable.
- Alimentation 110/220 V.

MONTAGE ET CABLAGE

Le kit de montage du tuner FM « Largo » a été conçu pour faciliter au maximum sa réalisation par un amateur débutant. Les modèles câblés sur circuit imprimé, devront être manipulés avec précaution. Il est nécessaire de faire un câblage soigné et des soudures correctes avec un fer de puissance moyenne (30 à 40 W).

ORDRE DES OPÉRATIONS DE MONTAGE

1. Monter sur la plaque avant du châssis les différents contacteurs, potentiomètres, vu-mètres et poulies.

2. Mettre en place sur le châssis les modules fréquence intermédiaire, décodeur, silenceur **à l'exception de la tête HF.**

3. Fixer le transfo répartiteur, fusible, douilles, antenne et fiches de sortie DIN, ainsi que l'équerre servant à fixer le capot de blindage du transformateur.

4. Câbler la plaquette de sortie basse-impédance et la monter sur le châssis.

5. Câbler la plaquette alimentation et la fixer également sur le châssis.

6. Terminer le câblage de la partie alimentation en reliant la plaquette transformateur et redresseurs.

7. Relier les différents modules entre eux.

8. Câbler les fils qui aboutissent à la tête HF en les prévoyant à la bonne longueur.

9. Mettre en place la tête HF sur l'axe de laquelle on a fixé la poulie d'entraînement et terminer son câblage.

ATTENTION! Pour effectuer

les soudures sur ce module, il y a lieu de débrancher le fer à souder du secteur afin que le champ alternatif créé par ce dernier ne puisse endommager les transistors FET. Sans cette précaution, il y a risque de forte diminution de sensibilité de la tête HF.

10. Réaliser l'entraînement du cadran pour la commande du condensateur variable de la tête HF selon le croquis, poser la face avant gravée et les boutons.

11. Effectuer le réglage de la tension d'alimentation aux valeurs indiquées à l'aide de la résistance bobinée réglable. **Il n'y a pas d'autres réglages à effectuer.**

Lorsque le câblage est terminé, il est recommandé de bien le vérifier avant de mettre l'appareil sous tension.

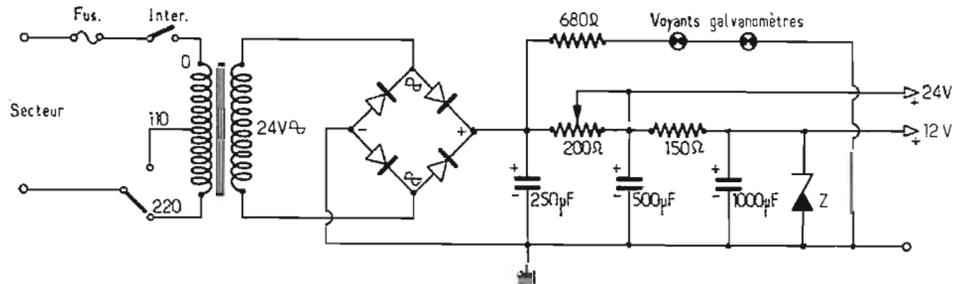


Fig. 7

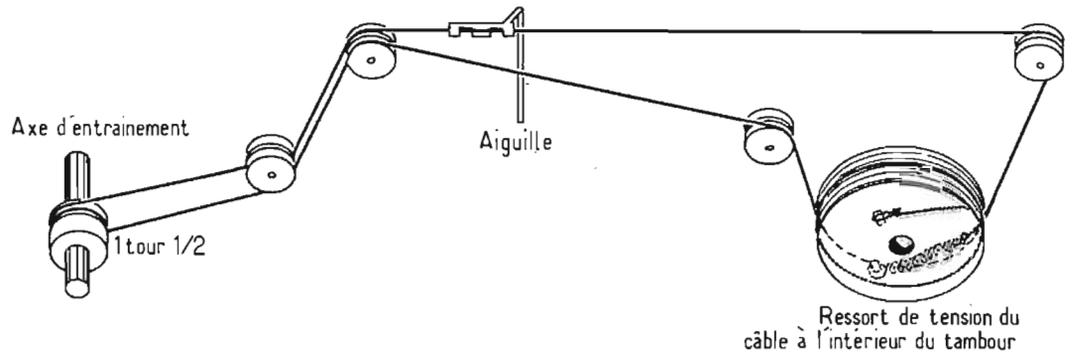


Fig. 8

En cas de difficultés ou de mauvais fonctionnement il est toujours préférable de consulter le fournisseur plutôt que de bricoler soi-même les modules.

TUNER FM « LARGO »

Utilisant des modules « GORLER »

- Tête HF avec transistors FET.
- 4 ÉTAGES FI à circuits intégrés.
- Bande passante FI = 200 kHz.
- DÉCODEUR avec indicateur stéréo.
- Niveau de sortie réglable. CAF commutable.
- 2 GALVANOMÈTRES pour niveau HF et accord.
- Sensibilité : 1 μ V pour S/B à 26 dB.
- Alimentation : 110-220 V.
- Dim. : 350 x 225 x 70 mm.
- COMPLET EN KIT... 790 F

Robur
HAUTE FIDÉLITÉ

102, bd Beaumarchais, PARIS-XI^e
Tél. : 700-71-31 C.C.P. 7062.05 PARIS

L'AUTORADIO GRUNDIG

« WELTKLANG 4800 »

LES constructeurs d'autoradio ont depuis longtemps étudié leurs appareils en vue d'offrir outre les performances maximales en sensibilité et musicalité, une mise en œuvre la plus simplifiée qui soit, afin de ne pas distraire l'attention du conducteur. La formule accord à touches sur stations préréglées est une solution idéale, un simple geste suffit à accorder le récepteur sur la station choisie. Cette formule est malheureusement limitée par le nombre de touches installées. Dans les modèles les plus complets, celles-ci sont limitées à six, à cause de l'encombrement global du récepteur, qui doit être le plus réduit possible, et ne pas dépasser l'encombrement standard, vers lequel tendent toutes les fabrications. Pour tenter de tourner la difficulté, les constructeurs ont mis au point les systèmes de recherche automatique de stations, dispositifs fonctionnant avec une simple pression du doigt sur une touche, et faisant varier l'accord jusqu'à réception d'un autre programme. Les récepteurs à recherche automatique existent depuis longtemps, et constituent le haut de gamme des autoradios. Les dispositifs de recherche automatique mettent en œuvre des circuits électroniques associés à des commandes mécaniques qui doivent être réalisées avec une grande précision, afin d'obtenir un accord se situant au plus près de l'accord optimal. Depuis l'apparition des semi-conducteurs, il est possible de réaliser des systèmes complètement électroniques, grâce aux diodes à capacité variable, l'aiguille et le cadran étant remplacés par un galvanomètre. Les deux versions sont toutefois produites conjointement à l'heure actuelle. Pour simplifier encore la mise en œuvre de la recherche automatique, la touche de commande manuelle est doublée par un dispositif de commande à fixer sur le plancher du véhicule, pour la commande avec le pied.

L'autoradio Grundig WK4800 que nous examinons aujourd'hui



est équipé d'un dispositif de recherche automatique à action mécanique, à commande manuelle ou au pied.

CARACTERISTIQUES

Le récepteur WK4800 est à quatre gammes d'ondes :
 F.M. : 87,5 - 104 MHz
 O.C. : 5,95 - 6,2 MHz (bande 50 m)
 P.O. : 510 - 1620 kHz
 G.O. : 145 - 300 kHz

Destiné à être alimenté sous 12 V ou sous 6 V à l'aide d'un convertisseur séparé, il possède une puissance de sortie maximale de 5 W sur 4 Ω , de 7 W sur 2 Ω (mesuré selon norme DIN 45324). Cinq touches préréglées permettent la mise en œuvre instantanée, une en P.O., en G.O., en O.C., deux en F.M. Un correcteur de tonalité permet d'affaiblir les fréquences graves ou aiguës, avec une position déconnectée. Un sélecteur de sensibilité à deux positions est utilisable pour la recherche automatique des stations, permettant l'arrêt du dispositif sur chaque station détectée, ou seulement sur les plus puissantes. La commande de recherche automatique est doublée par une commande à distance, soit au pied, soit encore manuelle, pour être mise par exemple à la disposition des passagers des places arrière.

Une commande de déploiement automatique d'antenne escamotable est couplée au bouton de mise sous tension. Une fiche DIN permet le raccordement d'un magnétophone en enregistrement ou lecture, utilisant en lecture le bloc basse fréquence du récepteur.

PRESENTATION

La présentation est sobre et classique. A gauche du cadran se trouvent la commande d'arrêt/marche couplée au potentiomètre de volume, et la commande de tonalité à plots. Sur la droite, le bouton de recherche manuelle des stations, avec un sélecteur de sensibilité destiné au dispositif de recherche automatique des stations, autorisant celui-ci à s'arrêter sur toutes les stations, ou seulement sur les plus puissantes. Sous le cadran, les cinq touches à présélection repérées sont surmontées de voyant signalant leur mise en circuit. La touche de mise en route du système de recherche automatique est située à la partie supérieure et centrale du cadran. Le trimer d'antenne est directement accessible par un petit trou percé sur la partie droite du cadran.

Les différents raccordements sont tous situés sur le panneau arrière : cordon alimentation, prise haut-parleur, prise antenne, prise DIN pour magnétophone, prise de télécommande antenne, prise de commande à distance de la recherche automatique.

L'encombrement est réduit, 175 x 42 x 133 mm, pour un appareil de ce genre.

L'examen de l'intérieur de l'appareil nous a impressionné par la quantité de circuits accordables et de transformateurs accordés de filtres, au total 36 ! Le constructeur a été amené par les dimensions de l'appareil, à utiliser des composants miniatures, sans pourtant faire appel aux circuits intégrés. Dans l'état actuel de la technique, les circuits intégrés et les filtres céramiques auraient peut-être pu le dispenser d'utiliser des composants classiques, même miniaturisés,

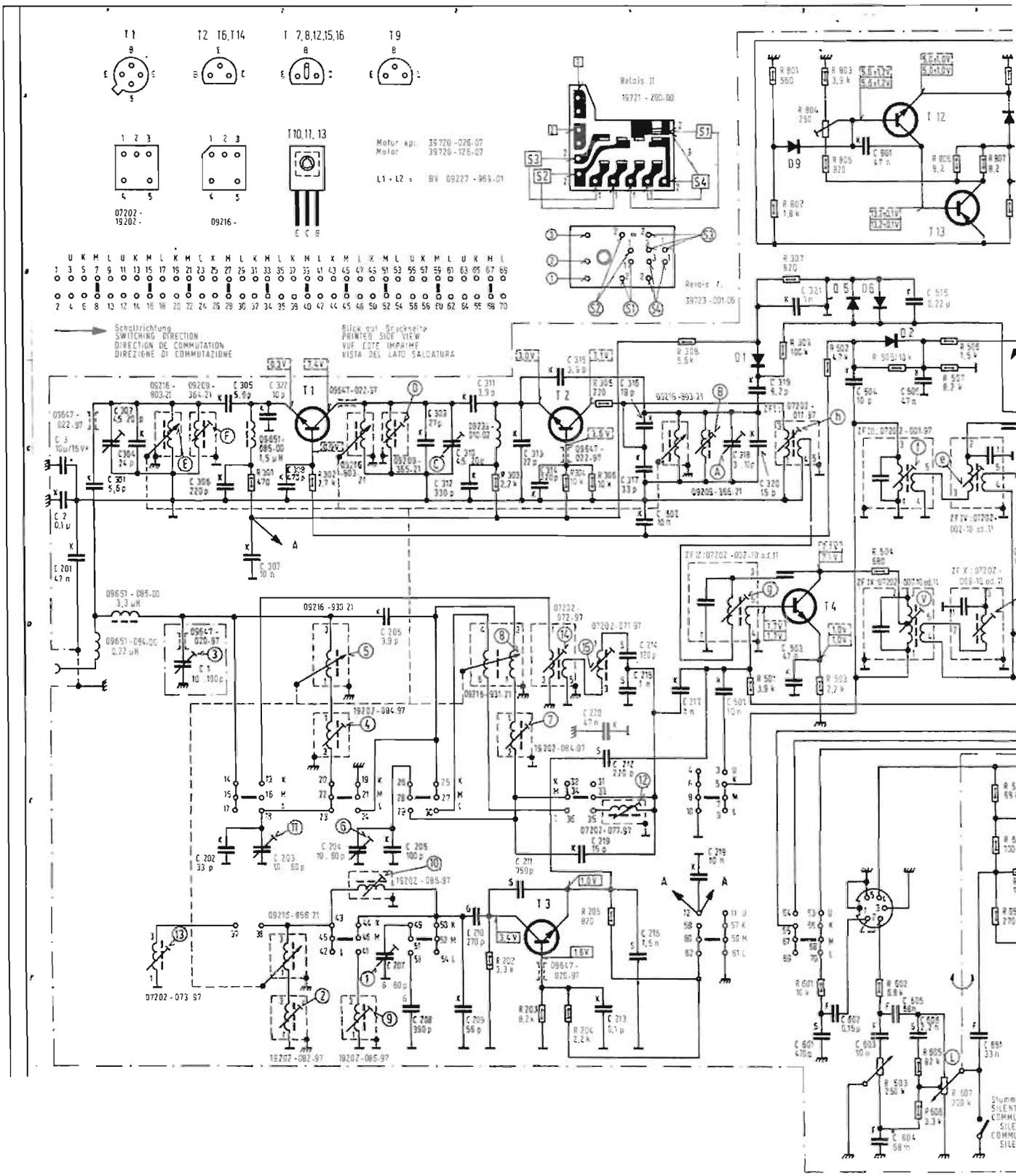
à moins que les performances obtenues ainsi justifient son choix. La réalisation est très soignée, tant du point de vue des circuits que de la mécanique. Le dispositif de recherche automatique est réalisé à l'aide d'un micromoteur associé à deux relais et un bloc de commande électronique. L'inversion du sens d'exploration est directement obtenue en inversant le sens de rotation du moteur. Le fonctionnement du mécanisme est simple et bien conçu. Le moteur entraîne une vis sans fin actionnant une cascade de pignons qui après démultiplication entraînent les variomètres et l'aiguille en passant par un embrayage à friction (voir Fig. 1). Les pignons et la vis sans fin sont en nylon, les mécanismes en alliage léger et matériaux plastiques. Les différents composants sont groupés sur deux circuits imprimés principaux : bloc basse fréquence, et circuits haute fréquence.

DESCRIPTION DES CIRCUITS ET FONCTIONNEMENT (voir schéma)

Tête HF - FM. Cette partie comporte un étage haute fréquence accordé suivi d'un oscillateur mélangeur. L'étage HF, transistor T_1 est monté en base commune, circuit à faible bruit. Un signal de CAG est appliqué sur la base de T_1 , provenant du premier étage FI.

L'oscillateur mélangeur est équipé du transistor T_2 ; un signal d'AFC est appliqué sur la diode à capacité variable D_1 . Ce transistor travaille également en base commune, et nous notons la trappe F_1 placée sur le circuit d'émetteur, en série avec le condensateur C_{312} , destiné à éviter la remontée de la fréquence FI vers l'antenne.

Les condensateurs C_{316} , C_{317} , C_{319} , C_{320} sont à coefficient de température négatif, de manière à stabiliser la fréquence de l'oscilla-



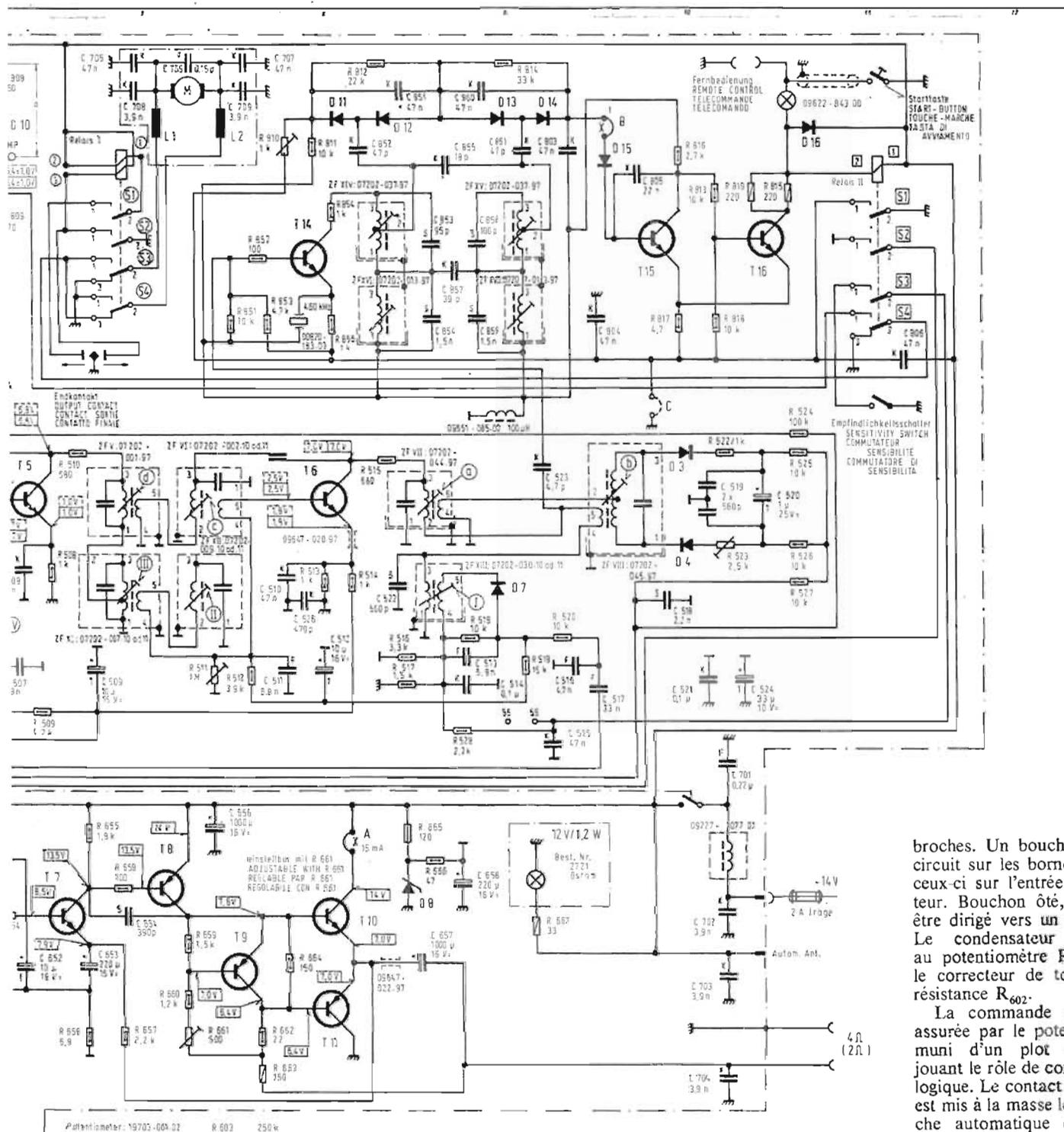
teur local en température, ce qui montre que le constructeur ne s'est pas borné à utiliser un signal d'AFC pour rattraper un glissement de fréquence, mais a essayé d'éliminer celui-ci en rendant l'oscillateur local le plus stable possible.

Tête HF AM. Ce circuit est constitué par un étage mélangeur couplé à l'oscillateur local. Le transistor T_4 étage mélangeur est monté en émetteur commun; les filtres d'entrée sont en π pour les OC et les PO, double en PO. L'attaque est réalisée à travers un

enroulement basse impédance sur la base de T_4 . L'oscillateur local, transistor T_3 , monté en base commune injecte son signal en série avec le signal incident, sur la base de T_4 . Notons la présence de perles ferrite éliminant les oscillations parasites sur les bases des

transistors T_2 et T_3 oscillateurs locaux en FM et AM.

Circuits FI. Les amplificateurs FI sont communs à la FM et à l'AM. En FM, la fréquence est de 10,7 MHz, trois étages fonctionnent en cascade. T_4 utilisé en



broches. Un bouchon avec court-circuit sur les bornes 1 et 2 dirige ceux-ci sur l'entrée de l'amplificateur. Bouchon ôté, le signal peut être dirigé vers un magnétophone. Le condensateur C_{603} associé au potentiomètre R_{603} constitue le correcteur de tonalité, avec la résistance R_{602} .

La commande de volume est assurée par le potentiomètre R_{607} , muni d'un plot de commande jouant le rôle de correcteur physiologique. Le contact relié au curseur est mis à la masse lors de la recherche automatique de station par un dispositif mécanique, ce qui assure le silence lors de la recherche et évite les crachements et parasites.

Les signaux arrivent sur la base du transistor d'entrée basse fréquence T_7 , en traversant le condensateur C_{651} et la résistance R_{654} . La contre-réaction globale provenant des étages de sortie est appliquée sur l'émetteur de T_7 , à travers la résistance R_{557} . Les signaux sont transmis en liaison continue à l'étage suivant T_8 . Le condensateur C_{654} limite la bande du côté des fréquences élevées, ainsi que la résistance R_{658} et évitent les accrochages aux fréquences ultrasonores. Le transistor déphaseur T_9 fournit ensuite les signaux à

AM comme mélangeur est utilisé en FM comme 1^{er} étage FI, suivi des transistors T_5 et T_6 . Ces étages sont neutrodynés à l'aide de condensateurs fixes imprimés. En AM, T_5 et T_6 sont utilisés, avec une FI de 460 kHz. Le détecteur FM est du type détecteur de rap-

port, équipé des diodes D_2 et D_3 . Le signal d'AFC est prélevé sur le condensateur C_{518} , puis redressé par D_5 - D_6 et filtré par le condensateur C_{515} appliqué à la diode D_1 à capacité variable.

En AM, la détection est assurée par la diode D , et le réseau

$R_{518} - C_{513}$. Notons que tous les circuits HF sont découplés soit à la masse soit au + alimentation.

Bloc basse fréquence. Après commutation AM/FM, les signaux traversent le condensateur C_{602} puis arrivent sur la prise DIN cinq

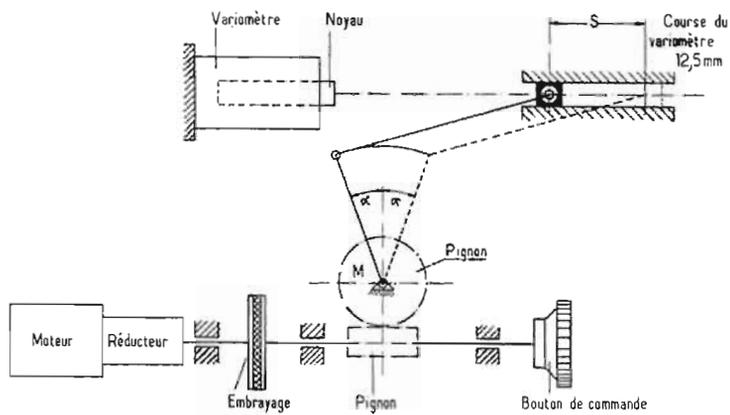


Fig. 1

l'étage symétrique de sortie, équipé des transistors T_{10} - T_{11} . La résistance ajustable R_{661} permet de régler le courant de repos de l'étage final à 15 mA environ, valeur communiquée par le constructeur, la résistance R_{662} stabilise le fonctionnement en température. La liaison aux enceintes est assurée à travers un condensateur de valeur élevée 1 000 μF C_{557} , ce qui représente à 100 Hz : $Z = \frac{1}{C\omega}$

$$\frac{1}{10^{-3} \times 628} = 1,6 \Omega$$

valeur ne perturbant pas beaucoup la liaison. Une régulation de la tension d'alimentation est assurée par la diode zener, D_8 .

Circuit de recherche automatique. Le fonctionnement du dispositif est déclenché par la fermeture d'un contact, assurant le basculement du relais 2. Le moteur est alimenté à travers les contacts 1 et 2 de l'inverseur S_4 du relais 2. L'ampoule disposée en série dans l'excitation du relais 2 évite sa surcharge en cas de fermeture prolongée du contact de mise en action. Lorsque ce contact est relâché, le relais reste excité à travers le transistor T_{16} et les résistances R_{815} et R_{819} disposées dans le circuit collecteur, le circuit étant refermé par le contact S_1 de maintien. Les contacts 1 et 2 de S_2 mettent à la masse le signal BF à l'entrée de l'amplificateur basse fréquence, et court-circuitent l'AFC en FM, pendant la durée de la recherche.

Une liaison est prélevée à travers le condensateur C_{523} sur le dernier circuit accordé ZF VIII, transmettant un signal sur 460 kHz en 10,7 MHz, lorsqu'une émission est trouvée qui est appliqué sur la base du transistor T_{13} . Un filtre céramique est placé dans le circuit émetteur de cet étage, accordé sur 460 kHz, ce qui autorise son fonctionnement sur cette fréquence en AM. En FM, ce filtre présente pour 10,7 MHz une capacité de 220 pF. Dans le circuit collecteur de T_{14} deux circuits sont accordés respectivement sur 460 kHz et 10,7 MHz, qui autorisent le passage de ces deux seules fréquences. Ces circuits sont couplés l'un à l'autre à tra-

vers les condensateurs C_{855} et C_{857} . De ces circuits accordés les tensions sont transmises aux cellules redresseuses doubleuses de tension, D_{11} - D_{12} et D_{13} - D_{14} . Les tensions produites sont de polarité opposée, mais de valeur inégale, le déséquilibre étant dans le sens positif. Lorsque le signal redressé atteint le niveau + 2 V, il est appliqué sur la base de l'étage T_{15} qui bloque le transistor T_{16} , entraînant le décollage du relais 2 et l'arrêt du moteur. La diode D_{15} assure un seuil de fonctionnement d'environ 0,6 V, protégeant les transistors T_{15} et T_{16} contre les parasites de commutation collecteur en provenance du moteur. Le système fonctionne donc en l'absence de signal sur 460 kHz ou 10,7 MHz puis s'arrête dès qu'un signal antenne de niveau suffisant provoque la présence d'un signal FI. Le moteur est court-circuité par les contacts 2 et 3 de S_3 ; il est stoppé très énergiquement par sa force contre-électromotrice et par un frein mécanique actionné par le noyau du relais 2 et solidaire de celui-ci. Le moteur et l'entraînement sont couplés de façon souple à un embrayage à friction pour limiter les fortes sollicitations mécaniques et réduire le couple résistant.

Le commutateur de sensibilité du dispositif permet de désensibiliser le récepteur pour la recherche des stations puissantes, en réduisant de plus de 60 % le gain de

la chaîne FI, par déplacement du point de fonctionnement de celle-ci en shuntant la résistance R_{517} par la résistance R_{528} .

L'inversion du sens de rotation du moteur est réalisée à l'aide du relais R_1 , avec les contacts S_3 - S_4 . Le contact de droite de l'inverseur de fin de course excite un enroulement, le relais colle, et reste dans cet état grâce aux contacts d'auto-alimentation 1-2 de S_2 . En fin de course à gauche, une tension est appliquée sur le second enroulement, à travers les contacts 1-2 de S_1 , qui annule le champ du premier enroulement. Le relais bascule, 1-2 de S_1 s'ouvre, le moteur change de sens de rotation. Les butées de fin de course sont déterminées par les positions maximales des noyaux des variomètres.

Le moteur est réglé en vitesse, à 4 200 tr/mn par l'intermédiaire des transistors T_{12} - T_{13} , qui lui assurent une stabilité vis-à-vis des variations de charge et de tension. Le circuit d'antiparasitage moteur est constitué par les selfs L_1 et L_2 , les condensateurs C_{705} , C_{706} , C_{707} , C_{708} , C_{709} .

MESURES

Les mesures de sensibilité sont consignées dans le tableau I. Les chiffres font ressortir une grande sensibilité, confirmée par les résultats d'écoute. La puissance maximale de sortie s'élève à 4 W eff. à 1 000 Hz sur 4 Ω avec 0,25 % de distorsion harmonique, à 5 W eff. à 1 000 Hz sur 4 Ω avec 6 % de distorsion harmonique, et à 6 W eff. à 1 000 Hz sur 2 Ω avec 8 % de distorsion.

La bande passante basse fréquence s'étend de 90 Hz à 12 kHz à - 3 dB mesuré sur charge résistive de 4 Ω (Tableau II). Le constructeur ne nous ayant pas fourni le haut-parleur préconisé avec l'appareil, nous n'avons pas pu procéder à des mesures aux bornes du haut parleur, et n'avons

pas utilisé un haut-parleur que le constructeur ne fournit pas. Le correcteur de tonalité est à action directe, réduisant les graves ou les aigus sans compensation, la commande de volume possédant un réglage de correction physiologique à bas niveau.

Toutes les mesures ont été faites avec une tension d'alimentation de 14 V. Dans ces conditions, la consommation à vide est de 0,2 A ; à 5 W en sortie de 0,65 A. Le système de recherche électronique consomme de 150 à 200 mA suivant le sens d'exploration. La différence est due au couple résistif, inférieur dans l'un des sens d'exploration. La vitesse d'exploration est de 9,5 secondes, valeur moyenne $\pm 0,2$ seconde dans les deux sens, ce qui nous indique que la régulation de vitesse du moteur est très efficace malgré la différence de couple résistant notée ci-dessus. La différence de fréquence entre l'accord automatique et l'accord exact est inférieure à 0,5 kHz, ce qui est excellent.

Tableau I

Gamme	Sensibilité pour 50 mW en sortie
FM	4 μV
OC	4,5 μV
PO	7 μV
GO	10 μV

Tableau II

Fréquence Hz	Charge 4 Ω dB
80	- 4,5
90	- 3
100	- 2
200	+ 0,5
500	+ 1
1 000	0
2 000	+ 0,5
5 000	+ 1
8 000	+ 0,5
10 000	- 1,5
12 000	- 3

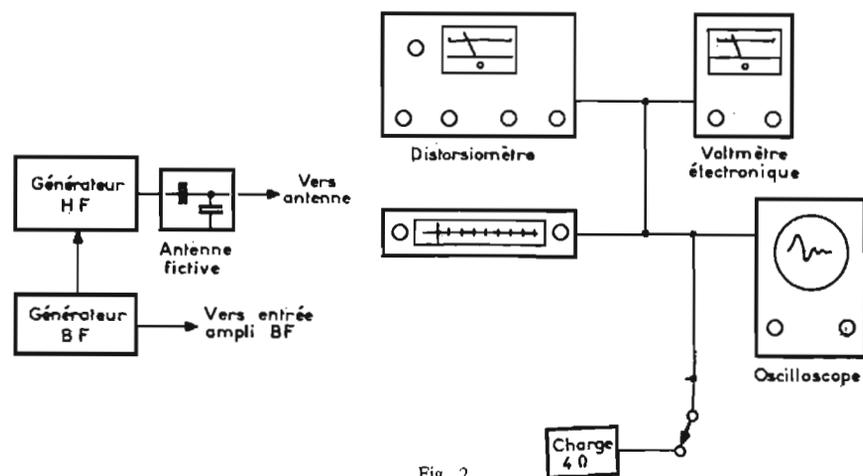


Fig. 2

ECOUTE

Nous avons procédé à l'installation du récepteur sur véhicule dans les conditions habituelles, notre antiparasitage étant parfaitement efficace. Nous avons effectué notre habituel circuit test routier urbain. Le haut-parleur utilisé était du type « polyplanar ». L'écoute s'est effectuée dans de bonnes conditions, avec une réserve de puissance confortable. L'action du correcteur de tonalité permet l'écoute de la parole dans les conditions de réception difficile en réduisant la bande passante. En FM, la sensibilité est excellente; nous avons pu recevoir sur route de nombreuses stations. En AM, les réceptions sont également très confortables. La recherche automatique s'avère un dispositif très agréable d'emploi, la commande de désensibilisation joue parfaitement son rôle. En GO par exemple, le système s'arrête sur Luxembourg, BBC, Europe 1, France Inter, Deutschlandfunk. Avec la désensibilisation enclenchée, le système s'arrête sur Luxembourg, Europe 1, France Inter. Le système est bien conçu, sa constante de temps est courte, permettant son enclenchement même sur des

stations très voisines, avantage mis en évidence sur les ondes courtes où les stations fourmillent. La musicalité est bonne, le constructeur a tiré tout le parti possible de sa réalisation, en permettant la meilleure restitution possible du spectre basse fréquence en réception FM.

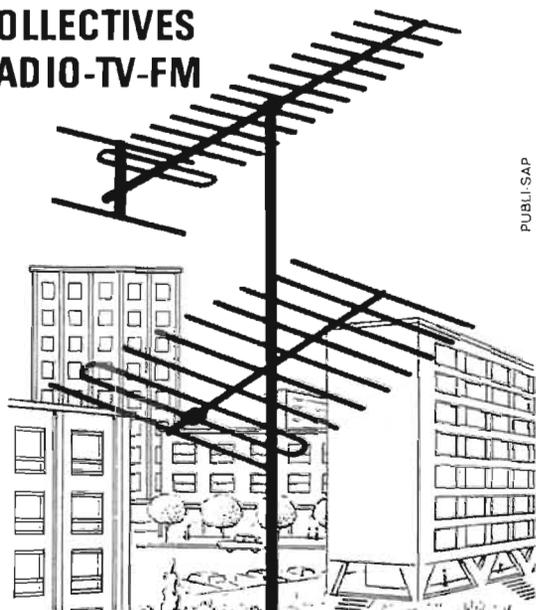
La qualité la plus marquante de ce récepteur, qui nous a particulièrement séduit est sa très grande sélectivité, caractéristique à laquelle le constructeur a apporté tous ses soins en multipliant filtres et circuits accordés, ce qui se traduit par l'absence totale d'interférences en AM.

CONCLUSION

Récepteur très compact, à encastrer, dans tous les tableaux de bord, le WK 4800 offre des performances très satisfaisantes. Le constructeur a concilié les trois caractéristiques essentielles d'un auto-radio; sensibilité, sélectivité, musicalité, sans rien sacrifier sur aucune d'entre elles, mettant ainsi un récepteur homogène sur le marché.

J.B.

pour vos installations d'ANTENNES COLLECTIVES RADIO-TV-FM



PUBLI-SAP

OPTEX

TOUT LE MATÉRIEL D'ÉQUIPEMENT

Coupleurs, amplificateurs, répartiteurs, boîtes de dérivation, etc.

SOCIÉTÉ D'EXPLOITATION DES ÉTABLISSEMENTS

JEAN NORMAND

57, RUE D'ARRAS - DOUAI - Tél. : 88-78-66

Usine à SAVINES-Hautes-Alpes - Tél. 35



LYON RHONE ALPES

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

PRIX
MINI

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

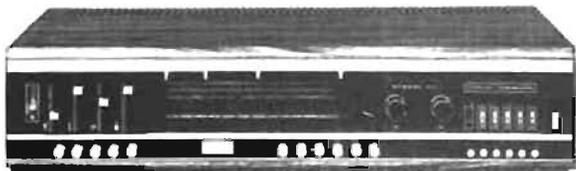
66 COURS LAFAYETTE - LYON 3^e - PARKING TEL 60.26.23

AMATEURS ET PROFESSIONNELS : CONSEILLERS TECHNIQUES

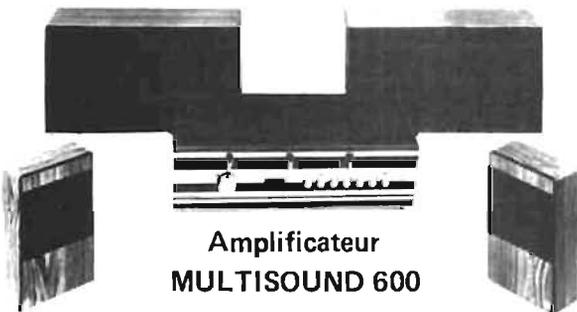
KÖRTING TRANSMARE

NOUVELLE TECHNIQUE HI-FI: TUNER AMPLI 800L

- Transistors Silicium - 2 x 25 W
- Circuits enfichables
- 4 Potentiomètres linéaires
- Bandes de fréquences
14 à 25.000 Hz - $\pm 1,5$ dB
- 17 Touches dont 6 pour les
stations FM pré-réglées.



toute une gamme de VRAIE
Haute Fidélité (DIN 45 500)
Et le fameux MULTISOUND
la solution complète de la QUADRIPHONIE



(adaptable à tout tuner-ampli),
reproduction spatiale des :
ÉMISSIONS RADIO, DES DISQUES
et BANDES MAGNÉTIQUES

QUADRIPHONIQUES, avec 6 possibilités :

- Phase Inverse • Reverse • Réverbération
- Duplex Stéréo • Quadriphonie • Mono

KÖRTING RADIO WERKE GMBH (All.Féd.)

Direction France :

48, Bd de Sébastopol ~ 75 ~ PARIS 3^e

Tél. : 887.15.50 +

Alimentation stabilisée 5 V 50-1 200 mA, à disjoncteur, pour expérimentation des circuits intégrés

PAR suite du développement de la micro-électronique et de la diversification de ses produits — les circuits intégrés — qui sont déjà entrés dans la pratique des amateurs, il est utile de disposer d'une alimentation qui fournisse la tension réduite nécessaire pour les travaux d'expérimentation avec ces circuits.

Une alimentation conçue dans ce but doit être de construction simple, la tension délivrée doit être stable, bien filtrée, et en plus, afin d'assurer la protection des circuits intégrés contre les intensités de courant dangereuses qui pourraient entraîner leur destruction, l'alimentation doit être munie d'un système de sécurité. Dès que l'intensité du courant de sortie dépasse une limite de sécurité qu'on peut fixer dans chaque cas, le système doit se déclencher et supprimer la tension de sortie afin que par le circuit intégré ne passe plus aucun courant.

Le schéma de la figure 1 représente une source d'alimentation qui remplit ces fonctions et qui délivre en sortie 5 V continu, à partir de la tension du réseau courant alternatif de 220 V.

Après la mise en marche au moyen de l'interrupteur bipolaire I, la tension alternative de 12 V appliquée au secondaire du transformateur abaisseur sur le pont formé de quatre diodes est redressée, ensuite filtrée par le condensateur C₁. C'est la tension continue non réglée.

Le circuit de stabilisation, d'un type devenu classique, comporte trois transistors et la diode Zener Dz. La tension sur Dz, dont le courant de travail est fonction de la résistance R₆, est la tension de référence, Uz, qui rend positif par rapport à la masse l'émetteur du transistor NPN, V₁. Ce transistor compare la tension Uz avec la tension de sa base, U_b, qui est une fraction de la tension de sortie prélevée sur le curseur du potentiomètre R₇, et amplifie leur différence qui est le signal d'erreur. Le signal de sortie du BC107 commande le courant du 2N2102 et celui-ci commande à son tour le courant du transistor ballast 2N3055 qui est le courant débité par l'alimentation. Les transistors 2N3055 et 2N2102 constituent une paire Darlington.

Lorsque la tension de sortie augmente, la tension de la base du BC107 augmente aussi ce qui entraîne une augmentation de son courant collecteur-émetteur. Le courant de la base du 2N2102 et donc le courant débité par la paire Darlington diminue. La tension de sortie, égale au produit de la résistance de charge par le courant débité va donc décroître vers sa valeur initiale. Inversement, dans le cas de diminution de la tension de sortie un processus analogue de réglage amorce la croissance du courant débité et rétablit la valeur de la tension.

Le circuit de sécurité (disjoncteur) utilise un élément semi-conducteur, BRY39, du type PNP, qui est un interrupteur commandé (silicon controlled switch, abrégé SCS). Cet élément peut être considéré comme la combinaison de deux transistors (un PNP et un NPN) susceptibles d'être commandés par une seule de ces bases, ou par les deux à la fois, au moyen de la gâchette d'anode, Ga, qui commande la base N du PNP et de la gâchette de cathode, Gc, qui commande la base P du NPN. Les tensions de fonctionnement sont déterminées par R₂, R₃, R₄ et R₅. La tension de Gc par rapport à la cathode est égale à la chute de tension qu'engendre sur R₄ et R₅ le courant de retour de l'alimentation. Une chute dépassant 0,6 V déclenche le passage du BRY39 à l'état de conduction, la diminution de la tension de la base du 2N2102 et le blocage du 2N3055, de sorte qu'en sortie il n'y a plus de tension. Pour rétablir à nouveau l'état de fonctionnement, l'alimentation, qui est restée bloquée, doit être débranchée et rebranchée après quelques instants. Le courant de déclenchement peut être réglé à l'aide de R₅ entre 50 et 1 200 mA, suivant les caractéristiques du circuit intégré alimenté. Le voyant L (6 V/0,05 A) est branché entre l'émetteur du 2N3055 et la cathode du BRY39 pour indiquer la présence de la tension de sortie. Le courant du voyant ne passe pas par R₄, R₅, par conséquent il n'affecte pas le système de protection.

Pour le montage de l'ensemble on utilise une plaquette perforée aux dimensions 155 x 50 mm.

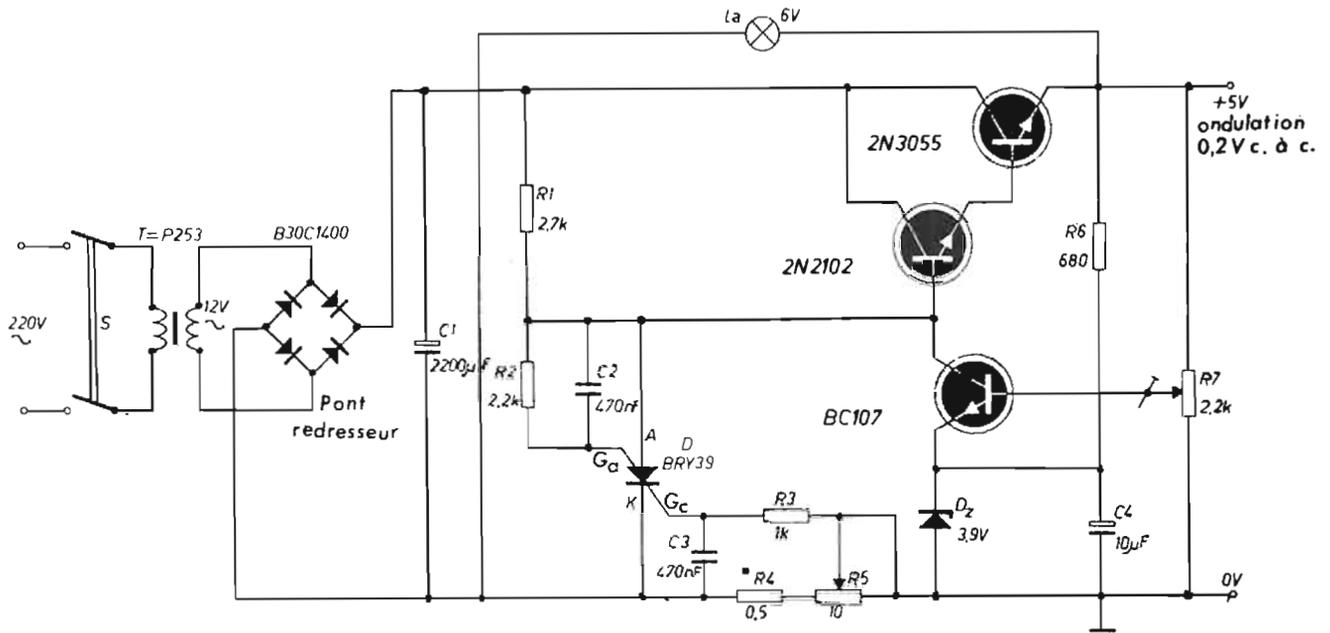
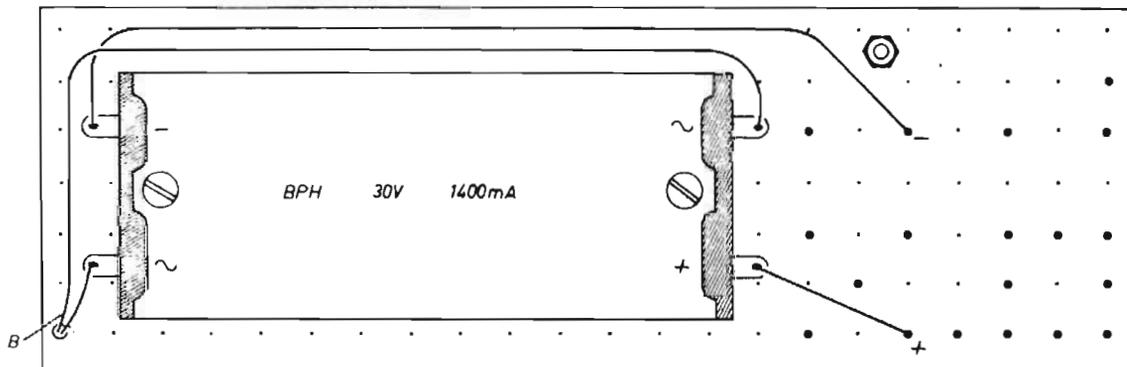
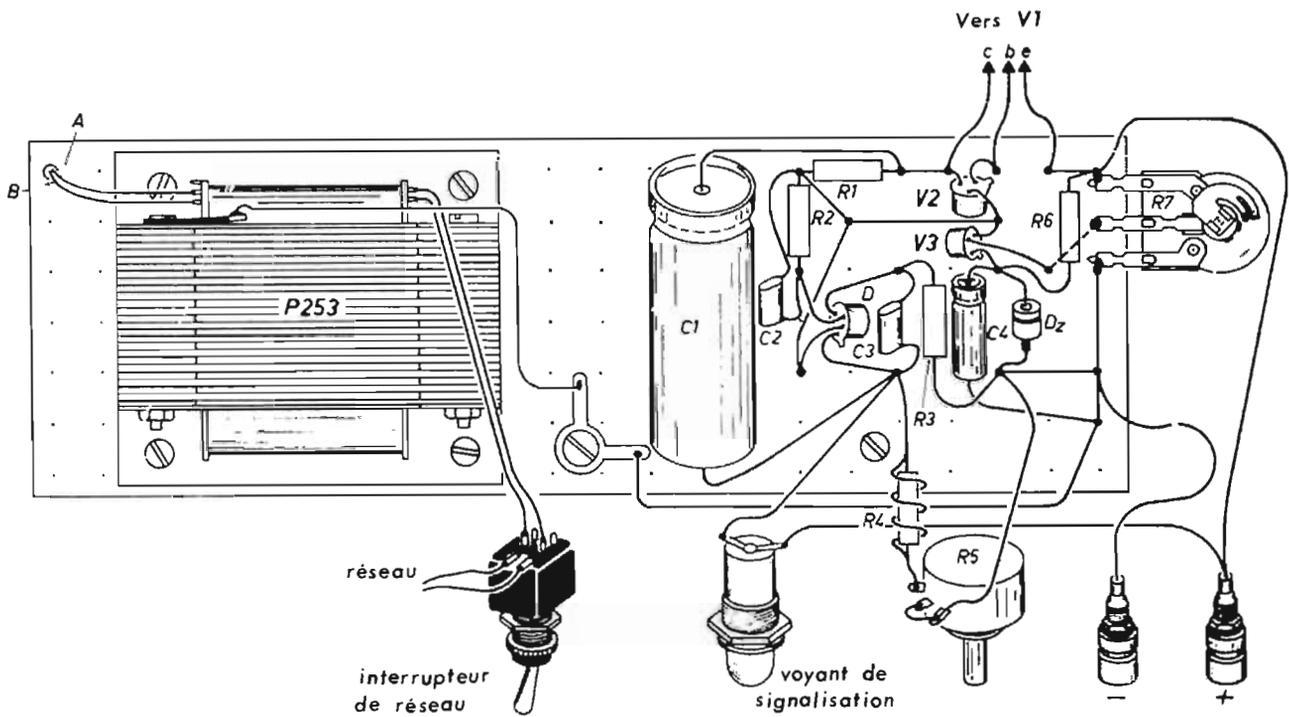


Fig. 1



A

Fig. 2

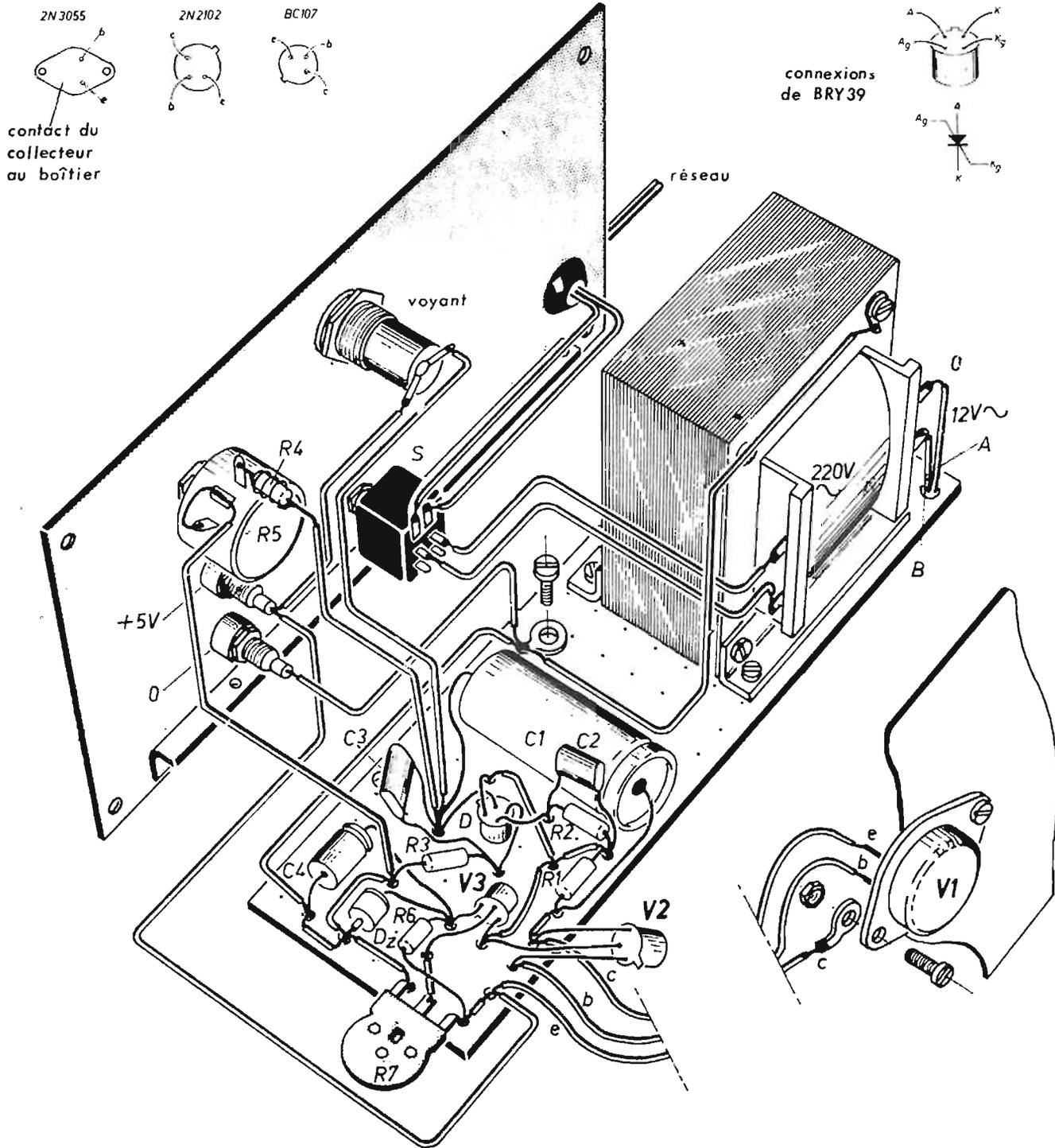


Fig. 3

Comme on le voit sur la figure 2 le pont redresseur est monté sur la face inférieure. Avec un transformateur de dimensions réduites, l'ensemble peut être placé dans une boîte en matière plastique ne mesurant que 155 x 90 x 50 mm. Au moyen d'une cornière la plaque est fixée au panneau frontal, tandis que le transistor de puissance est monté sur un radiateur en aluminium (150 x 85 x 1,5 mm), fixé à son tour au moyen d'entretoises, et constituant le panneau arrière de la boîte. R₄ peut être confectionnée avec du fil résistant, éventuellement bobiné sur une résistance de 1 kΩ.

LISTE DES COMPOSANTS :

- R₁ = 2,7 kΩ, 1/3 W.
- R₂ = 2,2 kΩ, 1/3 W.
- R₃ = 1 kΩ, 1/3 W.
- R₄ = 0,5 Ω/1 W, bobinée, voir texte.
- R₅ = 10 Ω/1 W, potentiomètre bobiné.
- R₆ = 680 Ω, 1/3 W.
- R₇ = 2,2 kΩ, 1/3 W, potentiomètre de réglage.
- C₁ = 2200 μF/35 V.
- C₂ = C₃ = 0,47 μF/400 V.
- C₄ = 10 μF/16 V.
- V₁ = 2N3055.
- V₂ = 2N2102 ou 2N2219A.

- V₃ = BC107 ou AM251.
- D = BRY39.
- D_Z = Diode de Zener 3,9 V, 400 mA.
- Pont redresseur 30 V, 1400 mA.
- Transformateur : primaire 220 V, secondaire 12 V, 1,5 A.
- Interrupteur bipolaire miniature marche/arrêt.
- Support voyant.
- Voyant 6 V/0,05 A.
- 2 bornes : rouge et noir.
- Picots de soudure à fixation par pression pour épaisseur de carte de 3 mm.
- Pertinax perforé 155 x 50 mm.

- Entretoises 10 mm.
- Cornière 130 x 12 x 12 mm.
- Passe-fil en caoutchouc.
- 2 m fil de connexion 0,6 mm.
- Prise mâle et 2 m cordon de secteur.
- Radiateur plan en aluminium 150 x 85 mm, épaisseur 1,5 mm.
- Une boîte en matière plastique et un panneau en aluminium.

Alexandre Halperin.
Documentation :
Radio-Bulletin, août 1972.

ÉTUDE DE L'AMPLIFICATEUR SA 500 A ET DE LA PLATINE PL 12 « PIONEER »

LES progrès technologiques exclusifs — telle la formule, récemment perfectionnée, de production de masse des éléments Hall — ont valu à la firme Pioneer, l'un des plus grands constructeurs japonais de matériel électronique, le titre d'expert du son. Lorsque les organisateurs d'Expo 70, eurent besoin de haut-parleurs spécialement construits pour le Festival Plaza, ils s'adressèrent à Pioneer ; c'est la justification de sa réputation de qualité.

Une réputation de qualité résulte de la perfection de l'ensemble des détails tout comme un bon système de reproduction sonore. Celui-ci combine divers éléments conçus chacun avec le plus grand soin et l'on conçoit que le moindre défaut risquerait de ruiner toute la structure de la chaîne. Depuis plus de 30 ans Pioneer maintient cette réputation de qualité, en matière d'équipements sonores et ceci grâce à des contrôles rigoureux à tous les stades de la fabrication. Du choix des matériaux jusqu'à l'assemblage et aux tests définitifs, le soin le plus méticuleux préside à tout le processus de construction et nous nous en rendons parfaitement compte en examinant les éléments Hi-Fi qui nous ont été confiés.

Le matériel étudié, extrait du catalogue Pioneer comprend l'amplificateur SA500A et la platine PL12AC.

A. — L'AMPLIFICATEUR SA500A

1° Présentation.

La présentation du SA500A, est élégante avec une façade avant en aluminium anodisé et brossé légèrement brun. Deux pièces de bois situées de part et d'autre de la face enrichissent la présentation de façon non négligeable. C'est à ces détails que l'on s'aperçoit souvent que peu de chose donne un air plaisant à un appareil, lequel fait plus penser à un instrument électronique de laboratoire qu'à un élément de chaîne Hi-Fi à intégrer dans un intérieur familial. Le coffret est en tôle peinte de couleur noire. Bien qu'une gamme très grande de possibilités soit prévue,



la disposition des commandes est logique et bien dégagée. Nous trouvons de gauche à droite :

- Un contacteur rotatif à 5 positions permet la mise en route de l'appareil, la sélection d'un groupe A d'enceintes, la coupure des enceintes pendant l'écoute au casque, la sélection d'un 2^e groupe B de haut-parleurs, la mise en service des 2 groupes d'enceintes (A + B).

- La prise de casque stéréophonique au standard 6,35.

- Le voyant indicateur de mise sous tension.

- Les réglages de tonalités graves et aigus. Ces deux commandes sont à plat.

- Les réglages de volume à axe concentrique sont du type à friction. Cette disposition évite l'utilisation d'un réglage de balance.

- Le sélecteur des entrées permettant l'utilisation de 2 platines tourne-disques (Phono 1, Phono 2), d'un tuner et d'une source extérieure de modulation (Aux.).

- Un contacteur mono-stéréo, du style clé de téléphone.

- Un contacteur Tape Monitor 1, permettant l'utilisation d'un premier magnétophone.

- Un second contacteur Tape Monitor 2 pour un deuxième magnétophone.

- Un contacteur Loudness pour l'écoute à basse puissance avec

tent le branchement d'enceintes de 4 à 16 Ω . Deux prises secteur, l'une en direct, l'autre commandée par l'interrupteur du SA500A, permettent le branchement sur le secteur de la platine tourne-disque ou d'un magnétophone. Un répartiteur secteur doublé d'un fusible de sécurité, permet l'adaptation sur des réseaux 110, 120, 130, 220, 240 V.

2° Etude du schéma.

L'amplificateur Pioneer SA500A est composé de 3 cartes imprimées (Fig. 5), qui mettent en œuvre le préamplificateur d'entrée Phono, le correcteur de tonalité et l'amplificateur de puissance.

a) Le préamplificateur d'entrée (Fig. 1) :

Deux transistors à faible niveau de bruit interne 2SC870 et 871 constituent les éléments actifs du préamplificateur. Les tensions BF issues de la cellule magnétique sont injectées à l'entrée du module préamplificateur par l'intermédiaire du contacteur S₁-2F qui sélectionne les entrées Phono 1 ou Phono 2. La base de Q₂ est polarisée par une résistance R₁₂/470 k Ω reliant la base de Q₂ à l'émetteur de Q₄. Cette disposition, en fixant une contre-réaction en continu évite le glissement du point de fonctionnement de Q₂ et Q₄ en fonction de la température. Prises sur le col-

compensation physiologique de la courbe de réponse. Ce dispositif relève les graves et les aigus rendant l'écoute faible très agréable.

- A l'arrivée de l'ampli SA500A nous trouvons les 2 entrées Phono, l'entrée Tuner, l'entrée Auxiliaire, les 2 entrées et sorties Tape Monitor. Toutes ces prises sont du type RCA/CINCH. Un correcteur DIN à 5 broches double les prises Cinch Tape Monitor 2. Deux groupes de prises spéciales polarisées permet-

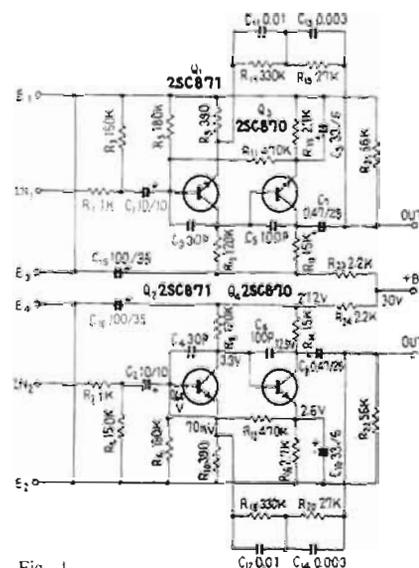


Fig. 1

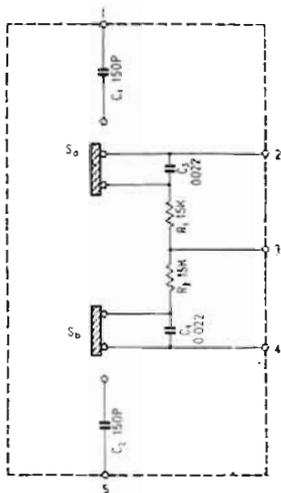


Fig. 2

lecteur de Q_2 aux bornes de la résistance de charge de $120\text{ k}\Omega$, les tensions BF sont envoyées directement sur la base de Q_4 . La polarisation de ce transistor est donnée par la tension aux bornes de R_8 . L'émetteur est relié à la masse par une cellule de découplage R_{16}/C_{10} .

La contre-réaction sélective entre l'émetteur de Q_2 et le collecteur de Q_4 est constituée de 2 cellules RC parallèles. Il s'agit de $R_{18} - C_{12}$ et $R_{20} - C_{14}$. Par ses propres constantes de temps, le réseau RC de contre-réaction modèle la courbe de réponse de l'étage préamplificateur selon les normes internationales RIAA. On peut être assuré qu'entre 20 Hz et 20 kHz, la réponse à la lecture d'un disque de fréquences gravé selon les normes, sera linéaire à $\pm 1\text{ dB}$.

Pour éviter toute instabilité du montage, le constructeur a prévu des condensateurs C_4 et C_6 limitant la bande passante au-delà du spectre audible.

La sensibilité d'entrée en PU magnétique (Phono 1 et 2) est de $2,5\text{ mV}$ pour 200 mV à la sortie du collecteur de Q_4 (et Q_3). Etant donné que les cellules de haute qualité genre ADC10E ou Shure V15/II ont un niveau de sortie plutôt faible, l'on voit que l'amplificateur SA500A convient très bien avec ces transducteurs électrodynamiques.

b) Le correcteur de tonalité (Fig. 3).

Entre la sortie du préamplificateur magnétique (ou les entrées haut niveau) et le module correcteur de tonalité se trouve le potentiomètre de volume associé à 2 réseaux RC (Fig. 2), ceux-ci sont mis en service lorsque la touche Loudness est enclenchée. A ce moment, les fréquences graves aiguës se trouvent relevées par rapport aux fréquences médium

(1 000 Hz).

Le curseur du potentiomètre de volume attaque la base du transistor 2SC870, seul élément actif dans le circuit de réglage de tonalité; cette disposition permet d'ailleurs de compenser l'atténuation apportée par les réseaux de correction grave et aiguë. Le transistor 2SC870 monté en émetteur commun est polarisé par un montage boot-strap, lequel a surtout pour but de relever l'impédance d'entrée du montage, donc de ne pas amortir les circuits précédents.

Deux potentiomètres VR_1 et VR_2 constituent les éléments de réglage de tonalité en association avec les capacités $C_9 - C_{11} - C_{13} - C_{15}$.

c) L'amplificateur de puissance (Fig. 4).

A la sortie du correcteur, les

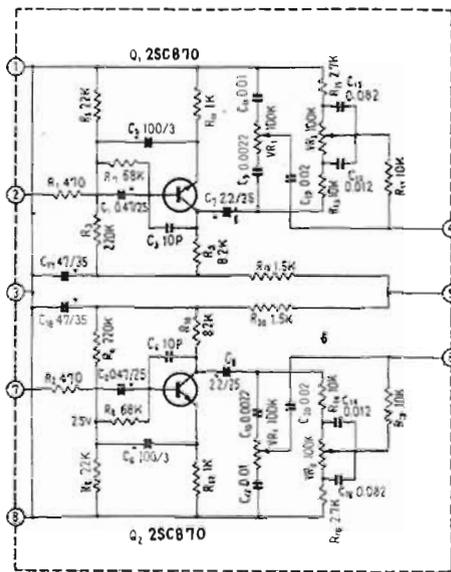


Fig. 3

modulations BF prises sur les curseurs de VR_1 et VR_2 sont envoyées à l'entrée de l'amplificateur de puissance sur la base du transistor $Q_1/2SC732$. Celui-ci est polarisé par un pont diviseur constitué de R_3 et R_5 . Dans le collecteur de Q_1 , aux bornes de R_7 ($4,7\text{ k}\Omega$) les tensions amplifiées sont dirigées sur la base de $Q_3/2SC734$ par un condensateur $C_3/3,3\text{ }\mu\text{F}$. La base de Q_3 est polarisée à partir du point milieu de l'étage de sortie; la variation de $VR_1/68\text{ k}\Omega$ permettra donc de régler la symétrie et l'écrêtage identique des 2 alternances à la puissance maximale.

Dans le circuit émetteur de Q_3 , une cellule de stabilisation $R_{17} - C_{11}$, évite l'emballement thermique et compense les dispersions existant au niveau du transistor Q_1 . Un

condensateur $C_{12}/100\text{ pF}$ en limitant la bande passante augmente la stabilité du montage.

A partir du collecteur de Q_3 , les signaux sont dirigés sur les bases des transistors déphaseurs Q_5 et Q_7 . La polarisation inter-bases de Q_5 et Q_7 , destinée à éviter la distorsion de croisement à basse puissance et l'emballement thermique à haute puissance met en œuvre une résistance ajustable $VR_3/100\text{ }\Omega$ shuntée par $R_{19}/100\text{ }\Omega$, une thermistance TH_1 shuntée par $R_{31}/39\text{ }\Omega$, et une diode de seuil $D_1/SV - 4\text{ A}$. Le défaut de raccordement des 2 alternances par un réglage incorrect de VR_3 , amène une musicalité, sur du piano par exemple, qui fait penser à un haut-parleur décentré.

Les transistors Q_3 et Q_5 2SA561 et 2SC734 respectivement PNP et NPN assurent le déphasage du signal disponible sur le collecteur du transistor Q_3 .

Les deux transistors de puissance Q_9 et Q_{11} attaqués par des signaux déphasés de 180° débient alternativement dans la charge qu'est le haut-parleur par l'intermédiaire d'un conducteur $C_{19}/2\text{ }200\text{ }\mu\text{F}$. Cette valeur est suffisamment élevée pour éviter toute chute d'amplitude aux fréquences basses. Entre le point milieu du push-pull et de part et d'autre de C_{19} partent les circuits de contre-réaction ($R_{37} - R_{39} - C_{17}$) vers l'émetteur non découplé du transistor d'entrée $Q_1/2SC732$.

Dans les émetteurs des transistors de puissance Q_9 et $Q_{11}/2SD234$ se trouvent placées des résistances de $0,5\text{ }\Omega$ qui sont destinées à limiter le courant, donc à éviter l'emballement thermique et à linéariser les paramètres (en particulier le gain en courant β). Un circuit RC série $C_{21} - R_{41}$ placé en parallèle sur l'enceinte limite la montée en impédance de celle-ci

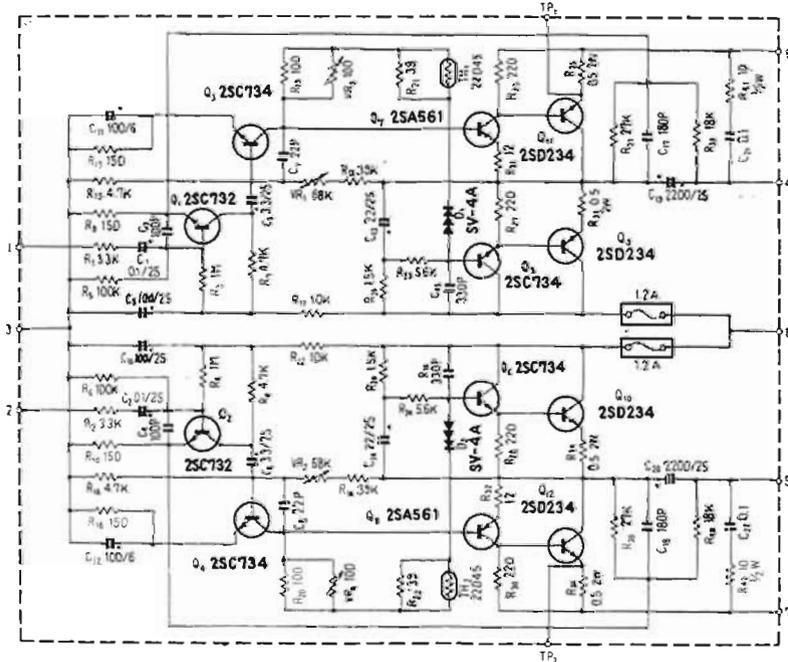


Fig. 4

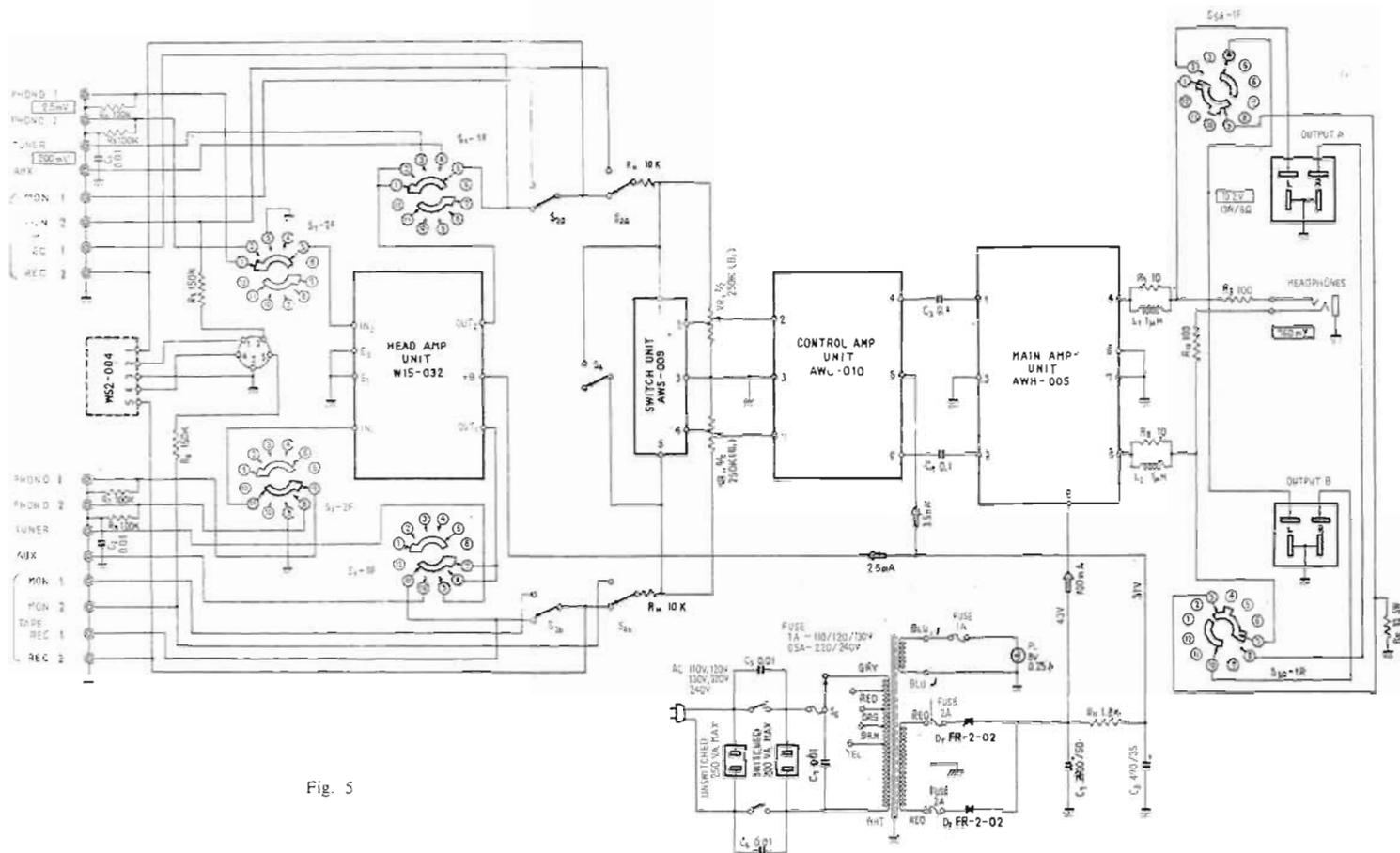


Fig. 5

aux fréquences élevées. Un fusible extérieur accessible à l'utilisateur protège l'étage final contre les surcharges.

d) L'alimentation.

Un transformateur dont le primaire est commutable sur 110 V à 240 V, alimente un circuit de redressement bi-alternance au secondaire. Deux diodes silicium FR2-02 fournissent la tension de + 43 V nécessaire au module amplificateur de puissance. Une cellule de découplage $R_{11} - C_5$ alimente en + 31 V les modules correcteurs de tonalité et préamplificateurs d'entrée.

e) Circuit de sortie HP et casque.

A la sortie du module amplificateur de puissance après le condensateur de 2 200 μF , se trouve un circuit LR parallèle constitué d'une inductance de 1 μH et d'une résistance de 10 Ω . Ce réseau évite l'introduction de signaux à haute fréquence par la ligne HP dans le circuit de contre-réaction, ce qui ne manquerait pas de nuire à la stabilité du montage amplificateur de puissance.

Le contacteur S5a-1R / S5a-1F peut mettre en service une paire d'enceintes, une 2^e paire d'enceintes, lesquelles peuvent fonctionner simultanément ou alternativement. La seule précaution à prendre est de s'arranger pour que l'impédance résultante ne soit pas inférieure à 4 Ω .

Deux résistances de 100 Ω (R_9 et R_{10}) constituent l'atténua-

teur pour alimenter le casque stéréophonique. Après l'atténuation une tension de 760 mV est disponible aux bornes de celui-ci, à la puissance nominale de l'amplificateur, ceci afin d'éviter la destruction des bobines mobiles de chacune des pastilles du casque.

Aux bornes d'une résistance de charge de 8 Ω figurant le HP il faut mesurer lors des essais. 13 W sur 8 Ω soit une tension de 10,2 V aux bornes des 8 Ω .

PERFORMANCES DE L'AMPLIFICATEUR SA500A

— Puissance musicale de sortie : 44 W.

— Puissance efficace de sortie sur 4 Ω : 16 W.

— Distorsion harmonique : < 0,5 % à P. max.

— Distorsion d'intermodulation : < 0,7 %.

— Bande passante : 20 Hz à 40 kHz (d < 0,5 %).

— Impédance de charge : 4 à 16 Ω .

— Facteur d'amortissement : 40 sur 8 Ω à 1 000 Hz.

— Réponse en fréquence sur Aux. : 30 Hz à 50 kHz à $\pm 1,5$ dB.

— Sensibilité des entrées : Phono 1 : 2,5 mV ; Phono 2 : 2,5 mV ; Tuner : 200 mV ; Aux. : 200 mV ; Tape monitor 1 et 2 : 200 mV.

— Niveau de sortie magnéto (RCA) : 200 mV.

— Niveau de sortie magnéto (DIN) : 30 mV.

— Efficacité du correcteur de grave : + 12 dB / - 11 dB à 100 Hz.

— Efficacité du correcteur d'aigu : + 9,5 / - 10 dB à 10 kHz.

— Correction RIAA : ± 1 dB de 20 à 20 000 Hz.

— Impédance d'entrée : Phono 1 et 2 : 50 k Ω . Tuner, Aux. Monitor : 100 k Ω .

— Rapport signal sur bruit : Phono 1 et 2 : ≥ 75 dB ; Tuner : ≥ 90 dB.

— Diaphonie à 1 000 Hz : Phono : > 50 dB ; Tuner : > 55 dB.

— Efficacité du Loudness : + 10 dB à 100 Hz ; + 5,5 dB à 10 kHz (le volume placé à - 40 dB).

— Dimensions : 330" x 118" x 316".

MOTEURS ELECTRIQUES 2 BOUTS D'ARBRE



1) Alésage 30 pour scies circulaires de diam. 250 à 400 mm.
2) Diam. 18 mm pas de 100 pour de nombreux accessoires.
3 000 tr/mn à vide

MONOPHASE 220 V
à condensateur permanent et protection thermique incorporée
1,5 CV Si - 7 A - T.T.C. fco **420,00**
2 CV Si - 9,5 A - T.T.C. fco **490,00**

TRIPHASE 220/380
2 CV Si - T.T.C. fco **420,00**
3 CV Si - T.T.C. fco **490,00**

Tous moteurs « Standard » mono ou tri sur demande

MATERIEL NEUF

POULIE de diam. 60 mm **30,00**
MANDRIN de 0 à 13 mm **30,00**

MOTEURS JM
Documentation spéciale HP sur demande
DEPOT PARISIEN : 38, pl. de Seine 21 - SILIC (94) RUNGIS - Tél. 686.06.91 - 695.07.18
USINE ET BUREAUX : B.P. n° 5 (151) DOMFRONT
VENTE EN GROS : Pour revendeurs quincailliers, bois-détail, etc.
OUTILLAGE FISCHER - 95 PONTOISE

B. - LA PLATINE PL12-AC

a) **Présentation.**
La platine Pioneer du type PL12-AC fait partie de cette gamme de platines de haute qualité dont on sent la perfection jusque dans les moindres détails. La PL12-AC est équipée d'un moteur synchrone à 4 pôles fonctionnant sur 50 Hz et entraînant le plateau par l'intermédiaire d'une courroie plate. La poulie fixée sur l'axe du moteur est à deux étages et une fourchette commandée mécaniquement permet le passage d'une

vitesse à l'autre. Ces quelques lignes montrent que la platine étudiée n'a que deux vitesses : 33 et 45 tours. Nous estimons que c'est suffisant dans une chaîne Hi-Fi en 1972. Le plateau est en métal non magnétique, et son diamètre est de 30 cm.

Le bras est à contrepoids réglable et son articulation sur son axe est du type à cardan. Un dispositif antiskating très efficace à fil de nylon et petit contrepoids permet de compenser la poussée latérale.

Le réglage de la force d'appui s'effectue grâce à une petite balance de précision fournie avec les accessoires de la platine. Cette pression est réglable de 1 à 3,5 grammes et convient pour toutes les cellules usuelles.

La cellule — au choix du client — est montée sur un embout à vis amovible semblable à celui que nous trouvons sur bon nombre de platines européennes : Dual, Thorens, Lenco.

Le taux de pleurage est très valable : 0,12 % à 33 et 45 tr/mn.

Le lève-bras est commandé par un inverseur. La remontée est rapide et la descente lente donc le dépôt de la pointe dans le sillon se fait sans dommage pour le disque et pour le diamant.

Un détail intéressant sur cette platine : le fait de sortir le bras de son support provoque le démarrage du moteur qui se fait instantanément sans devoir attendre que le plateau ait atteint sa vitesse initiale après quelques tours de rotation.

Le plateau en alu (métal non magnétique) donc évitant le rayonnement du moteur sur la cellule est recouvert d'un tapis de caoutchouc antistatique.

La platine PL12-AC est livrée avec un couvercle en plexiglas teinté monté sur charnières dégonnables à l'arrière. Ce couvercle est muni d'un dispositif qui permet de doser l'inclinaison à sa convenance.

Les dimensions de la platine sont les suivantes : L x H x P 431" x 153" x 141".

NOTES D'ECOUTE

Avec l'amplificateur SA500A et la platine PL12-AC équipée d'une cellule Excel Sound ES70, nous avons procédé à une écoute critique avec les enceintes à notre disposition : LES B16, KEF CRESTA, CSE 300 PIONEER ; avec les disques ci-dessous :

— Orgues (Marie-Claire Alain - Eratp).

— Orchestre philharmonique (Haendel - Royal Music).

— Jazz (Louis Armstrong - Porgy and Bess).

— Variétés (Decca phase 4 - Los Machucambos).

Nous sommes arrivés aux conclusions suivantes :

— Les réglages de tonalités graves et aiguës donnent toute satisfaction.

— La correction physiologique (Loudness) offre beaucoup d'intérêt à bas volume.

— Les transitoires sont parfaitement respectées, indice d'un temps de rétablissement très court de l'ampli.

— Le rapport signal sur bruit sur PU magnétique en particulier est excellent. A l'oscilloscope, nous constatons que le niveau de ronflement — inaudible — est de même amplitude que le bruit de fond. Le réglage de volume étant au maximum et les autres commandes en position moyenne, le bruit de fond est réellement faible, sans comporter de bruit en 1/F, c'est-à-dire le bruit qui croît en proportion inverse de la fréquence.

— La réserve de puissance est correcte pour une salle de séjour, de près de 30 m². On a pu reproduire des notes de pédales d'orgues à forte puissance sans souffrir de distorsion audible.

— Côté platine, celle-ci se révèle avoir des qualités mécaniques remarquables, tant sur le plan vibrations que sur le plan utilisation pratique.

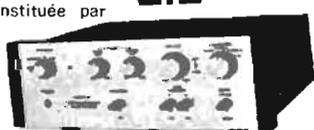
Le matériel SA500A et PL12-AC de Pioneer inspire confiance et il peut être recommandé sans réserve.

B. de MAURIS.

CHAÎNE HI-FI PROMOTIONNELLE

PIONEER

Constituée par



pour 2 groupes de haut-parleurs ensemble

★ **AMPLIFICATEUR SA 500 A.**
Ampli. Préampli STEREO. 44 watts.
Bande passante : 20 à 40 000 Hz.
Distorsion 0,5 %. Circuits intégrés.
2 séries de raccords d'entrées permettant d'utiliser cet ampli avec 2 magnétophones, 2 tourne-disques ou 1 tuner + une autre source. Prises ou séparément. PRIX 1 090,00

★ **PLATINE TOURNE-DISQUES HI-FI.**
Réf. PL 12 AC.
2 vitesses : 33 et 45 tours. Lève-bras. Plateau de 30 cm. Moteur synchrone 4 pôles.
Réponse 5/B : 45 dB. Pleurage 0,12 %.
Bras à balance statique coudé.
COMPLETE, sur socle noyer avec couvercle ouvrant en plexi. Cellule magnétique Stéréo, pointe diamant et nécessaire d'entretien. PRIX 825,00

★ **2 ENCEINTES ACOUSTIQUES « L.E.S. »**
type B 16. Puissance : 20 watts.
Bande passante : 50 à 20 000 Hz.
Fréquence de recouvrement 4 000 Hz.
Système à 2 voies avec filtres.
Impédance 8 Ω.
Belle ébénisterie noyer.
Dim. 45x25x22 cm. La paire .. 840,00

BON CADEAU

HP 1330

A TOUT ACHETEUR
de la Chaîne Haute-Fidélité

« PIONEER »
ci-dessous

II SERA OFFERT

UN CASQUE HI-FI
« Pioneer » type SE 20

Noct. mercredi et vendredi jusqu'à 22 h.

PRIX FORFAITAIRE

L'ENSEMBLE **2590**

C'EST UNE OFFRE SPECIALE du

stéréo CLUB

GIBOT

12, rue de Reuilly, PARIS XII^e
Métro : Faidherbe-Chaligny
Reuilly-Diderot
Téléphone : 345.65.10

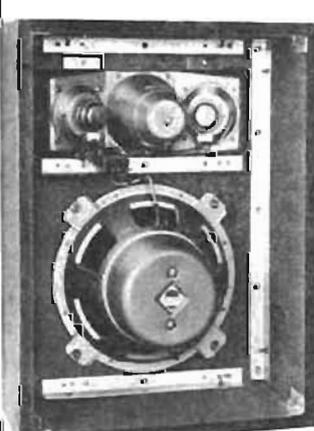
● PARKING ● 33, rue de Reuilly

Ouvert de 9 à 12 h 30 et de 14 à 19 h

A DECOURPER S.V.P.



ENFIN en 8 ohms Haut-parleurs la célèbre combinaison G 3037...



4 HAUT PARLEURS :

- 1 Boomer
- 1 Médium à compression
- 2 Tweeters

puissance :

30 Watts sinus
50 Watts musicaux.

montée en Bass-Reflex (enceinte de 100 l),

la G 3037 a un

rendement bien supérieur

à celui des enceintes closes

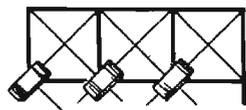
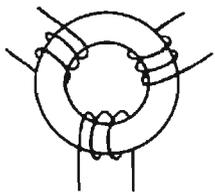
Livrable en 4 ohms également

Documentation et Listes des revendeurs

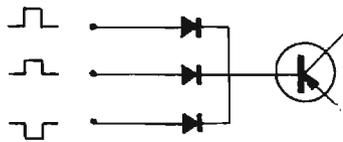
simplex électronique

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

deno



OUI



NON

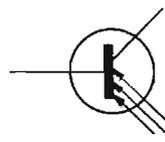
$$1 + 1 = 10$$

$$10 + 10 = 100$$

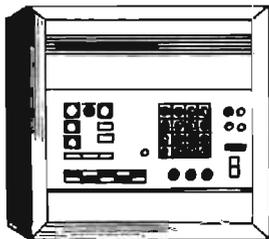
$$1000 - 100 = 100$$

$$11 \times 11 = 1001$$

ET



OU



INITIATION AU CALCUL ELECTRONIQUE

L'ORDINATEUR ET LE MÉDECIN

LA médecine est plus qu'une discipline, c'est un champ d'activités multidisciplinaires, qui, de proche en proche, tend à colorer toutes les activités humaines. La médecine est essentiellement communication, traitements d'informations en grande partie de type scientifique; elle devient de plus en plus un système de santé publique en lutte contre le temps et l'espace.

Le médecin, pour sa part, est le « médiateur » capable de communiquer avec les différentes disciplines qui peuvent l'aider à soigner sa clientèle. L'ordinateur doit, bien entendu, devenir l'outil par excellence du médecin, tout autant que le stéthoscope.

partie, par les techniques de l'informatique, leur activité pourrait être davantage consacrée à la délivrance des soins médicaux. En même temps, les médecins auraient davantage de possibilités pour enregistrer l'information. Ceci, non seulement valoriserait la qualité de l'acte médical délivré à chaque malade, mais aussi augmenterait l'intérêt professionnel de chaque médecin.

Par exemple, chez IBM on a envisagé d'associer les techniques de l'informatique au traditionnel « dialogue médecin-malade », tout spécialement pour pratiquer l'interrogatoire médical.

Photo n° 1. — L'ordinateur devient la mémoire du médecin (cliché General Electric).

Des études ont montré qu'une foule de facteurs extra-médicaux affectent les rapports entre le médecin et son patient, et qu'ils ont, en fin de compte, des répercussions profondes sur la nature des soins médicaux prodigués : ainsi, les antécédents culturels et ethniques du patient modifient l'idée qu'il se fait de sa maladie, ainsi que les renseignements qu'il donne au médecin; à l'inverse, le jugement porté par le médecin sur son malade dépend de sa formation médicale et de l'impression que lui fait le malade.

L'automatisation de l'interrogatoire médical permettrait d'éliminer toute interaction psychologique

entre malade et médecin.

L'idée n'est pas nouvelle d'obtenir l'interrogatoire du malade par une méthode quelconque, et non par le médecin. Des questionnaires médicaux ont vu le jour depuis de nombreuses années, mais ils n'ont pas été très répandus. Quelques questionnaires tendent à une impression clinique générale, alors que d'autres s'intéressent à une spécialité médicale ou ont un but de recherche. Les réponses à chacune des questions sont le plus souvent limitées au choix entre oui ou non. On a parfois essayé d'adjoindre, aux formulaires imprimés, un magnétophone pour aider le patient à les remplir. Un système de questionnaire dirigé par ordinateur a été décrit par Slack et ses assistants. Si l'on excepte ce travail, et les efforts de pionniers entrepris par Brodman, Collen et leurs collaborateurs, on constate que peu de publications rendent compte de l'intérêt présent par de telles méthodes.

J.G. Mayne, W. Weksel et P.N. Sholtz ont étudié un système dans lequel le patient remplit un questionnaire avant la consultation; ce questionnaire est traité par ordinateur fournissant au médecin un résumé standardisé et suffisamment condensé. Le système utilise une unité IBM de traitement de l'information, une unité de transmission de données et un terminal expérimental à projection d'images : le terminal projette des vues photographiques qui sont stockées sur un film couleur en 16 mm. Le contrôle par l'ordinateur permet la sélection automatique d'une

L'INTERROGATOIRE MÉDICAL AUTOMATISÉ (Photo n° 1)

La cité merveilleuse, dans laquelle chaque médecin est relié au « Grand Ordinateur Médical » lui apprenant toutes les découvertes nouvelles relatives à son art, et interprétant les courbes captées sur ses malades; pratiquant aussi les analyses et révélant ce qu'il est bon d'en penser en lui laissant (quand même !) le soin de décider... cette cité merveilleuse n'est pas pour demain.

Pourtant, l'ordinateur est déjà entré dans le domaine médical : si le temps que les médecins perdent à rassembler, organiser, enregistrer et retrouver les données pouvait être réduit, au moins en



image quelconque du film. Le patient donne sa réponse en pointant un « crayon électronique » sur l'une des cases-réponses disposées sur la vue projetée.

Selon Mayne, Weksel et Sholtz, les questionnaires offrent les avantages suivants :

— Le patient répond en paix au questionnaire et a donc tout le temps d'y réfléchir. Il peut le faire sans « mordre » sur le temps du médecin.

— Le questionnaire rappelle au patient des symptômes ou des antécédents qu'il peut avoir oubliés et qui peuvent concerner sa maladie.

— Les informations obtenues par un questionnaire permettent de demander une première série d'examen de laboratoire avant la consultation, dans le but de rendre celle-ci la plus intéressante possible.

Cependant, inconvénient majeur, il est difficile de faire des questionnaires très détaillés parce qu'alors, le questionnaire demande beaucoup trop de temps au malade, puis au médecin pour l'analyser; d'autre part, un formulaire est nécessairement établi en fonction d'un malade typique, et son utilité en est donc réduite dans la pratique médicale.

Afin d'évaluer les performances de leur système automatique d'interrogatoire médical, Wayne et ses collaborateurs sélectionnèrent 159 patients inscrits à la consultation de la clinique Mayo, à Rochester, dans le Minnesota (U.S.A.). Quelques patients, en raison de leur faiblesse physique furent incapables de répondre au questionnaire. Parmi les patients ayant subi l'interrogatoire médical, moins de 10 % d'entre eux eurent une opinion défavorable sur le système automatique, 20 % jugèrent qu'un tel système fait gagner du temps au médecin, et 10 % affirmèrent même qu'ils préférèrent l'interrogatoire automatique à l'interrogatoire direct du médecin. Environ 60 % des patients interrogés avaient une opinion favorable (sans plus), sur le système.

Quant aux médecins interrogés sur ce système automatique, ils pensaient, pour la plupart, que le résumé fourni par l'ordinateur, après l'interrogatoire, est « partiellement exact » : certaines informations sont inutiles sur le plan médical, mais l'ordinateur ne distingue pas clairement ce qui est important, de ce qui ne l'est pas. C'est cette inaptitude de l'ordinateur à distinguer l'essentiel du secondaire que définit l'expression « partiellement exact » (les médecins n'ont pas dit : « inexact »).



Photo n° 2. — Certains spécialistes envisagent d'ores et déjà l'étape du diagnostic nosologique : par le truchement de l'ordinateur, on passera directement du symptôme au traitement; l'identification précise de la maladie, considérée jusqu'ici comme capitale, sera alors escamotée.

Photos n° 3 (a) et (b). — Cette équipe de médecins et d'ingénieurs américains a développé une méthode programmée sur ordinateur, permettant de prévoir un arrêt accidentel de la respiration de personnes dans le coma. (cliché General Electric).



ORDONNANCES PAR ORDINATEUR ?

Le diagnostic automatique relève de la mauvaise science-fiction : aucune machine ne pourra jamais effectuer les choix du médecin dans son diagnostic. Un choix doit être souvent plus ou moins subjectif : le médecin a le pouvoir d'exprimer les nuances, les réserves, et les doutes qui sont le lot de chaque information médicale, la machine, non.

En fait, l'ordinateur ne devrait rien être d'autre qu'un aide-mémoire laissant le médecin absolument libre d'agir selon son jugement, mais en fonction d'une information plus complète. Ce que l'ordinateur peut faire de mieux dans le domaine du diagnostic, c'est, en présence de certains symptômes, dresser une liste de diagnostics différentiels classés dans l'ordre de probabilité.

Dès lors, le diagnostic peut être traité par la mécanographie, le calcul matriciel et les machines électroniques. Aux Etats-Unis, Lusted et Warner utilisent une méthode automatique pour le diagnostic des maladies congénitales du cœur (maladie bleue, tétralogie de Fallot, etc.) : il s'agit d'affections qui relèvent, si l'on peut dire, d'une sorte de « plomberie » ; elles ont un caractère mécanique, elles correspondent à des lésions précises et visibles portant sur des « tuyautages » ; elles donnent lieu, enfin, de la part du chirurgien, à des « réparations » bien codifiées.

Courant 1971, un centre médical-pilote s'est ouvert à Paris, illustrant bien ce que l'on peut attendre des possibilités offertes par l'informatique en matière de dépistage systématique. Ce centre est destiné à établir des bilans de santé à l'aide d'un ordinateur : il permet, en une heure de temps, pour un prix raisonnable (150 francs) de soumettre les personnes qui le désirent, à un questionnaire détaillé et à divers examens biologiques et médicaux, dont les résultats sont traités par un ordinateur, puis interprétés par les médecins attachés à l'établissement.

Ces bilans ont permis de dépister à temps, un certain nombre de maladies jusque-là ignorées des patients venus consulter ; en particulier, de nombreux cas de diabète, ou de prédiabète, et une centaine de coronarites exigeant un traitement immédiat.

Tout cela a un nom : computer-aided diagnosis : l'aide au diagnostic, domaine où l'ordinateur se révélera de plus en plus précieux, grâce à sa mémoire incomparable et à sa vitesse de calcul. (Photo n° 2)

L'AIDE A LA THÉRAPEUTIQUE

Dans le même ordre d'idées, l'ordinateur peut accomplir les tâches suivantes :

— Effectuer le monitoring au service de réanimation, en exploitant les données médicales en provenance du malade : données physiologiques (température, pouls, tension, rythme respiratoire), de même que les électrocardiogrammes et les électroencéphalogrammes. (Photo n° 3).

— Sélectionner les donneurs iso-groupe, pour une transfusion sanguine.

— Déterminer une antibiothérapie optimale, en fonction des germes du malade, de son âge, de son état, et des thérapeutiques antérieures.

— Déterminer en quelques secondes, l'antidote d'un toxique quelconque parmi les quelque 60 000 substances actuellement répertoriées dans le monde, et ainsi accélérer les soins d'une façon pouvant être décisive, dans certains cas.

UN PROGRAMME COMMUNAUTAIRE EUROPÉEN

L'utilisation d'ordinateurs pour la surveillance continue et automatique des fonctions vitales des grands malades permet aux médecins de prévenir les défaillances graves qui peuvent se produire au niveau du système cardiovasculaire, pulmonaire, nerveux et métabolique de leurs malades. La méthode consiste à collecter, depuis le lit du malade, un grand nombre de données physiologiques, aussitôt traitées en ordinateur. Grâce à cette surveillance continue, le médecin dispose à chaque instant des données qui lui permettent de prendre une décision plus rapide et plus objective sur le plan thérapeutique.

En Europe, plusieurs instituts de recherche ont déjà entrepris un certain nombre d'efforts dans le sens d'une automatization de la surveillance. Cependant, pour mener à bien un programme complet, comprenant la collecte et l'intégration de tous les paramètres pertinents (significatifs pour la survie du malade et propres à être diffusés auprès des centres cliniques non spécialisés), il faut disposer de moyens qui dépassent de loin les ressources en hommes et en argent de la plupart des cliniques et hôpitaux de la Communauté européenne. En effet, le développement d'un système de surveillance automatique continue, pour les besoins d'un seul paramètre physiologique, exige actuellement des travaux de programmation d'une durée de 5 à 8 ans.

La coordination des efforts dans ce domaine, à l'échelle européenne, devrait donc être entreprise le plus rapidement possible, de façon à obtenir une efficacité maximale, en évitant la dispersion des efforts

et les doubles emplois, et en accélérant la définition et la mise en œuvre de solutions normalisées, qui favoriseraient, d'ailleurs, au niveau industriel, le développement d'ordinateurs de taille petite ou moyenne, ainsi que du hardware associé.

Le programme d'une action de coopération dans la Communauté pourrait, selon les organismes de la Communauté, à Bruxelles, porter sur quatre ans et prévoir :

— l'échange de programmes d'ordinateur et de chercheurs activement engagés dans ce secteur ;
— l'appréciation continue de l'état de la technique et la définition de nouvelles lignes de développement ;

— le choix de projets communs et l'affectation de tâches spécifiques aux groupes participants, en fonction de leurs compétences et de leurs centres d'intérêt ;

— l'établissement de contacts réguliers avec les industries de la Communauté européenne, de façon à orienter les développements techniques ;

— l'institution d'un système d'informations comportant la publication de rapports d'activités périodiques, et la mise sur pied d'une bibliothèque centrale de programmes ;

— l'adoption d'un langage commun d'ordinateur (Fortran par exemple) ;

— la création d'un comité permanent chargé d'assurer la continuité et la coordination de l'ensemble de l'action.

L'ORDINATEUR, POUR LA RECHERCHE MÉDICALE

En dehors de l'aide au diagnostic, l'ordinateur constitue un outil puissant, toujours grâce à sa mémoire de masse et sa vitesse de calcul, dans la recherche médicale.

Par exemple, un mathématicien du centre scientifique d'IBM, à Los Angeles, a programmé un ordinateur, pour simuler le fonctionnement complexe d'une partie de l'oreille humaine. Le Dr Alfred Inselberg a en effet créé un modèle mathématique de l'oreille interne, susceptible d'aider les spécialistes à mieux comprendre son fonctionnement et de leur suggérer des moyens pour remédier à certaines formes d'affaiblissement de l'ouïe.

A l'Université hébraïque de Jérusalem, des chercheurs mettent au point un lecteur optique, qui, une fois fabriqué en série, permettrait aux aveugles de lire des textes imprimés. Conçu d'après le projet d'un chercheur du Laboratoire national de physique d'Israël, Zvi Weinberger, le lecteur optique pourra être manipulé directement par un aveugle, sans avoir recours à un opérateur doué d'une vue normale. Ce lecteur est encadré

dans une table de lecture, sur laquelle est posé le texte à lire : au fur et à mesure que l'appareil parcourt les lignes, les mots sont transcrits en alphabet Braille et s'impriment en relief sur une bande. En bout de ligne, la machine passe automatiquement à la ligne suivante, et un signal avertit l'aveugle quand il arrive en bas de page.

L'INFORMATIQUE AU SERVICE DE LA GESTION HOSPITALIÈRE

L'hôpital, les centres de soins, les cabinets médicaux sont des lieux où les informations convergent en nombre considérable : ce sont les informations provenant du malade, celles qui résultent de l'expérience du médecin, celles qui dépendent des conditions économiques ou les commandant.

Les premières tâches que l'on confie à l'ordinateur hospitalier sont de caractère administratif ; cette priorité de fait se justifie par le mode de fonctionnement de l'ordinateur : c'est une machine sans intelligence ; or, à la différence des tâches médicales qui restent empreintes d'empirisme, soumises à l'intuition du praticien, les tâches administratives obéissent à des règles très strictes, réglementées par des textes législatifs qui prévoient tous les cas.

L'ordinateur prend donc en charge :

- la paie du personnel ;
- la facturation aux hospitalisés ;
- la comptabilité de l'économat et de la pharmacie : c'est une comptabilité des stocks dont il faut connaître, en chaque instant la quantité et la valeur ;
- la comptabilité analytique : elle découle de façon quasi automatique des opérations de dépenses et de recettes.

A ces quatre grandes catégories, s'ajoutent d'innombrables problèmes annexes : planification du travail des équipes de soins, agencement des rendez-vous, établissement de plannings optimaux de financement de travaux, archivage de la documentation et des dossiers administratifs et médicaux. Le dossier médical de chaque malade pourra être constitué, tenu à jour, géré, exploité par l'ordinateur. L'orchestration des faits et des prévisions, qu'il s'agisse des établissements hospitaliers, de la prévention des épidémies, de l'évolution de la vaccination, de l'équilibre de la Sécurité sociale, du contrôle des pollutions ou de la coordination des actions nationales ou internationales, toutes ces activités concernent à la fois le médecin, le législateur, le citoyen... et l'informaticien.

Marc FERRETTI



Lion

TYPE L.P. 724-U

L'étonnant INTERPHONE-SECTEUR
SANS FIL AVEC APPEL SONORE (110/220 V)

Puissante Intercommunication permanente. Chaque Interphone peut fonctionner avec 2, 3 ou 4 autres Interphones. Il suffit de brancher les différents appareils à des prises de courant dépendant d'un même transformateur.

LIAISON PERMANENTE AVEC VOS EMPLOYÉS, OU VOTRE FAMILLE, A L'USINE, A L'ATELIER. Au magasin, à la maison :

- SURVEILLANCE DES ENFANTS
- PRÉVENTION CONTRE LE VOL

CARACTÉRISTIQUES :

- Bouton d'appel sonore.
- Bouton pour conversation.
- Bouton de blocage pour conversation permanente.
- Potentiomètre de puissance - Voyant lumineux de contrôle.
- PUISSANCE DE SORTIE 150 MILLIWATTS.



PRIX LA PAIRE : 238,00 T.T.C.

— Autre modèle : « RAINBOW » R.1.L. Puissance 70 milliwatts **222,00 T.T.C.**

LES PRIX CI-DESSUS S'ENTENDENT FRANCO DE PORT ET EMBALLAGE DANS TOUTE LA FRANCE
GARANTIE CONTRE TOUS VICES DE FABRICATION
DÉPANNAGE TOUTE MARQUES, TOUS TYPES

Pour vous convaincre de la facilité et rapidité de la liaison téléphonique nous vous consignons pour huit jours à l'essai : soit les interphones LION, soit les interphones RAINBOW.

Ets RONDEAU

32, rue Montholon - PARIS (IX^e)
Téléphone : 878-32-55 et 878-32-85
C.C.P. 10.332.34 - Métro CADET

LE RÉCEPTEUR SONY CRF 150



Il existe une catégorie de récepteurs à transistors portatifs à très grandes performances, destinés à assurer l'écoute des bandes d'ondes courtes, et permettant à l'auditeur de recevoir des émissions en provenance de tous pays. Les récepteurs classiques comportent généralement de 1 à 3 bandes OC, mais leurs circuits ont des performances moyennes et autorisent seulement l'écoute des stations les plus puissantes. Le récepteur Sony CRF150 représente une des versions les plus élaborées de la catégorie la plus évoluée. Recevant 13 gammes d'ondes, il offre un maximum de possibilités : 10 gammes OC, PO, GO, FM. Ses caractéristiques n'en font toutefois pas un récepteur de trafic, le constructeur ne l'a pas construit pour cet emploi, mais il en possède la sensibilité et offre l'avantage sur celui-ci de posséder des circuits basse fréquence permettant d'obtenir une qualité musicale très intéressante, à la limite de la haute fidélité en réception de la FM. La réalisation est soignée, très proche d'un récepteur professionnel, et les circuits haute fréquence ont été particulièrement bien étudiés, certains ne sont employés que sur des ensembles professionnels, tel le double changement de fréquence sur les bandes OC.

OC9 - 21,4 - 22 MHz (14 - 13,6 m).

OC10 - 25,5 - 26,1 MHz (11,8 - 11,5 m).

Fréquence intermédiaire : FM, 10,7 MHz ; PO - GO - OC1, 455 kHz ; OC2 à OC10, 1^{re} FI 1 550 à 2 250 kHz, 2^e FI, 455 kHz. Les gammes OC sont à double changement de fréquence. La sensibilité annoncée est de 1 μ V en FM et en OC, de 25 μ V en PO, de 40 μ V en GO. Le récepteur comporte une antenne télescopique orientable pour la réception des OC et de la FM, une antenne cadre ferrite pour la réception en PO-GO-OC1. Deux prises antennes extérieures accordées commutables sont prévues pour la FM et les OC, une prise antenne extérieure haute impédance commutable pour les PO, GO et OC, permet de passer de la réception cadre à celle-ci. Une sortie enregistrement délivre un signal à - 60 dB sur une impédance de 10 k Ω . Le signal de sortie FM peut être appliqué à un décodeur stéréo extérieur, et une entrée 600 Ω permet d'injecter des signaux basse fréquence dans les circuits BF du récepteur.

L'alimentation des circuits peut être assurée soit sur le réseau 110-220 V à l'aide du bloc incorporé, soit à partir du 12 V continu d'un véhicule à travers un cordon

spécial, soit encore par 6 piles de 1,5 V type D. La puissance maximale de sortie basse fréquence atteint sur piles 1,1 W eff. (1,7 W eff. avec 10 % de distorsion harmonique), et sur le réseau 2,7 W eff. (3,8 W avec 10 % de distorsion harmonique). Le haut-parleur est du type elliptique de 8 x 16 cm, d'impédance 4 Ω , et une prise casque est installée sur le panneau avant. L'encombrement est de 340 x 275 x 144 mm, pour un poids de 7 kg.

La face avant du récepteur est divisée en trois parties horizontales : la partie supérieure sert de cache au haut-parleur elliptique ; la partie centrale reçoit le cadran avec les commandes d'accord AM et FM séparées et comportant chacune un volant gyroskopique sur sa droite ; et le Smètre avec les interrupteurs éclairage cadran, AFC, voyant de mise sous tension réseau et calibrage du cadran à sa gauche ; la partie inférieure comporte de gauche à droite le jack casque, l'interrupteur arrêt-marche, les commandes de volume, basses, aiguës, la touche de sélectivité variable, et le clavier de commutation de gammes, respectivement OC2 à OC10 (sélectionnées par une autre commande), OC1, PO, GO, FM. Sur le flanc droit un rotacteur à 9 positions permet la sélection de gammes OC2 à OC10. Une antenne télescopique orientable dans tous les plans est placée sur le dessus de l'appareil. Déployée complètement, elle est utilisable en OC, déployée jusqu'à un anneau repère, elle est accordée pour la FM.

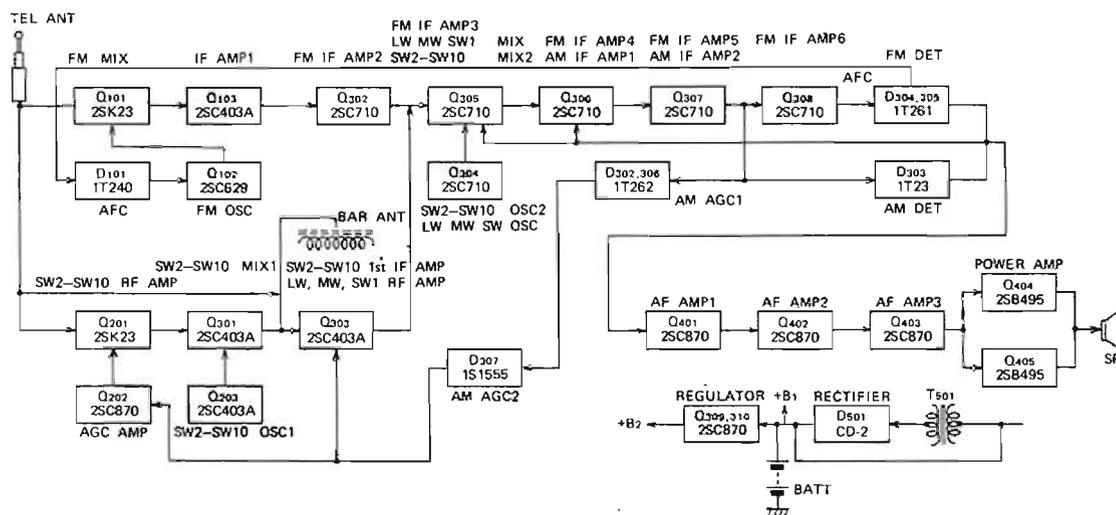
Une trappe située sous le récepteur à gauche permet l'accès au répartiteur de tension réseau 110-220 V. A l'arrière de l'appareil, groupées sur la gauche, les bornes d'entrées antennes permettent le raccordement à des aériens extérieurs, ainsi que leurs

Présentation

Le récepteur est gainé de tissu plastique gris foncé et possède une solide poignée de transport sur la partie supérieure. Un capot amovible protège la face avant pendant le transport, sa partie intérieure comporte une carte avec les fuseaux horaires, et un disque tournant permettant de déterminer en affichant l'heure locale, le décalage horaire en n'importe quel point du globe. Une bosse en saillie à l'intérieur de ce capot est située face à l'interrupteur de mise en route, et n'autorise son verrouillage que si celui-ci est en position arrêt

Caractéristiques

- Récepteur 13 gammes d'ondes :
- FM - 87 - 108 MHz.
 - GO - 150 - 400 kHz (2 000-750 m).
 - PO - 530 - 1 605 kHz (566-187 m).
 - OC1 - 1,6 - 4,5 MHz (187-67 m).
 - OC2 - 4,7 - 5,3 MHz (64 - 57 m).
 - OC3 - 5,8 - 6,4 MHz (52 - 47 m).
 - OC4 - 7 - 7,6 MHz (43 - 39 m).
 - OC5 - 9,5 - 10,1 MHz (31,6-30 m).
 - OC6 - 11,6 - 12,2 MHz (26 - 24,6 m).
 - OC7 - 15 - 15,6 MHz (20 - 19,2 m).
 - OC8 - 17,5 - 18,1 MHz (17-16,5 m).



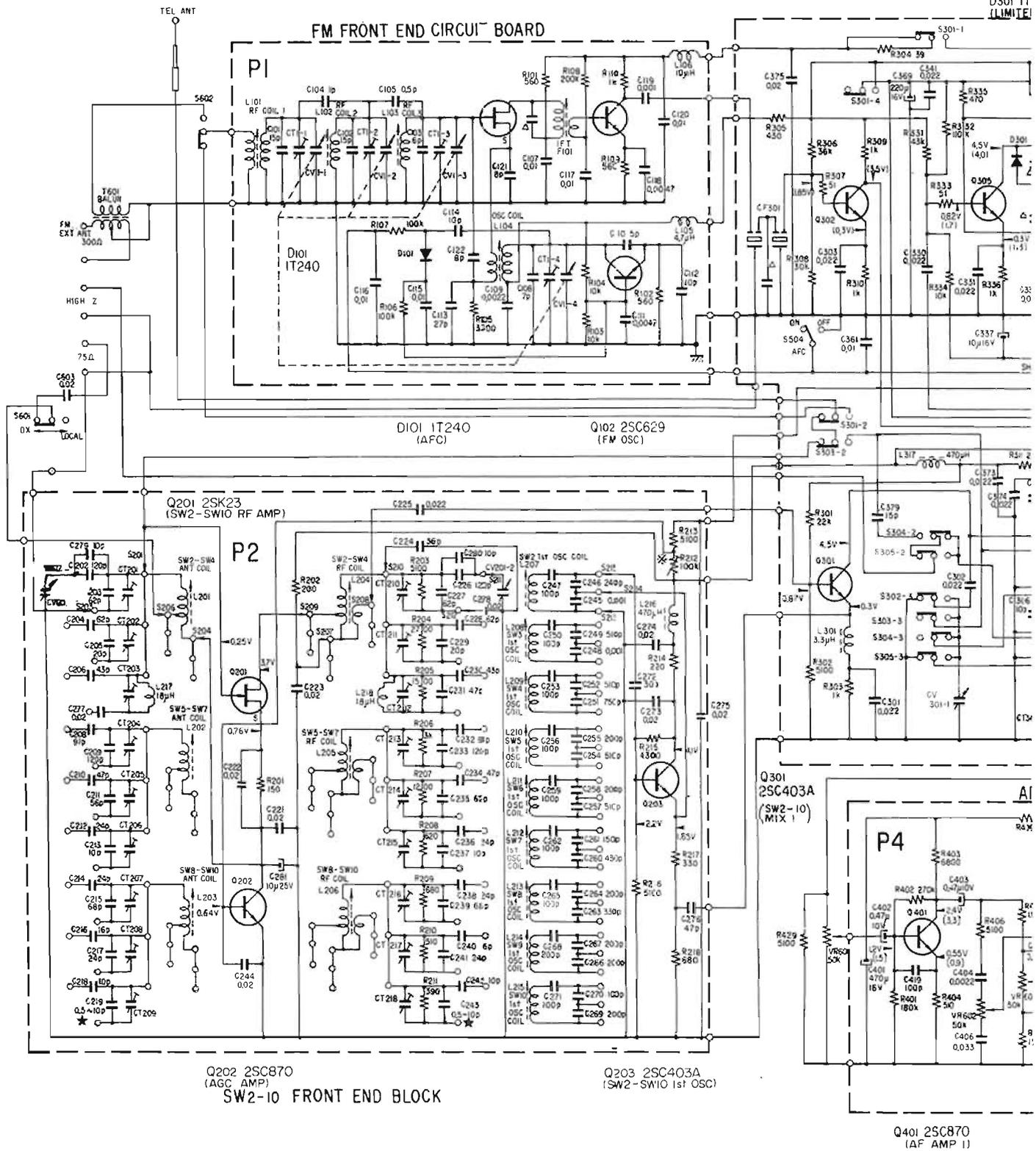
Q101 2SK23
(FM MIX)

Q103 2SC403A
(FM IF AMP 1)

Q302 2SC710
(FM IF AMP 2)

Q305 2SC710
(FM IF AMP 3)
(LW MW SW1 M)
(SW2-SW10 MI)

D301 1T
(LIMITE)



Q306 2SC710
(FM IF AMP 4)
(AM IF AMP 1)

Q307 2SC710
(FM IF AMP 5)
(AM IF AMP 2)

Q308 2SC710
(FM IF AMP 6)

Q309, 310 2SC870
(REG)

D306 IT261
(SW AGC)

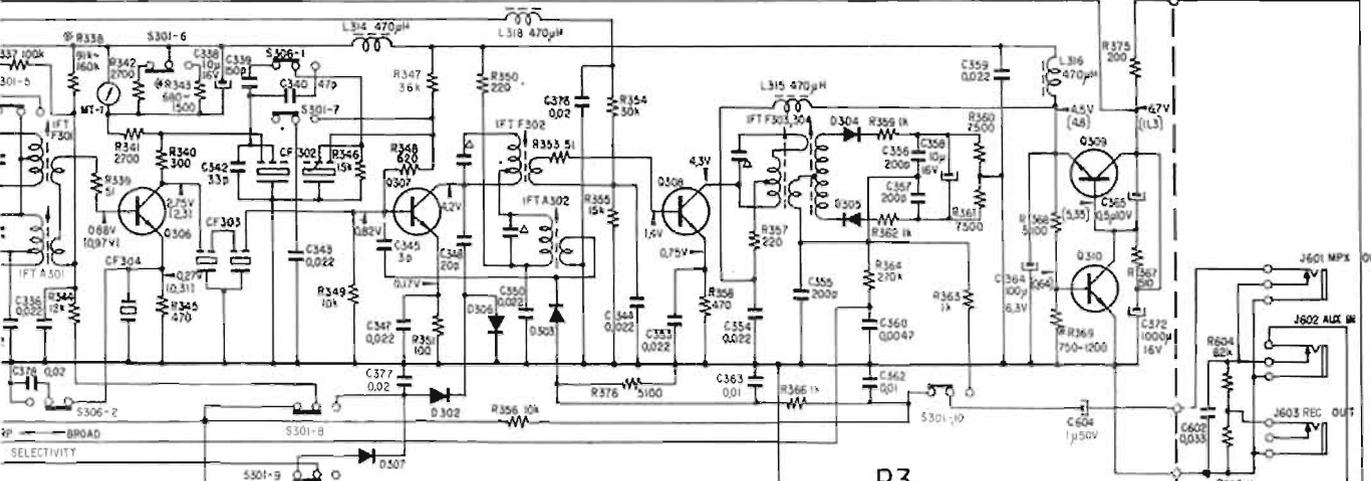
D307 IS1555
(SW AGC)

D302 IT262
(SW AGC)

D303 IT23
(AM DET)

D304 305 IT262
(FM DET)

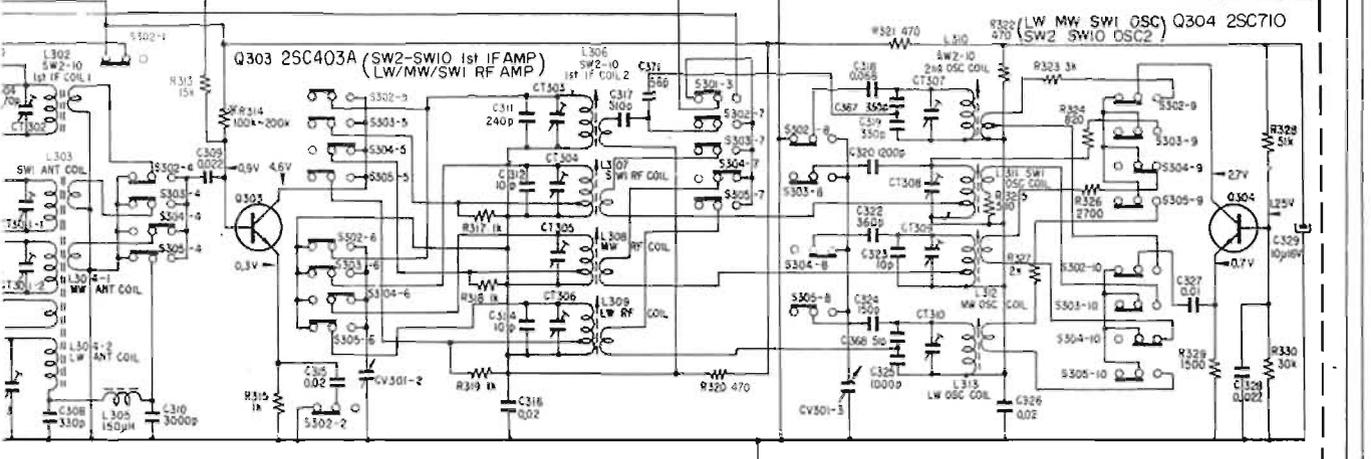
CP/IF CIRCUIT BOARD



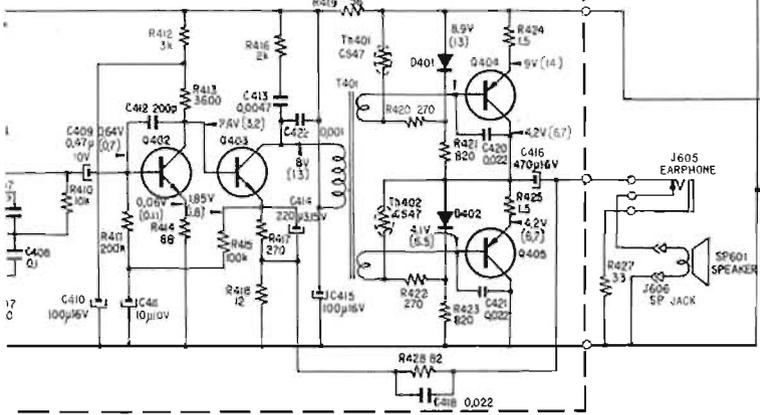
P3

Q303 2SC403A (SW2-SW10 1st IF AMP)
(LW/MW/SW1 RF AMP)

Q304 2SC710
(LW MW SW1 OSC)
(SW2 SW10 OSC2)



CIRCUIT BOARD

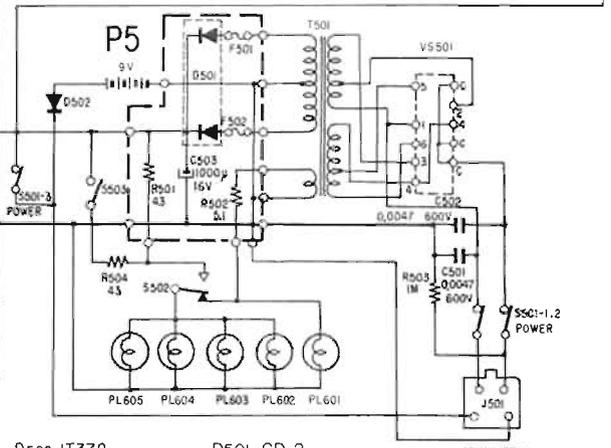


Q402 2SC870
(AF AMP 2)

Q403 2SC870
(AF AMP 3)

Q404, 405 2SB495
(POWER AMP)

D401, 402 IT243



D502 IT378

D501 CD-2
(RECT)

POWER SUPPLY CIRCUIT BOARD

AC POWER or
EXT DC POWER
PLUG

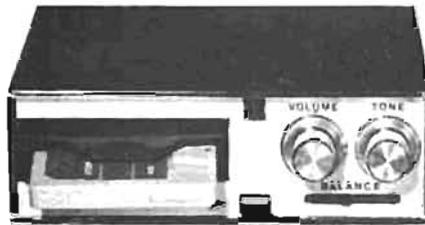
commutations. Une trappe dévoile le logement des piles, avec un compartiment destiné à recevoir le cordon secteur lorsqu'il n'est pas utilisé. Celui-ci se raccorde sur une fiche située à la partie inférieure du panneau arrière et possède un détrompeur pour l'utilisation du cordon alimentation en 12 V.

Comme nous l'avons indiqué ci-dessus, la réalisation est du type professionnel. Tous les composants sont d'excellente qualité, ils sont disposés sur cinq plaquettes imprimées. Le sélecteur de bande en OC est réalisé sur un rotacteur analogue à celui d'un téléviseur, mais de plus faible encombrement. La technique et la technologie sont très bonnes, l'utilisation de transistors FET procure d'excellentes caractéristiques aux étages HF en FM et en OC, avec une très intéressante protection contre la transmodulation, l'emploi de filtres céramiques permet d'obtenir une bonne sélectivité. Les accords sont obtenus à l'aide de condensateurs variables multicages, à quatre cages en FM, à deux cages en OC2 à OC10, à trois cages pour les PO-GO-OC1. Une alimentation régulée est prévue pour tous les circuits haute fréquence. Les mécanismes d'entraînement des condensateurs variables sont munis de systèmes de rattrapage de jeu.

SONY SRF150 : Récepteur portatif - 10 gammes - OC-PO-GO-FM - Puissance 3,8 W **1 490 F**

TOUTE LA GAMME SONY EN DEMONSTRATION-VENTE CHEZ TERAL

LECTEUR DE K7 STÉRÉO POUR VOITURE



STEREO 0-50S - Commandes volume - 2 x 7 W stéréo - Balance déroulement rapide - Alimentation 12 V. **279 F**
MONO 0-50M - Lecteur de K7 - Puissance 4 W - Mono - Prix..... **210 F**
 Ces deux modèles sont équipés d'un mécanisme automatique et d'un moteur CC avec régulateur de vitesse électronique. Mise en marche

par introduction de la K7 et vice-versa. Vendus sans H.P. Dim. : 16,3 x 5 x 14,5 cm.

ROULEZ EN MUSIQUE AVEC LES MEILLEURES MARQUES

PATHÉ-MARCONI - PHILIPS RADIOLA - PIZON-BROS - PYGMY - RADIO-MATIC - SCHAUB-LORENZ - SONOLOR - Lecteur 8 p. VOXSON - HENCOTT

TERAL, 26 ter, rue Traversière, PARIS-12^e - DOR. 47-11

Ecoute

Les possibilités d'écoute en OC sont extrêmement étendues, les meilleures que nous ayons obtenues avec un récepteur portatif. Avec une antenne extérieure pour l'écoute des OC nous avons pu recevoir réellement toutes les stations du monde entier dans des

conditions la plupart du temps très bonnes. Le récepteur a bien été étudié pour recevoir les OC de n'importe quel point dans les conditions les meilleures. Nous avons par exemple pu recevoir entre autres la Rhodésie sur 49 m, Ceylan sur 19 m, la Chine sur 25 m.

En FM, sa sensibilité est également très grande, mais le constructeur a été limité par les dimensions du haut-parleur. Nous avons pu mettre en évidence toutes les qualités de la FM, en raccordant une enceinte extérieure en lieu et place du haut-parleur, et nous avons obtenu de très bonnes écoutes.

Conclusion

Ce récepteur a été étudié et réalisé comme un récepteur professionnel. L'auditeur peut entreprendre la « chasse » aux stations du monde entier, dans les conditions les meilleures. La possibilité de réduire la sélectivité FI en modulation d'amplitude par l'insertion d'un filtre céramique permet d'éliminer les interférences. L'alimentation à partir du réseau, de batteries ou de piles permet l'utilisation en n'importe quel endroit. Enfin, pour les mélomanes, l'utilisation en tuner, associé à une chaîne stéréo est possible.

J.B.

CENTRAL

HI-FI

13

UN AUDITORIUM POUR VOTRE CHAÎNE HI-FI

Ecoute et Démonstration des Meilleures Marques Internationales

NIVICO SCANDIA MICRO KAISUI E. T. F.	SFAR LENCO ACOUSTICAL UHER REVOX	HEGO YAMAHA SCOTT PERPETUUM-Ebner
--	--	--

**ÉLECTROPHONES
LECTEURS ENREGISTREURS
Bandes Magnétiques
Cassettes - Transistors
Haut-Parleurs - Kits - H.P., etc.**

Ouvert du Mardi au Samedi de 9 h à 12 h 30 et de 15 h à 19 h 30 le Vendredi jusqu'à 22 h Ouvert Dimanche matin

UN STUDIO POUR VOS ENREGISTREMENTS

Enregistrements sur Disques 33/45 t et sur Bande Pro 16-35 de tous documents sonores (disques ou bandes magnétiques)

Système Optique ou Magnétique sur Matériel Professionnel

Travail effectué par Ingénieur du Son assurant la maintenance des studios professionnels

Société Nouvelle PATHÉ CINÉMA Sté PARISIENNE de SONORISATION Laboratoire C.T.C.

Doc. et Tarif sur simple demande Travaux et Expéditions dans toute la France

II FAUT VOIR ET CONNAITRE CE NOUVEAU CENTRE AUDIO

ANIMÉ PAR M. JOSSELIN SPÉCIALISTE ACOUSTICIEN

42, rue des Peupliers - 75013 PARIS - Tél. 588.60.32

AMPLIFICATEURS AUDIOFRÉQUENCE ÉQUIPÉS DES NOUVEAUX TRANSISTORS R.T.C.

LA R.T.C. Radiotechnique-Compelec vient de mettre récemment sur le marché les transistors, en boîtier plastique TO92, BC327, BC328, BC337, BC338 associés en paires complémentaires. Leurs applications toutes destinées sont donc la réalisation d'amplificateurs audiofréquence classe B. Grâce à l'emploi de ces transistors on dispose de puissance de sortie de 1, 1,6 et 2,5 W avec 10 % de distorsion sous des tensions d'alimentation respectives de 9 V, 25 V et 31 V.

minimum de 12,5 cm². On peut également obtenir une puissance 625 mW en utilisant sur le circuit imprimé une surface cuivre collecteur de 10 x 10 mm et en donnant au transistor une longueur de connexion maximale de 3 mm.

AMPLIFICATEUR 1 W

Le schéma de principe de cet amplificateur est présenté figure 2. Cette application est particulière-

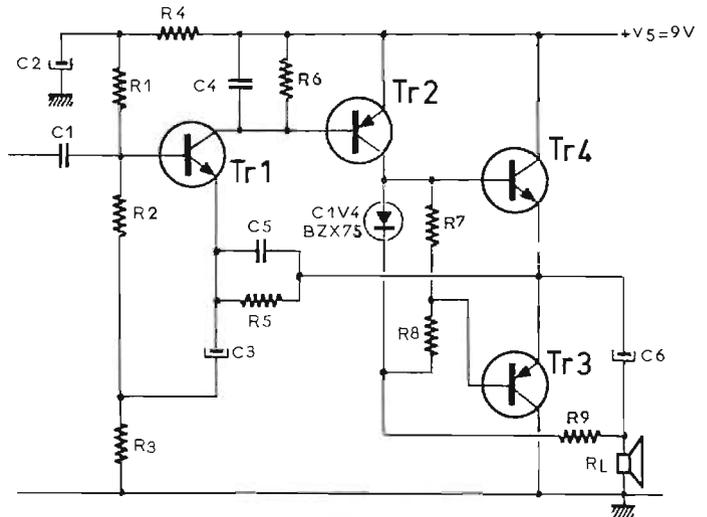


Fig. 2

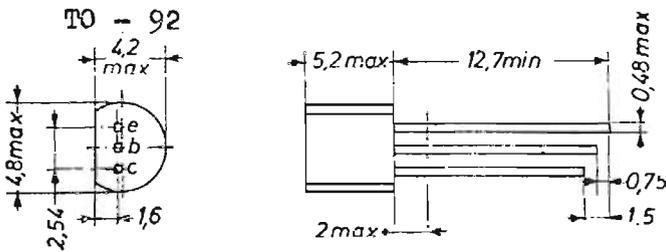


Fig. 1

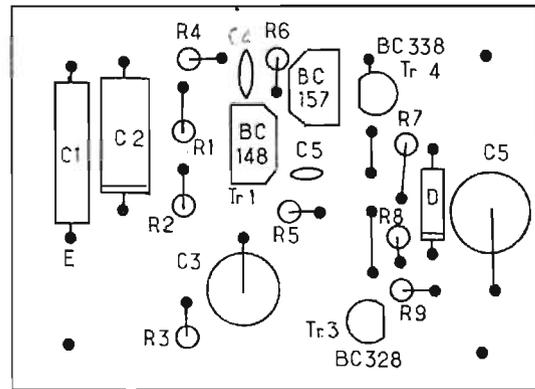
CARACTERISTIQUES DES TRANSISTORS

Les caractéristiques principales de ces nouveaux transistors en paires complémentaires BC327/337 et BC328/338 sont résumées dans le tableau ci-dessous.

Ces transistors sont présentés dans un boîtier TO92 comme l'illustre la figure 1. Le radiateur est composé d'un clip de refroidissement fixé sur une plaque d'alu-

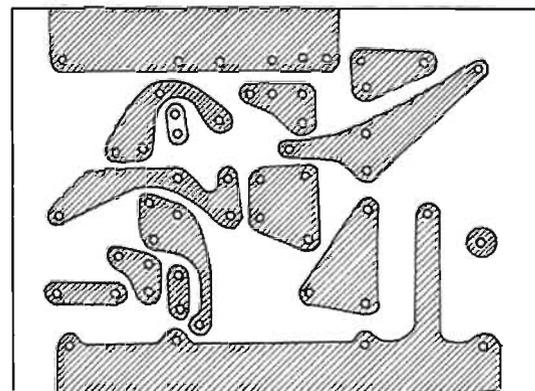
ment indiquée pour la réalisation des récepteurs radio portables puisque l'alimentation s'effectue à l'aide d'une tension de 9 V. Le montage fait appel à quatre transistors seulement.

Le courant fourni à l'étage d'entrée est d'environ 200 μ A, celui de l'étage driver de 12 mA. Le courant de repos de l'amplificateur est d'environ 1 mA. Il est obtenu en réglant le pont de résistances R₇-R₈ aux bornes du stabistor BZX75C1V4.



côté composants

Fig. 3



côté imprimé

Fig. 4

AMPLIFICATEURS AUDIO-FRÉQUENCE RTC

	BC327	BC337	BC328	BC338
	PNP	NPN	PNP	NPN
V _{CES}max.	50 V		30 V	
V _{CEO}max.	45 V		25 V	
I _{CM}max.		1 000 mA		
P _{tot} (sans radiateur; T _{amb} = 25°C).....		500 mW		
P _{tot} (avec radiateur).....(1)		625 mW		
T _j max.....		150 °C		
h _{FE} (I _C = 300 mA).....		> 40		
R _{th j-a} (1).....		0,20 °C/mW		

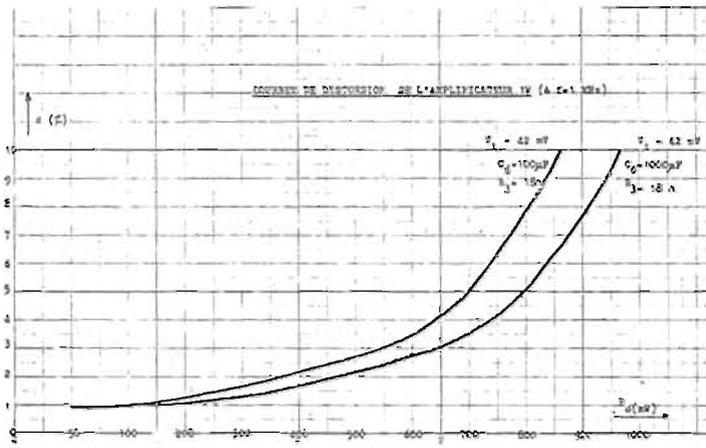


Fig. 4

Dans le but d'obtenir 1 W modulé sous une tension de 9 V et de limiter le courant de crête maximal à 500 mA, la charge utilisée est de 8 Ω.

Les caractéristiques techniques de cet amplificateur sont les suivantes :

- V_{in} (avec $P_o = 50$ mW), 9 mV.
- V_{in} (avec $P_o = 1$ W), 43 mV.
- I_{CQ} (courant de repos collecteur), 1 mA.
- P_o max. (distorsion = 10 %), 980 mW.
- R_{in} , 100 kΩ.

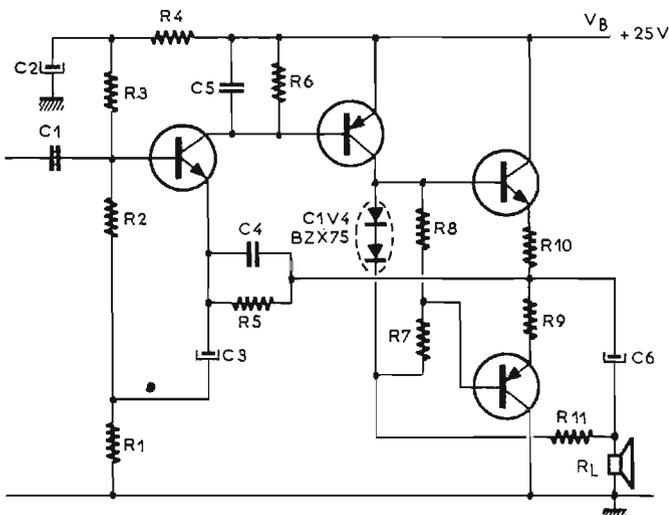


Fig. 5

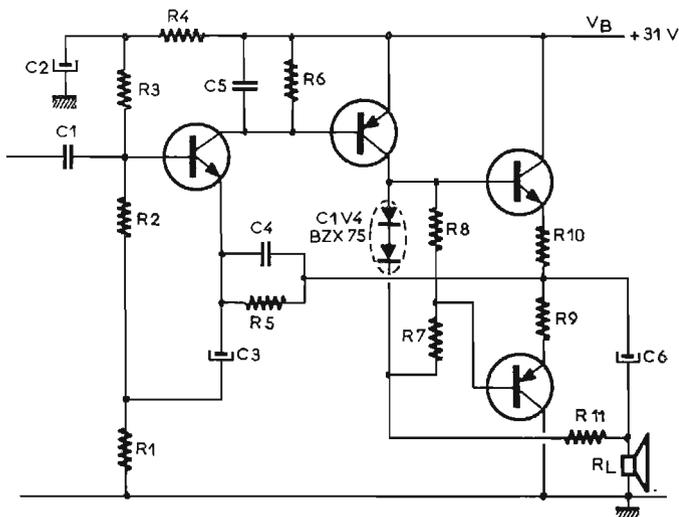


Fig. 6

- S/N (rapport à $P_o = 50$ mW) 62 dB.

- Contre-réaction 20 dB.

Comme il s'agit d'un amplificateur destiné à équiper les radio-récepteurs portatifs, des essais et des mesures sur ce montage ont été faits pour une tension de batterie descendue à 5,4 V c'est-à-dire 0,9 V au lieu de 1,5 V par élément.

Pour 5,4 V de tension d'alimentation les caractéristiques sont :

- V_{in} (avec $P_o = 50$ mW), 9 mV.
- V_{in} (avec $P_o = 315$ mW), 25 mV.
- I_{CQ} (courant de repos collecteur), 0,8 mA.
- P_o max. ($d = 10$ %), 315 mW.
- R_{in} , 100 kΩ.
- S/N rapport ($P_o = 50$ mW), 66,5 dB.

- Contre-réaction 17,5 dB.

Comme on peut le constater ces résultats sont très satisfaisants. La figure 3 représente l'application pratique de cet amplificateur monté sur circuit imprimé. Les dimensions du module ainsi réalisé sont extrêmement réduites.

La figure 4 présente les courbes de distorsion de l'amplificateur pour différentes valeurs de C_6 .

LISTE DES COMPOSANTS DE L'AMPLIFICATEUR 1 W

- R_1 : 150 kΩ.
- R_2 : 270 kΩ.
- R_3 : 18 Ω.
- R_4 : 15 kΩ.
- R_5 : 1,5 kΩ.
- R_6 : 2,7 kΩ.
- R_7 : 560 Ω.
- R_8 : 62 Ω.
- R_9 : 300 Ω.
- DBZX75-C1V4.
- C_1 : 150 nF.
- C_2 : 10 µF-10 V.
- C_3 : 100 µF-16 V.
- C_4 : 100 nF.
- C_5 : 1,2 nF.
- C_6 : 1000 µF-16 V.
- TR₁ : BC148 ou BC238 ou BC408.
- TR₂ : BC157 ou BC307 ou BC417.
- TR₃-TR₄ : BC328/338.

AMPLIFICATEURS 1,6 ET 2,5 W

Dérivés de la première application, ces amplificateurs 1,6 et 2,5 W s'alimentent respectivement sous des tensions de 25 et 31 V. Les schémas de principe de ces amplificateurs sont donnés figures 5 et 6.

Les courants fournis aux étages « driver » sont de 7 mA pour la version 1,6 W et 8 mA pour la 2,5 W.

Les transistors de sortie possèdent une résistance d'émetteur de 3,3 Ω. Cette valeur, conjointement avec le stabistor assure une bonne stabilité thermique.

La charge de ces amplificateurs a été choisie à 50 Ω pour obtenir un courant de crête maximal de 300 mA afin de bénéficier de la garantie du gain qui est fixée à cette valeur de courant ($\lambda_{FE} > 40$).

La figure 7 représente les courbes de distorsion des amplificateurs 1,6 et 2,5 W.

Les caractéristiques essentielles de ces amplificateurs sont les suivantes :

Amplificateur 1,6 W

- V_{in} (avec $P_o = 50$ mW), 7,3 mV.
- V_{in} (avec $P_o = 1,6$ W), 42 mV.
- I_{CQ} (courant de repos collecteur), 1,2 mA.
- P_o max. ($d = 10$ %), 1,65 W.
- R_{in} : 215 kΩ.
- Contre-réaction : 21 dB.

Amplificateur 2,5 W

- V_{in} (avec $P_o = 50$ mW), 7 mV.
- V_{in} (avec $P_o = 1,6$ W), 42 mV.
- I_{CQ} (courant de repos collecteur), 1,2 mA.
- P_o max. ($d = 10$ %), 2,5 W.
- R_{in} : 210 kΩ.
- Contre-réaction 24 dB.

Liste des composants amplificateur 1,6 W

- R_1 : 33 Ω.
- R_2 : 560 kΩ.
- R_3 : 390 kΩ.
- R_4 : 39 kΩ.
- R_5 : 7,5 kΩ.
- R_6 : 2,7 kΩ.
- R_7 : 110 Ω.
- R_8 : 820 Ω.
- R_9 : 3,3 Ω.
- R_{10} : 3,3 Ω.
- R_{11} : 1,8 kΩ.
- C_1 : 150 nF.
- C_2 : 10 µF-40 V.
- C_3 : 100 µF-16 V.
- C_4 : 1,2 nF.
- C_5 : 49 nF.
- C_6 : 100 µF-16 V.
- BC148 ou BC238 ou BC408.
- BC158 ou BC208 ou BC418.
- BC328/338.
- DBZX75.C1V4.
- R_L : 50 Ω.

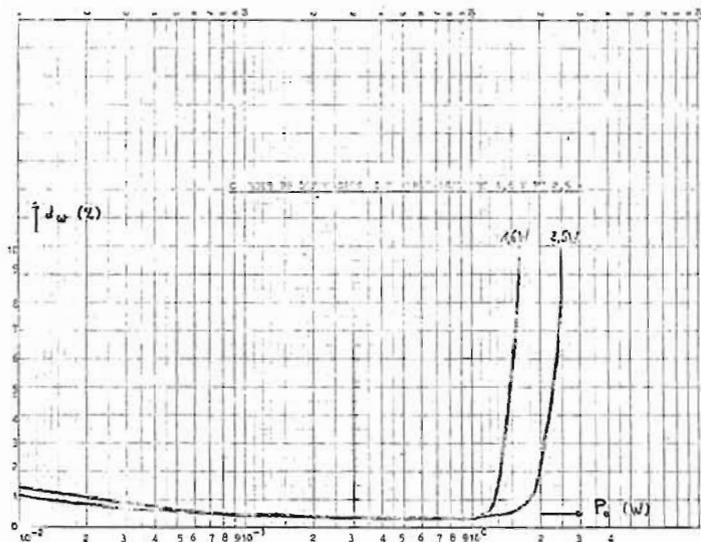


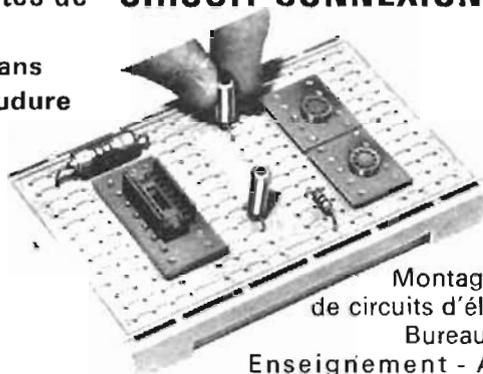
Fig. 7

Liste des composants amplificateur 2,5 W

- | | |
|--------------------------|-----------------------------|
| R_1 : 33 Ω . | R_{10} : 3,3 Ω . |
| R_2 : 560 k Ω . | R_{11} : 1,8 k Ω . |
| R_3 : 390 k Ω . | C_1 : 150 nF. |
| R_4 : 39 k Ω . | C_2 : 10 μ F-40 V. |
| R_5 : 7,5 k Ω . | C_3 : 100 μ F-16 V. |
| R_6 : 2,7 k Ω . | C_4 : 1,2 nF. |
| R_7 : 110 Ω . | C_5 : 49 nF. |
| R_8 : 820 Ω . | C_6 : 100 μ F-16 V. |
| R_9 : 3,3 Ω . | BC148 ou BC238 ou BC408. |
| | BC158 ou BC208 ou BC418. |
| | BC328/338. |
| | DBZX75.C1V4. |
| | R_L : 50 Ω . |

Boîtes de "CIRCUIT-CONNEXION" D.E.C.

sans
soudure



Pour
Montages d'essais
de circuits d'électronique
Bureaux d'études

Enseignement - Amateurs

Pour Composants discrets - Résistances, capa, transistors et circ. intégrés - DIL 16 broches, TO 8 et 10 broches

Rapidité : 15 fois plus vite qu'en soudant
Fiabilité : Capacité < 0,6 pF - Isolation > 100 M Ω
Economie : Plus de 100000 utilis. - Réemploi des composants.

Documentation et prix sur demande

Distributeur exclusif et ventes directes :

SIEBER - SCIENTIFIC S.A.
103, rue du Maréchal Oudinot 54-NANCY

RAPY

AGENTS

- | | |
|---|---|
| PARIS : ITECH : 57, rue Condorcet 9 ^e | TOULON : DIMEL : Av. Claude-Farrère |
| CLERMONT-F. : CENTRE ELECTR. | TOULOUSE : SODIMEP : |
| DIFFUSION Rue Bernard-Bruhnes | 8, rue Jean-Suau |
| NARBONNE : COMPTDIR DE L'ELECTRONIQUE 1, Avenue Maréchal-Foch | ST-PRIEST-EN-JAREZ : FEUTRIER, rue des 3 Glorieuses |

POUR VOS JONCTIONS
AMPLIS
PLATINES
MAGNÉTOPHONES
ETC...
PLUS DE PROBLÈMES!
CONSULTEZ-NOUS

SONY

améra7

La **QUADRIPHONIE SONY**
ne s'explique pas !



Elle s'écoute !
Mais pas n'importe où.

Démonstration permanente
dans notre auditorium
avec toute la gamme SONY disponible

7, RUE LA FAYETTE • PARIS 9^e • TÉL. 874.84.43

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

LA CONSTRUCTION ET LE MONTAGE MODERNES RADIO - TV - ÉLECTRONIQUE

DIVISEURS DE FRÉQUENCE POUR SIGNAUX BF

GÉNÉRALITÉS

PARMI les nombreuses applications des diviseurs de fréquences, mentionnons les deux suivantes : générateurs de signaux BF pour instruments électroniques de musique et, générateur BF à fréquences fixes pour tous usages, comme les mesures par exemple, la mise au point, l'accord des instruments électroniques de musique ou des générateurs BF.

Les diviseurs de fréquence sont des dispositifs qui à partir d'un signal de fréquence f , fournissent des signaux de fréquences $f/2$, $f/4$, $f/8$, $f/16$, etc., c'est-à-dire les signaux « subharmoniques » 2, 4, 8, 16 etc., obtenus par division par le facteur 2^n avec $n = 1, 2, 3, 4...$

Dans le cas de l'emploi comme générateur de signaux aux fréquences des notes musicales de la gamme chromatique tempérée (pianos, orgues et tous instruments à notes de hauteur fixée d'avance) il y a dans un intervalle d'une octave 12 intervalles égaux à un demi-ton. Ce sont les notes suivantes do, do dièse, ré, ré dièse, mi, fa, fa dièse, sol, sol dièse, la, la dièse, si. Entre chacune de ces notes et la suivante il y a un demi-ton. La note qui suit le si est un nouveau do. Si le premier do est du rang p , le do suivant est du rang $p + 1$ et le do précédent du rang $p - 1$.

Les diviseurs de fréquence permettent de donner à partir d'une note haute, par exemple do de rang p désigné par do_p , les do au-dessous de celui considéré c'est-à-dire :

do_{p-1} , do_{p-2} , do_{p-3} etc.

Un diviseur de fréquence doit donc posséder une entrée recevant

le signal à fréquence f correspondant à la note la plus haute désirée, c'est-à-dire f_1 correspondant par exemple à do_p . Il aura un certain nombre de sorties (en général de 3 à 7) donnant les signaux suivants :

$f_2 = f_1/2$: par exemple do_{p-1}

$f_4 = f_1/4$: par exemple do_{p-2}

$f_8 = f_1/8$: par exemple do_{p-3}

et ainsi de suite, selon le nombre des sorties. Remarquons que dans la plupart des cas pratiques, le nombre des intervalles d'octaves ne dépasse pas sept mais parfois on en exige 8, 9 ou 10, d'autres fois on se contente de moins, par exemple 2, 3, 4...

Si un diviseur de fréquence ne donne pas le nombre requis de notes subharmoniques, il pourra être suivi d'un autre diviseur qui donnera les notes subharmoniques désirées. Soit le cas de sept sorties diviseur donnant les do. Par les onze autres notes musicales, il faudra avoir recours à onze autres diviseurs, donc en tout, pour avoir un générateur de 7 intervalles d'octaves, il faudra 12 diviseurs à sept sorties chacun. Dans tous les cas, quel que soit le nombre des intervalles d'octaves désiré, on aura besoin de douze diviseurs indépendants, l'un pour les do, le suivant pour les do dièse (ou les si) etc. Le tableau I montre les diviseurs nécessaires à la génération de trois intervalles d'octaves de 12 demi-tons chacune. En partant du do_p , la note la plus haute disponible on parvient à $do_{dièse,p-3}$ ce qui fait bien trois intervalles d'octaves, la note suivante manquante est do_{p-3} .

Comme il s'agit ici de physique (électricité, électronique, mécanique, optique et bien entendu

acoustique) il est utile de savoir comment les notes correspondent à des fréquences déterminées.

Ainsi, le do de la gamme la plus basse est désigné par do_1 donc dans ce cas, si l'on part

de ce do $p = -1$ la fréquence du do_1 est 16,34 Hz. La gamme de rang $p - 1$ est la suivante :

(Suite page 150)

infra

tournez la page

infra

infra VOUS informe

infra

infra

DIVISEURS DE FRÉQUENCE POUR SIGNAUX BF

(Suite de la page 147)

TABLEAU I

Intervalle d'octave	Rau p à $p-1$	$p-1$ à $p-2$	$p-2$ à $p-3$
Note	do _p	do _{p-1}	do _{p-2}
do	si _{p-1}	si _{p-2}	si _{p-3}
si	la dièse _{p-1}	la dièse _{p-2}	la dièse _{p-3}
la dièse	la _{p-1}	la _{p-2}	la _{p-3}
la	sol dièse _{p-1}	sol dièse _{p-2}	sol dièse _{p-3}
sol dièse	sol _{p-1}	sol _{p-2}	sol _{p-3}
sol	fa dièse _{p-1}	fa dièse _{p-2}	fa dièse _{p-3}
fa dièse	fa _{p-1}	fa _{p-2}	fa _{p-3}
fa	mi _{p-1}	mi _{p-2}	mi _{p-3}
mi	rè dièse _{p-1}	rè dièse _{p-2}	rè dièse _{p-3}
rè dièse	rè _{p-1}	rè _{p-2}	rè _{p-3}
rè	do dièse _{p-1}	do dièse _{p-2}	do dièse _{p-3}
do dièse			

TABLEAU II

Rang : -1	Fréquence en Hz
do	16,34
do dièse	17,30
rè	18,34
rè dièse	19,42
mi	20,60
fa	21,61
fa dièse	23,09
sol	24,49
sol dièse	25,93
la	27,50
la dièse	29,12
si	30,87

TABLEAU III

Rang : 8	Fréquence en Hz
do	8 371,00
do dièse	8 864,88
rè	9 392,22
rè dièse	9 946,36
mi	10 546,24
fa	11 176,04
fa dièse	11 834,36
sol	12 539,68
sol dièse	13 279,54
la	14 080,00
la dièse	14 910,80
si	15 801,08

Rien n'est plus facile de trouver les fréquences des notes des rangs suivants.

Ainsi, par les notes du rang zéro (le zéro suit le -1) le do₀ a la fréquence double du do₋₁ donc $2 \times 16,34 = 32,68$. En réalité la valeur plus exacte de la fréquence est 32,69. Pour plus de précision, il est donc préférable de calculer les fréquences en partant du rang le plus élevé. Voici au tableau III ci-après les fréquences des notes de l'intervalle d'octave de rang 8.

Pour obtenir un rang inférieur il faut diviser par 2^x . Soit à obtenir les fréquences du rang 5 par exemple. Le do₅ s'obtient en divisant par 2^1 la fréquence du do₆. Le do₆ en divisant par 2^2 , le do₇ en divisant par $2^3 = 8$ donc la fréquence du do₈ est $8 371,08 / 8 = 1 046,37$ Hz. Le do₁ est alors à la fréquence $1 046,37/2 = 523,19$ qui est une valeur approchée car

le double de 523,19 est 1 046,38. Pour cette raison il est recommandé de porter les valeurs des fréquences les plus élevées par le calcul des fréquences plus basses.

Autre exemple : le si de rang 8 a la fréquence 15 801,08 Hz. Le si de rang -1 est catalogué comme étant à la fréquence 30,87. En multipliant par $2^9 = 512$ on obtient la fréquence du si₈ qui serait $30,87 \cdot 512 = 15 805,44$ alors que la valeur de f du tableau III est 15 801,08. D'autre part, pour obtenir la fréquence f d'une note voisine d'une note de fréquence f_b , il faut :

- Multiplier par un coefficient $x > 1$, si la note est d'un demi-ton supérieure.

- Diviser par x si la note est inférieure d'un demi-ton.

Ainsi, soient les notes do₈ et do dièse₈ dont les fréquences données par le tableau III sont 8 371 et 8 864,88 Hz. Le rapport x de ces fréquences est :

$$x = \frac{8 864,88}{8 371} = 1,0599 \approx 1,06$$

Vérifions avec deux autres fréquences des tableaux.

On a sur le tableau II do₁ à la fréquence 16,34 Hz et si₁ à la fréquence 17,30 Hz. Multiplions 16,34 par 1,06 cela donne 17,3204. La précision absolue n'est pas nécessaire dans le calcul car les diviseurs de fréquence réalisés par des dispositifs physiques en particulier par des dispositifs électroniques, donnent automatiquement les fréquences subharmoniques rigoureusement exactes. Il suffit donc de partir des fréquences les plus élevées.

MONTAGES DIVISEURS ÉLECTRONIQUES

On part d'un oscillateur stable donnant un signal à une certaine fréquence f que nous nommerons fondamentale. Ce signal est appliqué au diviseur qui en donnera les signaux aux fréquences $f/2$, $f/4$, $f/8$, etc.

$f/8$ à partir du troisième multi-vibrateur.

Pour aller plus loin dans la division, un deuxième CI de ce genre donnera, à partir du signal $f/8$, les signaux $f/16$, $f/32$, $f/64$ et $f/128$ donc avec deux CI on pourra obtenir 7 intervalles d'octaves pour une seule note ce qui donnera 8 intervalles avec les 11 autres diviseurs. Le montage du CA3052 a été décrit dans cette revue dans un article spécial.

Voici quelques schémas de dispositifs diviseurs et oscillateurs à circuits intégrés ITT, cette société s'intéressant particulièrement aux CI destinés à des applications spéciales du genre de celles considérées ici.

LE CI TYPE SAJ110

Ce circuit intégré se présente en boîtier rectangulaire du type TO116 en deux variantes : avec broches en ligne ou avec broches à écartements alternés. Il y a en tout 2 fois 7 = 14 broches. La

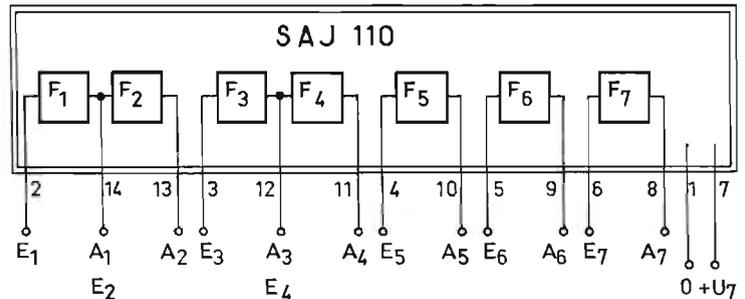


Fig. 1

Les diviseurs contiennent eux-mêmes des oscillateurs, en général des oscillateurs de relaxation pouvant être choisis parmi de nombreux types. Ce sont généralement des multivibrateurs astables (genre Abraham et Bloch) ou des Flip-Flop ou bien d'autres. On utilise également des oscillateurs de relaxation à tubes au néon.

Comme il en faut beaucoup, on a réalisé des circuits intégrés contenant autant d'oscillateurs-diviseurs qu'il y a d'intervalles d'octaves à obtenir.

Ainsi, le CI de la RCA type CA3052 (ou CA3048) contient quatre amplificateurs identiques. On monte le premier comme oscillateur fondamental et les trois autres comme multivibrateurs astables ce qui donne les fréquences suivantes :

f (fondamentale) à partir de l'oscillateur.

$f/2$ à partir du premier multivibrateur.

$f/4$ à partir du deuxième multivibrateur.

longueur du boîtier est de 19 mm environ. Le schéma du SAJ110, sans détail du montage intérieur est donné par la figure 1.

Il contient sept flip-flop désignés par $F_1, F_2 \dots F_7$. L'entrée de chaque flip-flop est désignée par E ($E_1 \dots E_7$) et la sortie par A ($A_1 \dots A_7$).

On remarquera que pour certains flip-flop voisins tels que $F_1 - F_2$ et $F_3 - F_4$, la sortie de l'un est reliée à l'entrée du suivant tandis que pour les autres, chacun possède une entrée et une sortie accessibles séparément.

Dans le montage en diviseur, les liaisons en chaîne étant nécessaires, les connexions $A_1 - E_2$ et $A_3 - E_4$ ne sont pas gênantes, au contraire, on devra établir de l'extérieur les connexions $A_2 - E_3$, $A_4 - E_5$, $A_5 - E_6$ et $A_6 - E_7$. Les points (broches) de terminaison du CI sont indiqués par des nombres entre parenthèses. Ainsi, A_4 est à la broche 11 du CI.

Le signal fondamental sera appliqué à l'entrée E_1 de F_1 . On

obtiendra alors les signaux sub-harmoniques aux sorties $A_1 \dots A_7$, en effectuant les branchements en chaîne. Remarquons les points de terminaison disposés à droite sur le schéma de la figure 1. Le point 1 est marqué zéro et sert de ligne négative de masse c'est-à-dire d'alimentation. Le point 7 marqué + U_7 est le + d'alimentation dont la tension limite maximale est de 11 V et une valeur normale est 9 V.

Pour « sortir » un signal de forme rectangulaire comme celui de la figure 2 on utilisera le montage de la figure 3 à disposer entre un point de réunion $A_n - E_{n+1}$ la masse et le point de sortie U_{RL} .

Entre le point $A_n - E_{n+1}$ (par exemple $A_1 - E_2$ ou $A_1 - E_7$) et la masse on monte en série le circuit de mise en forme composé de la diode D du type BA170 (ITT), dans le sens indiqué (anode vers le CI) puis le réseau composé de R_L en parallèle sur R_S et C_L .

R_L est la résistance de charge de sortie. Sa valeur est comprise entre 2 et 20 k Ω et il faut que $R_L \gg R_S$, la valeur de R_S recommandée étant de 180 ohms. Cette résistance de protection est en série avec C_L dont la valeur est donnée par la relation :

$$\tau = R_L C_L$$

τ étant le temps indiqué sur la figure 2. Il correspond à la différence des temps b et c , b étant la fin d'une période partielle positive, ac la tangente au point a de la partie descendante.

Soit par exemple f la fréquence du signal rectangulaire. Sa valeur est $f = 1/T$ (voir Fig. 2). Connaissant f on peut calculer T avec f en hertz et T en secondes. Connaissant T on choisit la valeur de $\tau = c - b$ selon la forme de la partie descendante désirée. Si l'on veut que cette descente soit rapide il faut que τ soit petite devant T , par exemple $\tau = T/50$.

De la relation $\tau = R_L C_L$, connaissant R_L on déduira C_L . Voici un exemple numérique. La note correspondant à la sortie A_1 est à la fréquence 7900,54 Hz (si_7). Pour le calcul des éléments une précision poussée est inutile, on prendra $f = 8000$ Hz. Dans ce cas $T = 1/8000$ s = $1,25 \cdot 10^{-4}$ s = 0,125 ms. Dans ces conditions si $\tau = T/50$ on aura $\tau = (1,25/50) \cdot 10^{-4} = 2,5 \cdot 10^{-6}$ s = $2,5 \mu$ s. Si l'on prend $R_S = 180$ ohms, on pourra adopter la valeur $R_L = 2,2$ k Ω qui est généralement la valeur adoptée dans les montages pratiques.

Dans ce cas la relation $\tau = R_L C_L$ s'écrit :

$$2,5 \cdot 10^{-6} \approx 2,2 \cdot 10^3 C_L$$

avec C_L en farads ce qui donne :
 $C_L = 1,13$ nF ≈ 1 nF

que l'on peut arrondir à 1 nF car il n'est pas obligatoire que soit exactement égal $1/50$ de T .

Les valeurs des éléments pour $f = 7900,54$ Hz, sont, par conséquent : $R_L = 2200$ ohms, $R_S = 180$ ohms, $C_L = 1$ nF.

En remarquant que C_L est proportionnel à τ et, par conséquent à T et, de ce fait inversement proportionnel à la fréquence, il est facile de trouver la valeur de C_L à une fréquence quelconque lorsqu'on a établi la valeur de C_L pour une fréquence donnée.

Dans le cas de notre exemple, on vient de trouver que pour $f = 7900,54$ Hz (si_7) on a $C_L = 1$ nF, donc si la fréquence diminue, C_L augmente. Ainsi, pour si_5 , par exemple dont $f = 1975,13$ Hz, soit 4 fois plus petite, C_L sera

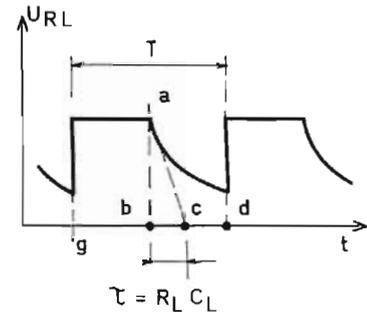


Fig. 2

quatre fois la valeur trouvée : $C_L = 4$ nF. Remarquons que la valeur de τ a été choisie arbitrairement à $\tau = T/50$ pour obtenir une descente rapide de la tension (voir Fig. 2).

La forme de la courbe ne sera pas sensiblement affectée si τ varie entre $T/50$ et $T/100$ donc, il n'y aura pas d'inconvénient majeur à ce que la même valeur de τ (donc de C_L) soit conservée pour plusieurs notes dans la série descendant en fréquence, par exemple pour les douze notes d'un rang. Ainsi si l'on reporte aux notes du tableau III par exemple qui correspondent au rang 8, la valeur de C_L pour le si_8 serait 0,5 nF = 500 pF et on pourrait conserver cette valeur pour toutes les notes de rang 8, puis, pour le rang 7, on prendra $C_L = 1000$ pF ou 1 nF comme on l'a trouvé plus haut, 2000 pF pour le rang 6, 4000 pF pour le rang 5, etc. Des valeurs arrondies de C_L conviendront bien, inutile de chercher à composer une capacité de valeur inusuelle. Prendre en général une valeur plus faible que celle calculée afin que la forme du signal soit presque rectangulaire.

GÉNÉRATEURS DE SIGNAUX

L'emploi du SAJ110 ITT est subordonné à celui d'un oscillateur et il en faut 12, quel que soit le nombre des intervalles d'octaves adopté.

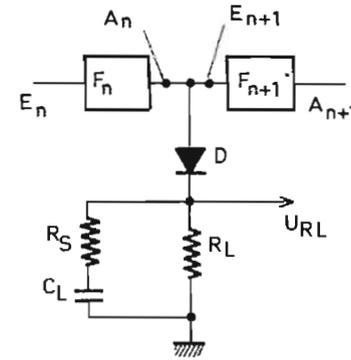


Fig. 3

Comme générateurs, des dispositifs très stables sont indispensables, cela est évident.

Convientent toutes sortes d'oscillateurs, dont les plus pratiques sont ceux du type RC mais des oscillateurs Hartley ou Colpitts à bobines sont également recommandés; comme oscillateur RC, on pourra utiliser le circuit intégré de la ITT, le type TCA430 ou encore le circuit intégré de la même marque, le SAH190. Commençons par le premier.

L'OSCILLATEUR QUADRUPLE TCA430

Le circuit intégré est en boîtier rectangulaire à 16 broches long de 19 cm. Sur la figure 4 il est représenté vu de dessus (donc

avec les broches orientées vers la face que l'observateur ne voit pas!) Le repère étant en bas, le point 1 est alors à droite et le point 16 à gauche. Tout le montage des oscillateurs RC est représenté sur ce schéma. Le CI permet de réaliser quatre oscillateurs indépendants et comme il en faut douze, on aura besoin de trois TCA430. Tous les oscillateurs sont identiques sauf en ce qui concerne les éléments R et C qui déterminent l'accord sur la fréquence requise.

Une entrée de vibrato est prévue à la broche 4 (VI B). Lorsque ce montage fonctionne, on obtient les signaux aux points de sortie A_1, A_2, A_3 et A_4 qui correspondent respectivement aux points (broches) terminaux 2, 3, 6 et 7 de ce circuit intégré.

Chaque sortie se fait sur une charge résistive R_{L1}, R_{L2}, R_{L3} , et R_{L4} , le vibrato étant introduit au point terminal 4 par l'intermédiaire d'un condensateur C. Les accords sont déterminés par la relation :

$$f_0 = \frac{850}{RC} \text{ hertz}$$

dans laquelle R est en k Ω et C en microfarads. Exemple : $f_0 = 4185,5$ Hz, $R = 25$ k Ω . La formule s'écrit également sous la forme :

$$C = \frac{850}{f_0 R} = \frac{850}{4185,5 \cdot 25} \mu F$$

ce qui donne $C = 0,0081 \mu F$ environ. Reportons-nous au schéma de la figure 4. Dans ce montage, C est une des capacités C_1, C_2, C_3 et C_4 et R est la somme de R_4 fixe et R_4' ajustable.

Pour réaliser une résistance de 25 k Ω ajustable on pourra prendre par exemple une résistance fixe de 20 k Ω et une résistance ajustable de 10 k Ω , donc il n'est pas nécessaire que la valeur de C soit réalisée avec précision car ce qui

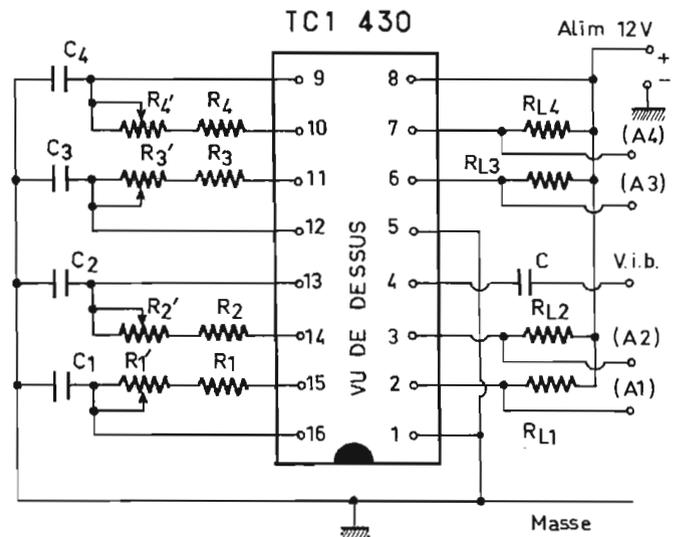


Fig. 4

importe c'est le produit RC. Ainsi, dans notre exemple, si l'on prend $C = 0.008 \mu F = 8 \text{ nF}$, la valeur courante, la valeur de R est donnée par la relation :

$$R = \frac{850}{4 \cdot 185,5 \cdot 8 \cdot 10^{-3}} = 25,4 \text{ k}\Omega$$

valeur pouvant être aisément obtenue avec l'ajustable. Il est donc possible d'effectuer le calcul sans trop pousser la précision, même pour f. Ainsi au lieu de 4 185,5 Hz on pourra aussi bien partir de 4 200 Hz.

De même pour les oscillateurs des fréquences voisines, la valeur de C pourrait rester la même pour trois ou quatre fréquences. Ainsi, dans le montage de la figure 4, les fondamentales adoptées étant par exemple : do₇, do dièze₇, ré et ré dièze, on aura à considérer les fréquences respectives :

do₇ : 4 185,50; do dièze₇ : 4 432,44 ; ré₇ : 4 696,11 et ré dièze₇ : 4 973,18 Hz.

On sait que les fréquences augmentent de 1,06 fois donc les capacités diminuent de 1,06 fois chaque fois que l'on montera d'un demi-ton.

En partant de do₇, on obtient la fréquence de ré dièze₇, en multipliant par (1,06)³ ce qui donne un

facteur de 1,19 environ, or la variation de R (fixe + variable) peut couvrir une augmentation de 19 %. En effet avec 20 kΩ fixe + 10 kΩ variable, le minimum de R est 20 kΩ et 25/20 = 1,25 donc 25 % de variation. Il sera donc possible de prendre C = 8 nF pour les quatre fréquences attribuées au groupe du TCA considéré.

Pour le deuxième groupe de 4 fréquences, la valeur de C sera 8 nF divisée par (1,06)⁴ = 1,26 ce qui donne 8/1,26 = 6,3 nF. Enfin pour le troisième groupe, la valeur de C sera 8/(1,06)⁵ ce qui donne 8/1,59 = 5 nF.

On voit qu'il ne sera pas difficile de trouver les valeurs des éléments du montage de la figure 4. Soit aussi le cas où l'on choisirait un intervalle d'octave d'un autre rang, par exemple celui de rang 8 au lieu de 7. Il est évident que les valeurs trouvées par C seront à diviser par deux, c'est-à-dire 4 nF pour les quatre premières notes, 3,15 nF pour les quatre suivantes, 2,5 nF pour les quatre dernières. Se souvenir que dans tous ces calculs on devra tenir compte des relations suivantes :

- 1° Le rapport des fréquences est de 2 d'une octave à la suivante.
- 2° Le rapport des fréquences

est de 1,06 (1,059 avec plus de précision) d'une note à la note suivante avec intervalle d'un demi-ton.

3° La capacité ou la résistance ou leur produit sont inversement proportionnels aux fréquences des signaux C avec R fixe, R avec C fixe.

Voici enfin, pour faciliter les calculs, un graphique donnant pour ce montage le produit RC en fonction de la fréquence, selon la formule $RC = 850/f$, avec f en hertz, R en kΩ et C en nanofarads. Ce graphique est donné par la figure 5. On dispose de deux courbes avec R = 25 kΩ.

Courbe A : abscisses en haut, en nF.

Les autres points ont été indiqués pour tracer les courbes qui, avec les deux échelles logarithmiques, sont des droites, dont il suffit d'en connaître deux points pour les tracer.

Ainsi, d'après la formule $C = 34\,000/f$ (avec C en nF et f en hertz) on a évidemment $C = 34 \text{ pF}$ si $f > 1\,000 \text{ Hz}$ ce qui donne le point M₁ sur la courbe (B) et le point M₃ sur la courbe (A).

De même, si $f = 10\,000 \text{ Hz}$, $C = 3,4 \text{ nF}$ et sur la courbe A on obtient le point M₄. La droite B passe par les points M₁ et M₂, le point M₂ correspondant à $f = 100 \text{ Hz}$ et $C = 340 \text{ nF} = 0,34 \mu F$.

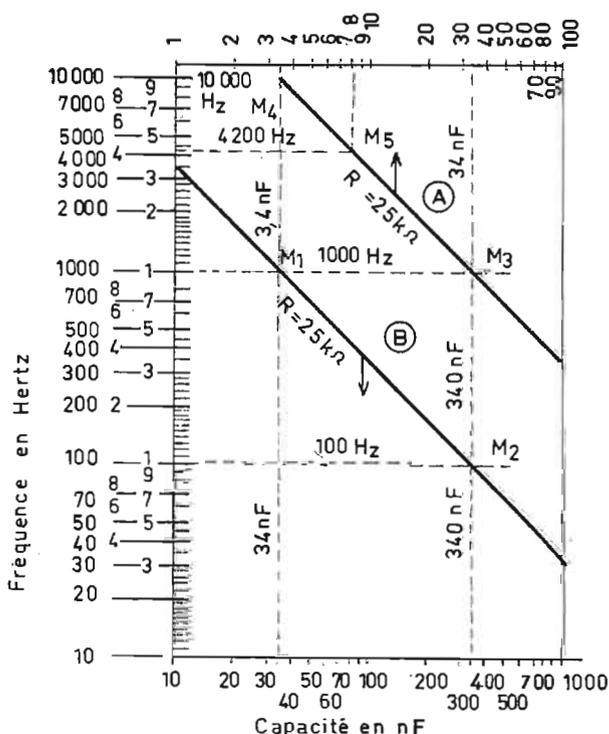


Fig. 5

Courbe : abscisses en bas, en nF.

Les ordonnées sont à gauche et en hertz. Exemple : on désire obtenir le signal à $f = 4\,185,5 \text{ Hz}$, quelle est la valeur de C avec $R = 25 \text{ k}\Omega$. On obtient sur la courbe A, le point M₄ qui a comme abscisse en haut C = 8,2 nF environ.

Le calcul donne :

$$C = \frac{850}{25 \cdot 4\,185,5} \mu F$$

Cette expression de C peut s'écrire également, en nF :

$$C = \frac{4 \cdot 850\,000}{100 \cdot 4\,185,5} = \frac{34\,000}{4\,185,5} = 8,15 \text{ nF}$$

environ.

La droite A passe par les points M₄ et M₅.

Pour les fréquences de 10 000 et 500 Hz utiliser la courbe A et pour celles de 3 000 à 30, utiliser la courbe B. Si R est modifiée soit R₁, sa nouvelle valeur. Si $R/R_1 = n$, les capacités données par les courbes doivent être multipliées par n.

Ainsi, si $R = 2\,500 \text{ ohms}$, C sera 10 fois plus grand puisque le produit RC doit rester constant pour une valeur donnée de f. Exemple : $f = 3\,400 \text{ Hz}$. La courbe B donne 100 nF si $R = 25 \text{ k}\Omega$. En remplaçant R de 25 kΩ par $R = 2,5 \text{ k}\Omega$, la nouvelle valeur de C sera $1\,000 \text{ nF} = 1 \mu F$.

Sélectionné par F9FA, vente de beau matériel de « SURPLUS » strictement d'origine, quantité très limitée.

Récepteur « AME 7G1680 » double conversion 1,7 à 40 MHz, alim. 110/220	1 500
Récepteur « SADR R298 » dernier modèle 100/156 MHz, alim. 110/220	200
Emetteur « SADR RI1547 » 110/156 MHz, 15 W. Modulation plaque. Alim. 110/220	380
Les deux SADR pris ensemble	500
Pont électronique RLC « Metrix »	680
Milivoltmètre Electron « PHILIPS »	250

Egalement, à l'unité ou par lots, pris particulièrement intéressants. Ex. : Récepteurs « JUPITER » 150 F. Amplis 34 W av. push de 2 x 807 120 F. Matériel UHF émission, réception et mesure. Cavités, radars et télémetres. Antennes, casques, H.P. de sono, micros, etc. dont grande partie en emballage d'origine.

Appareils de laboratoire : ponts, générateurs, oscillos, voltmètres électrons ; compteurs de marques ADIP, FERISOL, METRIX, PHILIPS, GENERAL RADIO, BOONTON, RCA, etc.

Sont également proposés pour récupération ou démontage : châssis, baies, racks, radar, coffres, coffrets, tôlerie.

Lots de composants : capas, résistances, potentiomètres, tubes et semi-conduct. en emballages d'origine.

Matériel visible exclusivement les lundis et les samedis (10 à 19 h)

Ets Albert HERENSTEIN
91, quai Pierre-Scize - LYON-5^e
(Angle rue Saint-Paul)

Sur appel téléphonique à
(78) 28-65-43

possibilité de rendez-vous à date convenue

EXCEPTIONNEL



BATTERIES SOLDEES
pour défauts d'aspect
VENDES AU TIERS DE LEUR VALEUR

avec échange d'une vieille batterie

EXEMPLES : 2 CV. Type 6 V 1	44,15
4 L. Type 6 V 2	51,60
Simca. Type 12 V 8	69,95
R 8 - R 10 - R 12 - R 16-204	
304. Type 12 V 9	70,60
403 - 404 - 504. Type 12 V 10	78,80

Tous autres modèles disponibles

VENTE SUR PLACE UNIQUEMENT

ACCUMULATEURS

et

EQUIPEMENTS

2, rue de FONTARABIE, PARIS (20^e)
Tél. : 797.40.92

et en PROVINCE :

ANGOULEME : 45.95 - 64.41

AIX-EN-PROVENCE : 91.26 - 51.34

BORDEAUX : 56.91 - 30.63

DIJON : 80.30 - 91.61

LYON : 78.23 - 16.33

MANTES : 477.53.08 - 477.57.09

MONTARGIS : 38.85 - 29.48

NANCY : 78, r. St-Nicolas

PAU : 59.33 - 15.50

UNE OCCASION UNIQUE DE VOUS EQUIPER A BON MARCHÉ...

UN MÉTRONOME OPTO-ACOUSTIQUE

POUR la plupart des exécutions musicales on a recours à un métronome, le plus souvent mécanique. Son homologue électronique lui, semble retenir moins d'intérêt parce qu'il paraît encore trop « abstrait » ; cependant il présente au point de vue réalisation et utilisation des avantages incontestables.

Le métronome mécanique est muni d'un balancier et se remonte à la main, il est destiné à produire des tops sonores à des cadences régulières. Avec un métronome électronique on peut facilement adjoindre aux tops sonores des tops lumineux afin de mieux concrétiser l'effet. Le montage ne comporte alors aucune partie mécanique et tire son énergie d'une petite pile d'alimentation autorisant plusieurs heures de marche.

puissance en agissant directement et de la même façon que précédemment sur le tandem T_1-T_2 à liaison directe du fait de la complémentarité des deux transistors.

Le collecteur de T_2 est chargé par un haut-parleur de 8Ω , shunté par un condensateur de $25 \mu F$ et l'ampoule indicatrice.

Il ne suffit plus que d'entretenir les oscillations en assurant le bouclage de l'amplificateur; c'est précisément le rôle de C_1 dont la valeur est propre à assurer la plage de fréquences très basses désirées.

L'alimentation s'effectue à l'aide d'une pile standard de 4,5 V.

REALISATION PRATIQUE

Plusieurs types de support de montage peuvent être adoptés

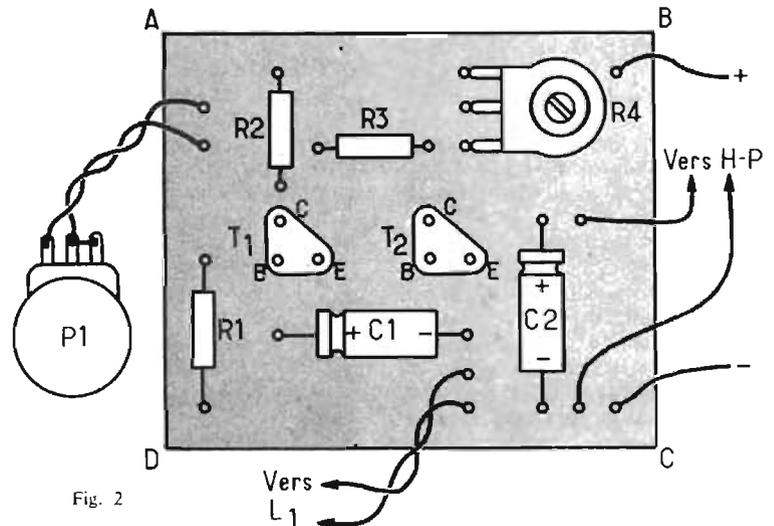


Fig. 2

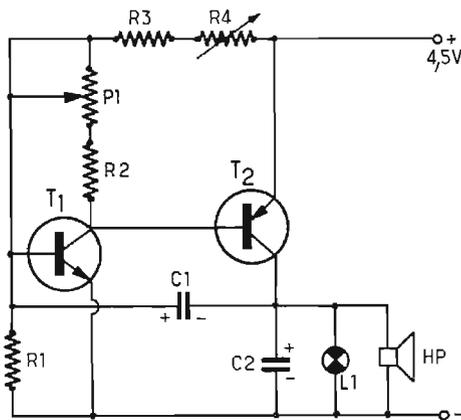


Fig. 1

LE SCHEMA DE PRINCIPE

Il est présenté figure 1. Deux transistors, dits complémentaires BC147 et AC128 sont nécessaires à la réalisation de ce montage. Ils forment essentiellement à eux deux un petit amplificateur BF.

Le transistor BC147, type NPN travaille en préamplificateur. La base de ce transistor est maintenue du côté de la ligne négative à un potentiel fixe grâce à la résistance R_1 de $10 k\Omega$. Une polarisation variable obtenue par l'intermédiaire du potentiomètre P_1 et sa résistance de garde placée entre la base de T_1 et le collecteur, permet de faire varier la cadence des tops sonores.

Un autre circuit série R_3 et R_4 variable constitué un réglage de

pour entreprendre et mener à bien ce petit métronome; toutefois en raison de l'emploi d'un transistor BC147 en boîtier epoxy spécialement conçu pour les circuits imprimés il est préférable d'exécuter le montage sur une plaquette perforée au pas de 5 mm ou de 2,81 mm.

Tous les composants, à l'exception du potentiomètre P_1 , de l'ampoule et du haut-parleur qui sont déportés, prennent place sur une plaquette de faibles dimensions. En respectant l'implantation possible des composants présentée figure 2, il ne reste plus qu'à reproduire les liaisons de la vue de dessous de la figure 3.

Le haut-parleur adopté conditionnera les dimensions du coffret; par ailleurs on réservera une place

sur la face avant pour le potentiomètre de réglage de la cadence.

Dès la mise sous tension, l'ensemble doit fonctionner et émettre l'impulsion lumineuse et sonore recherchée. La résistance variable pourra alors être ajustée pour un niveau sonore moyen sinon il faudra munir le transistor AC128 d'un petit clip refroidisseur.

On pourra ensuite procéder à l'étalonnage grossier de l'appareil en se référant au nombre de tops sonores ou éclats lumineux émis par minute.

- Largo : 44 à 72 ;
- Larghetto 72 à 100 ;
- Adagio 100 à 126 ;
- Andante 126 à 154 ;
- Allegro 154 à 184 ;
- Presto 184 à 208.

Il suffira de monter sur l'axe du potentiomètre un bouton flèche se déplaçant en regard des graduations ainsi constituées.

LISTE DES COMPOSANTS DU MONTAGE

- $R_1 = 22 k\Omega$ 1/2 W ;
- $P_1 = 250 k\Omega$ potentiomètre linéaire ;
- $R_2 = 6,8 k\Omega$, 1/2 W ;
- $R_3 = 4,7 k\Omega$ 1/2 W ;
- $R_4 =$ Résistance ajustable 470 $k\Omega$;
- $C_1 = 50 \mu F/6 V$;
- $C_2 = 25 \mu F/6 V$;
- $T_1 = BC147$;
- $T_2 = AC128$;
- HP = Bobine mobile 8 Ω ;
- $L_1 = 3,5 V$; 100 mA.

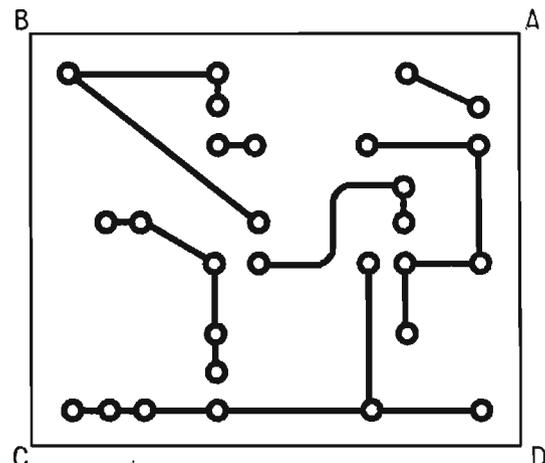


Fig. 3

UNE VERSION PLUS SIMPLE

En effet la figure 4 présente le schéma de principe d'un métronome plus simple que le précédent montage.

Le cœur du montage fait appel à un amplificateur BF simplifié à transistors complémentaires. La polarisation de l'ensemble est obtenue par l'intermédiaire d'une résistance variable associée à une résistance de garde.

La liaison entre les deux transistors est directe, le collecteur de T_2 est chargé par la bobine mobile d'un petit haut-parleur de $2,5 \Omega$.

Le couplage nécessaire à l'entretien des oscillations est assuré aux moyens du seul condensateur employé pour ce montage et disposé entre la base de T_1 et le collecteur de T_2 .

La fréquence des oscillations se règle par l'intermédiaire de R_2 potentiomètre monté en résistance variable. Enfin l'alimentation se réalise sous 3 V de tension procurée par deux piles « bâton » de 1,5 V montées en série.

La réalisation pratique ne pose pas de problème, on peut même essayer avec succès un montage en l'air sans aucun support comptenu du nombre restreint de composants. Il ne suffit plus ensuite que de noyer l'ensemble du montage dans de la colle ou de l'aral-

dite afin de réaliser un encapsulage.

On peut par ailleurs, à l'aide de ce montage en modifiant la valeur de C_1 et en adoptant environ 33 nF , réaliser un oscillateur pour apprentissage du Code Morse en montant le manipulateur en série dans le circuit d'alimentation.

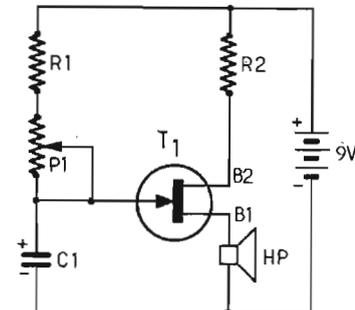


Fig. 5

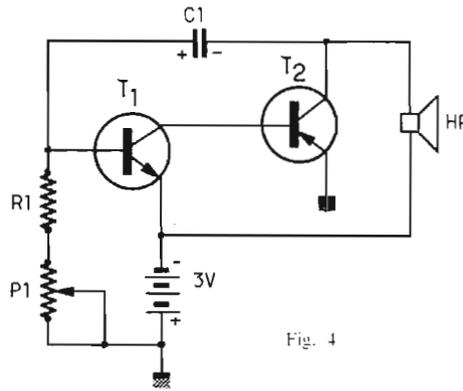


Fig. 4

LISTE DES COMPOSANTS

- $R_1 = 22 \text{ k}\Omega$ 1/2 W ;
- $R_2 = 250 \text{ k}\Omega$ potentiomètre linéaire ;
- $C_1 = 10 \mu\text{F}/12 \text{ V}$;
- $T_1 = \text{AC127, BC107, BC109, 2N2222}$;
- $T_2 = \text{AC128, AC188, 2N2904}$;
- HP = Bobine mobile $2,5 \Omega$.

UN METRONOME A UN TRANSISTOR

L'emploi d'un transistor unijonction autorise la réalisation d'oscillateur ou de relaxateur très simples. Grâce à ses propriétés, le transistor unijonction genre 2N2646 ou 2N4871, se prête bien à la réalisation de métronomes ultra simplifiés.

La figure 5 propose en conséquence un montage utilisant ce

composant actif simplificateur de circuit. Lorsque la tension d'alimentation est appliquée le condensateur C_1 se charge à travers la résistance équivalente $P_1 + R_1$. Dès que la tension d'émetteur de T_1 atteint un seuil déterminé la jonction E-B₁ devient conductrice et de ce fait le condensateur C_1 se décharge dans le haut-parleur produisant un top sonore comparable à celui des métronomes mécaniques.

Il convient de remarquer que le haut-parleur doit être inséré dans le circuit B₁ et non B₂.

Le circuit RC détermine une constante de temps en relation directe avec la fréquence engendrée, en conséquence le potentiomètre P_1 assure le réglage de cadence des battements.

L'alimentation s'effectue sous 9 V de tension.

B.F.

LISTE DES COMPOSANTS DU METRONOME A UJT

- $R_1 = 6,8 \text{ k}\Omega$ 1/2 W ;
- $R_2 = 330 \Omega$ 1/2 W ;
- $P_1 = 250 \text{ k}\Omega$ linéaire ;
- $C_1 = 10 \mu\text{F}/12 \text{ V}$;
- $T_1 = 2N2646, 2N4871$;
- HP = Bobine mobile 8 à 16Ω .

BIBLIOGRAPHIE

- Mundo Electronico n° 6/72.
- Manual General Electric.
- Radio Electronics 7/71.

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). Alim. 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 **360,00**

AMPLI SPECIAL R 19 STEREO 2 x 15 W

Tout transistors. Préampli incorporé. Commutateur d'entrées à touches. PU magnétique ou cristal, magnéto, 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, - 16 dB à 15 kHz. EN COFFRET BOIS ACAJOU.

EN ORDRE DE MARCHÉ 380 F

TOUS NOS APPAREILS SONT GARANTIS

CHASSIS D'AMPLI 2 x 10 W

Réglage séparé des graves et des aigus sur chaque canal. 16 transistors. Bande passante : 20 Hz à 30 kHz. Entrées : PU piézo - Tuner magnétophone. Z = 4 à 8 Ω .

PRIX DE LANCEMENT 156,00

Son alimentation, Transfo + redresseur **28,00**

NOUVELLE PLATINE HI-FI BSR P128 SERIE PROFESSIONNELLE

- Bras de lecture compensé • Pression du bras, de 0 à 6 g • Antiskating haute précision • Plateau lourd de précision • Cellule enfichable • Moteur 4 pôles • RUMBLE > - 35 dB • SCINTILLEMENT < 0,02 % • PLEURAGE < 0,14 %

PRIX (avec socle noyer ou acajou, cellule magnétique) EXCEPTIONNEL 355,00

Capot bleuté BSR 50,00

TUNER AM/FM - STEREO Tout transistors

Gammes PO-GO OC1-OC2 FM Galvanomètre de contrôle Indicateur visuel automatique des émissions stéréo. Coffret bols. Dim. 380 x 190 x 65 mm.

En ordre de marche **445,00**

SELF RADIO 19

19, avenue d'Italie - PARIS 13
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

L'ARMÉE DE L'AIR

— Par sa formation gratuite et renommée
— Par son expérience des matériels les plus modernes

VOUS PROPOSE

— Par son expérience jeune

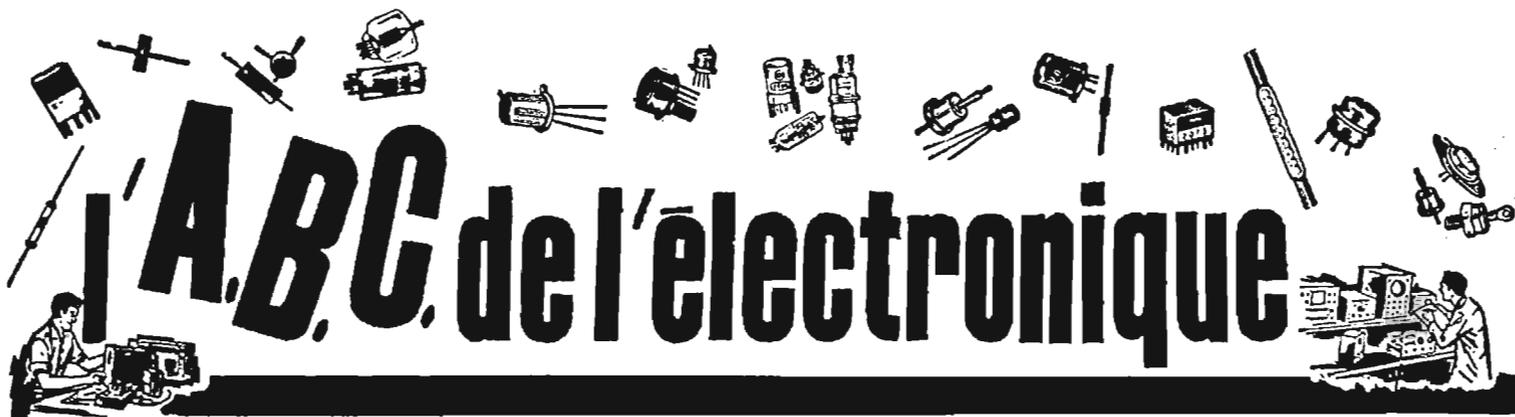
— Un matériel apprécié dans l'économie nationale

De larges possibilités de promotion sociale

— Des responsabilités d'homme.

Renseignez-vous

C.E.A.A. 78129 VILLACOUBLAY/AIR



L'A.B.C. de l'électronique

DISPOSITIFS THERMIQUES POUR SEMI-CONDUCTEURS

INTRODUCTION

LORSQU'ON utilise des semi-conducteurs tels que les diodes, les transistors, les circuits intégrés, les modules, on est amené dans certains cas à les monter avec des radiateurs dissipateurs de chaleur. Le problème de la température est en effet de la plus haute importance dans les projets de montages à semi-conducteurs et une élévation de température dépassant les limites permises, peut donner lieu à des inconvénients importants et, même, très graves :

- 1° changement des caractéristiques;
- 2° changement tel que la puissance dissipable devienne plus faible que celle normale;
- 3° destruction du semi-conducteur.

Pour éviter ces inconvénients on dispose de plusieurs palliatifs dont les suivants :

- 1° faire fonctionner les semi-conducteurs dans des conditions très au-dessous de leurs possibilités maxima normales;
- 2° prendre des précautions concernant la dissipation de la chaleur;
- 3° réaliser des dispositifs de compensation en température pour limiter la variation des caractéristiques. La dissipation de chaleur doit être facilitée et accélérée. De cette façon, la chaleur produite par le semi-conducteur, étant rapidement évacuée, sa température augmentera moins et permettra :

- a) à puissance égale de le faire fonctionner dans de meilleures conditions de fiabilité et de maintien des caractéristiques;

b) à puissance supérieure à celle admissible sans dispositif de dissipation de chaleur.

Ainsi, par exemple, un transistor final BF, de puissance nominale de sortie de 10 W, avec dissipation de chaleur ne pourrait fonctionner, sans dissipateur, qu'à faible puissance, par exemple 2 W seulement, ce qui serait peu économique et de mauvais rendement.

La grandeur qui caractérise l'opposition de l'élément considéré à l'évacuation de la chaleur se nomme **résistance thermique** qui peut être comparée à la résistance électrique s'opposant au passage du courant électrique.

TEMPÉRATURE

Dans un semi-conducteur à jonction, monté dans un boîtier et placé dans un milieu où règne une certaine température dite **ambiante**, il y a lieu de considérer les températures suivantes :

T_j = Température de jonction,
 T_{fb} = Température du fond du boîtier,

T_{case} = Température du boîtier,
 T_r = Température du radiateur,
 T_{amb} = Température ambiante,
 T_{stg} = Température d'emmagasinage.

La température d'emmagasinage T_{stg} se désigne aussi sous le nom de température de stockage sous le symbole T_{st} ou T_{stk} , etc.

Les températures considérées dans les textes consacrés aux problèmes thermiques concernant les semi-conducteurs sont mesurées généralement en degrés Celsius (centigrades) ($^{\circ}C$). D'autre part les résistances thermiques se mesurent, conformément à leur

définition, en **degré Celsius par watt** ce qui s'écrit $^{\circ}C/W$. L'unité de résistance thermique est la résistance qui donne lieu à une variation de température de $1^{\circ}C$ pour une dissipation de puissance de 1 W. Aux mesures, la résistance thermique peut être évaluée en mesurant l'élévation de température en $^{\circ}C$ correspondant à une dissipation de 1 W.

De l'expression $^{\circ}C/W$ on déduit que la résistance thermique est plus grande si :

- 1° pour une même variation de température, la puissance dissipée est plus petite;
- 2° pour une même puissance dissipée, la variation de température est plus grande.

De ces deux propriétés on peut déduire des méthodes de mesure de la résistance thermique.

Dans un dispositif électronique il y a intérêt à ce que les résistances thermiques soient aussi faibles que possible. Voici les symboles thermiques à considérer dans le cas des semi-conducteurs :

R_{th} = Résistance thermique totale,
 R_{thj-fb} = Résistance thermique jonction-fond de boîtier,
 R_{thfb-r} = Résistance thermique fond de boîtier-radiateur,
 $R_{thr-amb}$ = Résistance thermique radiateur-ambiante,
 $R_{thfb-amb}$ = Résistance thermique fond de boîtier-ambiante.
 Radiateur = Dispositif de dissipation de la chaleur.

SCHEMAS EQUIVALENTS OU ANALOGIQUES

Lorsqu'un semi-conducteur est en état de fonctionnement (avec ou sans signal, mais alimenté) il est

parcouru par des courants électriques et de ce fait, il dissipe de la chaleur en raison de ses circuits résistants.

Cette chaleur est équivalente à une puissance exprimée en watts. La température au niveau de la, ou des jonctions s'élève.

Cette élévation fait augmenter le courant inversé qui à son tour provoque une élévation de la température. Pour éviter les effets néfastes de ces actions cumulatives, il faut réaliser des dissipateurs de chaleur. Plus la chaleur sera évacuée dans de bonnes conditions moins la température des jonctions s'élèvera, évitant la destruction des cristaux pour cet **emballement thermique**.

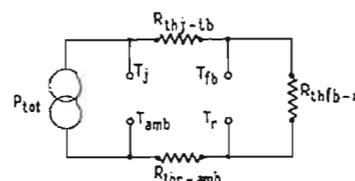


Fig. 1

La figure 1 donne une représentation analogue d'un circuit thermique sur lequel on a indiqué les résistances thermiques et les températures définies plus haut. Un semi-conducteur en fonctionnement peut être considéré comme un générateur thermique, c'est-à-dire un générateur de chaleur fournissant une puissance exprimée en watts. Cette puissance ne doit pas dépasser la puissance maximale pouvant être supportée par ces jonctions. Cette puissance P_{tot} est indiquée sur la figure 1.

La jonction est portée à une température T_j qui sera transférée vers le boîtier à travers la résistance thermique jonction-fond de boîtier R_{thj-fb} . On obtiendra alors un nouveau palier de température T_{fb} , la température du fond du boîtier.

Le boîtier (très souvent métallique est mis généralement dans ce cas, à la masse au point de vue électrique (sauf cas spéciaux). Il est fixé aussi sur radiateur métallique évacuateur de chaleur donc faisant l'effet d'un refroidisseur. Le deuxième transfert s'effectue par la résistance thermique du fond de boîtier-radiateur R_{thfb-r} . On donne à cette résistance le nom de résistance de fixation. En fonctionnement du semi-conducteur, le radiateur prend une température T_r supérieure à celle ambiante T_{amb} .

Le dernier transfert (évacuation) de chaleur est alors dépassé par la résistance thermique radiateur-milieu ambiant, ce milieu étant généralement l'air. Cette résistance a comme symbole $R_{thr-amb}$.

Soit D une différence de température. La différence D entre la température de jonction elle-même et la température ambiante peut s'écrire :

$$D = D_1 + D_2 + D_3$$

expression dans laquelle :

$$D = T_j - T_{amb}$$

$$D_1 = T_{amb} - T_r$$

$$D_2 = T_r - T_{fb}$$

$$D_3 = T_{fb} - T_j$$

En faisant la somme on constate qu'il s'agit d'une identité, mais l'expression D est commode pour certains calculs. Ainsi D est la différence des températures extrêmes mais elle est aussi la somme des différences comme D_1 , D_2 et D_3 que nous venons de définir.

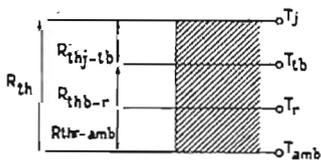


Fig. 2

La figure 2 permet de noter une autre définition analogique d'un circuit thermique. Il apparaît d'une manière évidente que l'on a :

$$R_{thj-amb} = R_{thj-fb} + R_{thfb-r} + R_{thr-amb}$$

LOI « D'OHM THERMIQUE »

Cette loi est exprimée par la formule :

$$T_j = T_{amb} + P_{tot} (R_{thj-fb} + R_{thfb-r} + R_{thr-amb}) \quad (1)$$

De cette relation on peut tirer les conclusions suivantes :

a) température du fond de boîtier T_{fb} :

$$T_{fb} = T_{amb} + P_{tot} (R_{thfb-r} + R_{thr-amb}) \quad (2)$$

b) température du radiateur T_r :

$$T_r = T_{amb} + (P_{tot} \times R_{thr-amb}) \quad (3)$$

c) température ambiante admissible T_{amb} :

$$T_{amb} = T_j - P_{tot} (R_{thj-fb} + R_{thfb-r} + R_{thr-amb}) \quad (4)$$

d) résistance thermique jonction-fond de boîtier R_{thj-fb} :

$$R_{thj-fb} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot}} \quad (5)$$

e) résistance thermique de fixation R_{thfb-r} :

$$R_{thfb-r} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot}} \quad (6)$$

f) résistance thermique du radiateur $R_{thr-amb}$:

$$R_{thr-amb} = \frac{T_j - T_{amb}}{P_{tot}} - (R_{thj-fb} + R_{thfb-r}) \quad (7)$$

EXEMPLE D'APPLICATION PRATIQUE

Grâce aux formules (1) à (7) données plus haut, il sera possible de déterminer les valeurs des résistances thermiques et celles des températures dans tous les paliers d'un montage à semi-conducteurs où il est nécessaire de tenir compte de considérations de température et de remédier aux inconvénients dus à celle-ci.

Soit, à titre d'exemple, un semi-conducteur associé à un radiateur de résistance thermique de $2 \text{ }^\circ\text{C/W}$ devant fonctionner à $50 \text{ }^\circ\text{C}$ de température ambiante. Les données concernant ce dispositif semi-conducteur sont :

$$P_{tot} = 40 \text{ W}$$

$$T_j = 190 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$R_{thj-fb} = 1 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$R_{thfb-r} = 0,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Les opérations sont les suivantes :

1. Calcul de la température de jonction T_j .

La formule (1) donne :

$$T_j = 50 + 40 (1 + 0,5 + 2) = 190 \text{ }^\circ\text{C}$$

2. Calcul de la température du fond de boîtier T_{fb} .

On utilise la formule (2) qui donne :

$$T_{fb} = 50 + 40 (0,5 + 2) = 150 \text{ }^\circ\text{C}$$

3. Calcul de la température du radiateur T_r .

La formule (3) donne :

$$T_r = 50 + (40 \cdot 2) = 130 \text{ }^\circ\text{C}$$

4. Calcul de la température ambiante T_{amb} .

On applique la formule (4) :

$$T_{amb} = 190 - 40 (1 + 0,5 + 2) = 50 \text{ }^\circ\text{C}$$

5. Calcul de la résistance thermique jonction-fond de boîtier.

La formule (5) donne :

$$R_{thj-fb} = \frac{190 - 50}{40} = 1,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

6. Calcul de la résistance thermique de fixation R_{thfb-r} :

A l'aide de la formule (6) on obtient :

$$R_{thfb-r} = \frac{190 - 50}{40} = 1 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

7. Calcul de la résistance thermique du radiateur $R_{thr-amb}$.

La formule (7) donne :

$$R_{thr-amb} = \frac{190 - 50}{40} - (1 + 0,5) = 2 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

On peut également calculer les résistances thermiques en divisant les élévations de température par la puissance totale dissipée ce qui conduit aux formules (8), (9) et (10) suivantes : à la suite desquelles nous donnons leur expression en valeurs numériques correspondant à l'exemple donné plus haut :

$$R_{thj-fb} = \frac{T_j - T_{fb}}{P_{tot}} \quad (8)$$

De cette formule on obtient :

$$\frac{190 - 150}{40} = 1 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$R_{thfb-r} = \frac{T_{fb} - T_r}{P_{tot}} \quad (9)$$

ce qui donne :

$$\frac{150 - 130}{40} = 0,5 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$R_{thr-amb} = \frac{T_r - T_{amb}}{P_{tot}} \quad (10)$$

qui donne, avec les valeurs numériques de cet exemple :

$$\frac{130 - 50}{40} = 2 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Pour un bon rendement il faut que les résistances thermiques soient aussi faibles que possible ce qui réduira l'importance des dispositifs de dissipation de chaleur. Il suffirait de quelques dixièmes de degré C par watt gagnés en résistance thermique pour obtenir des performances améliorées.

RÉSEAUX THERMIQUES

Les pertes en watts et la température ambiante sont à considérer. Pour indiquer les paramètres thermiques des dispositifs proposés par les divers fabricants, on adopte plusieurs manières différentes comme les deux suivantes par exemple :

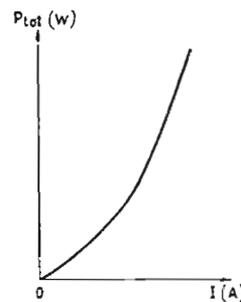


Fig. 3

a) l'allure des pertes en watts, en fonction du courant selon des courbes comme celle de la figure 3;

b) la température ambiante à ne pas dépasser pour une intensité de courant déterminée et avec une résistance thermique de radiateur, également donnée, selon des graphiques comme celui de la figure 4.

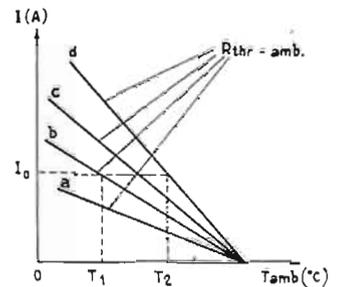


Fig. 4

De cette figure ressort que pour un courant donné I, la température ambiante T_{amb} permise est d'autant plus grande que la résistance thermique du radiateur : $R_{thr-amb}$, est faible.

En effet, soit un courant donné I_0 . Si l'on adopte une température ambiante T_1 , la résistance thermique est celle correspondant à la droite b tandis que si l'on adopte une température ambiante plus grande T_2 , la résistance thermique est celle de la droite d et elle est **plus petite** que celle des droites c, b, a.

Les caractéristiques thermiques données dans les notices sont : puissance dissipée pour une intensité donnée, température du fond de boîtier, température ambiante, résistance thermique du radiateur.

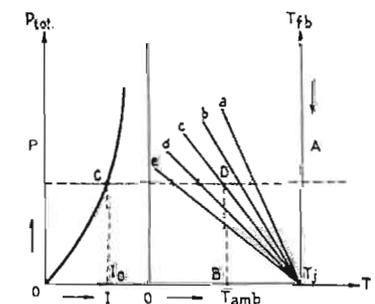


Fig. 5

Ces données sont groupées sur le graphique de la figure 5. Il permet de lire directement une donnée en fonction des autres si elles sont connues.

A gauche on donne la courbe des pertes en fonction du courant exigé, comme dans la figure 3. A droite on indique les paramètres de la figure 4 dont l'origine est la température jonction T_j .

MÉTHODE PRATIQUE

Utilisons la figure 5. Soit I un courant pris sur l'échelle des intensités. La partie gauche du graphique indiquera les pertes, point C, dont la valeur est donnée en P. La droite qui passe par le point P et le point C, coupe l'axe des températures du fond de boîtier au point A. Ce point indique la température du fond de boîtier qui correspond à l'intensité de courant I donnée. La droite PCA permet aussi de trouver d'autres points. Ainsi D sur la courbe C, projeté sur l'axe des températures ambiantes donnera la valeur maximale de T_{amb} , donc la valeur à ne pas dépasser qui sera indiquée par le point B sur l'axe des abscisses T. On aurait pu également se donner T_{amb} et la valeur de la résistance thermique du radiateur afin de trouver l'intensité I permise. De même, I aurait pu être déterminée en partant de T_{amb} et T_{fb} .

En suivant l'ordre chronologique des opérations que nous venons d'indiquer, on pourra utiliser les successions suivantes des points du graphique de la figure 5 :

I - C - P - A - D - B
ou B - D - A - P - C - I.

On n'oubliera pas qu'une droite est déterminée par deux points, donc il suffira de deux paramètres pour en trouver les autres.

DISPOSITIFS DE REFROIDISSEMENT

Il y a lieu de considérer deux catégories : les semi-conducteurs de faible puissance et ceux de puissance plus importante. Ceux de faible puissance peuvent ne pas nécessiter de dispositif de dissipation. Cela est mentionné sur les notices. Nous ne traiterons ici que des dispositifs appliqués à des semi-conducteurs de puissance. Ces dispositifs de dissipation de chaleur (ou de refroidissement) peuvent être classés en 4 catégories :

- radiateurs plans ;
- radiateurs à ailettes, montés ;
- radiateurs en profils extrudés ;
- dispositifs à circulation d'eau que nous ne traiterons pas ici, étant destinés aux très grandes puissances.

RADIATEURS PLANS

En général, on publie dans les notices des semi-conducteurs, les caractéristiques des radiateurs plans : dimensions et métal recommandé. A défaut de ces indications, il est possible de calculer rapidement la surface d'un radiateur plan.

Remarquons que ces radiateurs sont utilisés en général lorsque les valeurs des résistances thermiques exigées sont de quelques degrés par watt et que les pertes dans les semi-conducteurs ne sont pas supérieures à 50 ou 80 W. Au-delà de ces limites la surface d'un radiateur plan devient prohibitive.

Dans un refroidisseur, les calories sont évacuées par divers chemins dont l'ensemble constitue la résistance thermique propre du radiateur.

Ces chemins sont caractérisés par :

- évacuation par induction calorifique propre au matériau utilisé, elle dépend de la structure, de la surface en contact avec l'air ambiant ;
- évacuation par rayonnement ;
- évacuation par convection.

L'ensemble de ces trois chemins est symbolisé par la lettre S (delta minuscule) qui désigne le **coefficient d'expansion thermique**. La valeur de delta est comprise entre 1 et 3 mW/cm².

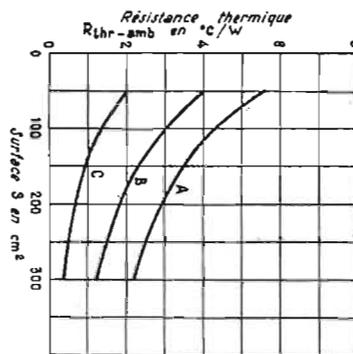


Fig. 6

Les courbes de la figure 6 montrent que la résistance thermique d'un radiateur est :

- inversement proportionnelle à sa surface ;
- dépendante directement de sa finition (brillant ou noirci) ;
- directement proportionnelle à la différence de température entre le milieu ambiant et le radiateur lui-même. La ventilation forcée maintient la température ambiante à une valeur pratiquement constante. Les courbes de la figure 6 donnent la résistance thermique $R_{thr-amb}$ entre radiateur et l'air ambiant (en ordonnées) en fonction de la surface S du radiateur, en cm^2 (en abscisses) pour les trois cas correspondant à des présentations différentes du radiateur :

- radiateur brillant convection libre ;
- radiateur noirci convection libre ;
- radiateur à ventilation forcée de 5 mètres par seconde.

Le radiateur considéré dans ces trois cas est plan, en cuivre de 2 mm d'épaisseur, monté verticalement.

EXEMPLE DE CALCUL D'UN RADIATEUR PLAN

On se basera sur la formule :

$$S = \frac{1}{R_{thr-amb} \cdot \Delta T} \quad (8)$$

dans laquelle S est donnée en cm^2 , $R_{thr-amb}$ est en $^{\circ}C/W$, ΔT en mW/cm^2 .

Soit, par exemple, le cas d'un radiateur plan de $3^{\circ}C/W$. On prendra une valeur moyenne d'expansion thermique soit $S = 2 mW/cm^2 = 2 \cdot 10^{-3} W/cm^2$. Dans ce cas la formule (8) donnée plus haut s'écrit :

$$S = \frac{1}{3 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}$$

ce qui donne $S = 1000/6 = 166 cm^2$.

Remarquons que la forme de la surface du refroidisseur peut être choisie parmi les deux les plus fréquentes : carrée ou rectangulaire proche de la forme carrée, c'est-à-dire pas trop allongée.

Si la forme est carrée, il faut prendre la racine carrée de S pour avoir le côté. Si $S = 166 cm^2$, le côté du carré sera de 12,88 cm. Si S est rectangulaire, la valeur d'un côté sera un peu supérieure ou inférieure à 12,88 cm, par exemple 15 cm ce qui donne pour

l'autre côté du rectangle $166/15 = 11 cm$ environ. Remarquons que si l'on arrondit une dimension, ce sera en augmentant sa valeur.

La résistance thermique de $3^{\circ}C/W$ n'est admissible que si les deux faces du radiateur sont également exposées à l'air permettant l'évacuation thermique, c'est la raison pour laquelle on a prévu un radiateur vertical, répondant mieux à cette supposition.

Par vertical on entend perpendiculaire au châssis qui est généralement horizontal.

Si le refroidissement est parallèle au châssis, donc du type dit « horizontal », et si une seule face est exposée à l'air, il faudra doubler la surface S calculée selon la formule proposée. Lorsque le radiateur plan déterminé comme on vient de l'indiquer est trop volumineux, on devra adopter des radiateurs à ailettes ou autres, à grande surface et faible volume.

Les lecteurs s'intéressant à ce sujet auront intérêt à consulter la « Note d'application INA 101 de La Radioélectronique (130, avenue Ledru-Rollin, Paris-11^e) intitulée « Problèmes thermiques concernant les dispositifs semi-conducteurs », cette note étant d'ailleurs à l'origine du présent article.

ATTENTION !

NOUVELLE ADRESSE

CONTROLEC

7 bis, rue Robert-Schuman

94-ABLON (près Orly) 922.20.78

- RAYONNAGES
- MEUBLES METALLIQUES POUR OUTILLAGE
- ETABLIS

7 a 24 BACS
TYPE 4
154 x 139 x 84 mm
(Utilis)

4 a 60 TIROIRS
TYPE 7
156 x 139 x 38 mm
(Utilis)

8 a 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

COFFRETS METALLIQUES OU PLASTIQUES DISPONIBLES

TYPES	Dimensions en mm	PRIX	+ port
ALUMINIUM PASSIVE			
A1	37 x 72 x 28	6,00	2,00
B1	37 x 72 x 44	6,00	
A2	57 x 72 x 28	6,50	
B2	57 x 72 x 44	6,50	
A3	102 x 72 x 28	8,00	
B3	102 x 72 x 44	8,00	
A4	140 x 72 x 28	9,00	
B4	140 x 72 x 44	9,00	
331	100 x 50 x 60	14,00	
332	100 x 100 x 60	18,00	
333	150 x 100 x 60	24,00	
334	200 x 100 x 60	28,00	

EN PLASTIQUE PANNEAU AVANT ALU			
P1	80 x 50 x 30	5,00	2,00
P2	105 x 65 x 40	7,00	
P3	155 x 90 x 50	11,00	
P4	210 x 125 x 70	18,00	

ALU EN BLEU FORMAT PUPITRE			
352	120 x 110 x 80 x 55	23,00	2,00
353	160 x 110 x 80 x 55	27,00	
354	220 x 110 x 80 x 55	34,00	

TOLE D'ACIER EMAILLÉE EN GRIS			
CH1	60 x 120 x 55	12,00	3,00
BC1	60 x 120 x 90	13,00	
CH2	122 x 120 x 55	16,00	
BC2	120 x 120 x 90	18,00	
CH3	162 x 120 x 55	19,00	
BC3	160 x 120 x 90	20,00	
CH4	222 x 120 x 55	22,00	
BC4	200 x 120 x 90	23,00	

TOLE D'ACIER EMAILLÉE EN BLEU			
OP112	58 x 210 x 65	31,00	4,00
OP122	120 x 210 x 65	34,00	
OP132	160 x 210 x 65	39,00	
OP142	220 x 210 x 65	46,00	
OP152	297 x 210 x 65	57,00	4,00
OP212	58 x 210 x 105	33,00	
OP222	120 x 210 x 105	36,00	
OP232	160 x 210 x 105	43,00	
OP242	220 x 210 x 105	50,00	
OP252	297 x 210 x 105	60,00	

TOLE D'ACIER ZINGUEE			
AC1	150 x 100 x 200	30,00	4,60
AC2	280 x 200 x 105	60,00	5,00
AC3	480 x 300 x 140	91,00	6,00
PUPITRE	400 x 250 x 220 x 90	65,00	5,00

COFFRETS PROFESSIONNELS EMAILLÉS EN BLEU			
Panneaux avant alu gris			
TYPE 1	240 x 80 x 150	70,00	5,00
TYPE 2	240 x 160 x 150	80,00	
TYPE 3	160 x 240 x 150	80,00	
TYPE 4	240 x 160 x 300	100,00	

SIGNAL-TRACER pour localiser les pannes en RF, HF. Télé : Long. 165, Ø 12 mm. PRIX 48 F + port 2 F.

PETIT MOTEUR SYNCHRONE 220 V - 3 W avec démultiplicateur 1 T 1/4 minute Poids : 125 g
PRIX TTC 12,90 + port 2 F
Par 10 : PRIX 100 F Franco

PETITS MOTEURS SYNCHRONES 6 W
Avec démulti 2 tr/mn. Pds : 350 g.
En 110 volts 15 F
En 110/220 volts 17 F
+ port 3 F

CASQUE PROFESSIONNEL 2 000 Ω
équipé d'insonorisateurs souples.
Poids : 500 g. PRIX : 50 F
+ port 5 F. Même modèle que ci-dessus mais en 600 Ω.
PRIX T.T.C. 40 F + 5 F port

THERMOSTATS D'AMBIANCE
Commande de régulation de température pour radiateurs électriques, chaudières à gaz et à mazout, etc. Réglages entre 6 et 28° C. Pouvoir maxi 127 V/12 A - 220 V/10 A. Écart entre coupure et enclenchement 0,5° C.
TA 60 : Dimensions : 80 x 58 x 40 mm.
PRIX T.T.C. 34 F + port 4 F
TA 80 : Avec thermomètre de contrôle incorporé.
Dimensions : 110 x 55 x 35 mm.
PRIX T.T.C. 46 F + port 4 F

APPAREIL DE REGLAGE VHF TYPE TRPP6



245 x 280 x 370 mm

Appareil permettant les réglages en émission et réception dans la bande de 100 à 156 MHz. Cadran directement gradué. Indication visuelle par galvanomètre de 500 µA.

FONCTIONNEMENT

Soit en mesureur de champ, soit en générateur de signaux A1 et A2, soit en oscillateur de contrôle de quartz. Il comporte un atténuateur à décade pour le générateur ou le mesureur de champ et une prise de casque.

Alimentation piles de 90 V, 10 mA et 1,5 300 mA.
PRIX : 200 F T.T.C. + port 15 F

TRPP4 - TRPP5

Mêmes modèles que ci-dessus, mais avec alimentation secteur 110/220 V incorporée.
PRIX : 350 F T.T.C. + port 15 F

APPAREILS DE MESURES A ENCASTRER

Type à cadre mobile

forme carrée 75 x 75 mm

50 µA .. 55 F • 100 µA .. 50 F



VU-METRES

- 10 dB à + 6 dB - 600 Ω

Réponse de 20 à 20 kHz

PRIX 40 F + Port 2 F



100 µA. Dim. : 43 x 20 mm.

Gradué de 0 à 10.

Résistance cadre 1 200 Ω

PRIX 17 F + port 2 F

NOMBREUX MODELES (à voir sur place)

TYPE FERROMAGNETIQUE

Forme carrée : 72 x 72 mm. Cont.-Alter.

3 A 30 F • 5 A 30 F

10 A 30 F • 30 V 30 F

300 V 35 F (Ajouter 2 F de port)

Pompes à dessouder

Aspiration réglable



MATERIEL PROFESSIONNEL

Embout nylon. PRIX 83 F + port 4 F

ALIMENTATIONS TYPE « MUST »

Secteur 110-220 V - Sorties : 6 et 9 V -

400 MA en continu. PRIX : 40 F + port 5 F

TYPE « ELOWI »

Secteur 110-220 V - Sortie réglable de

6 à 12 V - 300 MA en continu. Sta-

bilisé. PRIX 72 F + port 5 F

TYPE DT 124 D

Secteur 110/220 V - Sorties : 4,5

6 - 9 V en continu - 400 mA.

PRIX T.T.C. 43,00 + 5,00 port.

TYPE SE 256 D

Secteur 110/220 V - Sorties : 3 - 4,5 - 6 - 7,5 - 9 -

12 V - 500 mA en continu. PRIX T.T.C. 54,00 + 5,00 port

FERS A SOUDER « THUILLIER »



MONOTENSION - 110 ou 220 V. Disponible en 35 W

ou 48 W ou 62 W et 2 pannes de rechange.

PRIX 25 F avec 3 pannes

En 100 W - Prix 41 F de rechange

En 150 W - Prix 48 F + port 2 F

BITENSION - 110/220 V. Disponible en 48 et 62 W

PRIX 35 F + port 2 F

RESISTANCES DE RECHANGE

35 W ou 48 W ou 62 W en 110 ou 220 V 10,00

48 W ou 62 W bitsens. 110/220 V 13,00

Pour 100 W - 110 ou 220 V 12,00

Pour 150 W - 110 ou 220 V 13,00

Nous vendons toutes les pièces

de rechange pour cette marque



S.A.R.L. au capital de 50.000 F

RADIO - APPAREILS DE MESURE

131, boulevard Diderot - PARIS (12^e)

METRO : NATION - Tél. : 307-62-45

PAS DE CATALOGUE

(Voyez nos publicités antérieures)

PAS D'ENVOI CONTRE REMBOURSEMENT

EXPEDITION : Mandat ou chèque à la commande

C.C.P. 11801-09 PARIS

Les Commandes inférieures à 20 F

peuvent être payées en timbres-poste.

FERME DIMANCHE ET JOURS FERIES

OUVERT : 9 à 12 heures - 14 à 19 heures

OSCILLOSCOPE HM 312 « HAMEG »



Ampli V : de 0 à 7 MHz à 50 V/cm. T. de montée 0,025 µs - ATTENUATEUR A 12 POSITIONS - Entrée : 1 MΩ/40 PF.
Ampli X : de 3 Hz à 1 MHz - 0,25 V/cm. Entrée : 10 MΩ - 30 PF - BT relaxée en 7 gammes de 10 Hz à 500 KHz. Loupe électron. X3.
Equipement : 21 transistors. Tube DG 7/32. Alim. : 110, 220 V - 25 VA - Dim. : 160 x 203 x 240 mm. Poids : 5 kg.

Le meilleur rapport prix/performance du marché.
PRIX : 1 297 F. T.T.C. FRANCO

COMMUTATEUR ELECTRONIQUE



HZ 366

HAMEG

2 CANAUX - BP : de 2 Hz à 30 MHz - ATTENUATEURS D'ENTREES ETALONNES.

Fréquence de découpe - 80 Hz, 800 Hz

et 80 kHz - 13 transistors - 6 diodes - Alimentation par pile 9 V incorporée. Dimensions : 181 x 120 x 80 mm. Poids : 1,3 kg.

PRIX : 2 115 F. T.T.C. FRANCO

OSCILLOSCOPE HM 312 « HAMEG »



AMPLI Y - De 0 à 10 MHz à 5 mV/cm. Temps de montée : 0,03 µs.

Atténuateur à 12 positions. Entrée : 1 MΩ/30 PF.

AMPLI X - De 0 à 1 MHz - 0,25 V/cm.

Entrée : 1 MΩ/28 PF. Base de temps déclenchées en 11 positions, étalonnées de 30 Ms/cm à 0,3 µs/cm.

Loupe électronique X3.

D : 210 x 275 x 360 mm

tors + 1 circuit intégré + 16 diodes. Tube D 13-480 GH alimenté sous 2 kV. Alimentation secteur 110/220 V. 33 VA. Poids 10 kg.

PRIX : 590 F. T.T.C. FRANCO

SUR DEMANDE

Documentation générale du matériel HAMEG

OSCILLOSCOPE « VOC 3 »



AMPLI Y : BP de 0 à 5 MHz à 5 mV. Atténuateur 12 positions étalonnées. T de montée 0,07 µs. Entrée 1 MΩ avec protection AMPLI X et BT. Déclenchées de 1 µs à 1 S par division en 10 gammes - entrée X - SYNCHRO-EXTER. - INTER. Alim.

secteur 110/220 V. Dimensions : 110 x 230 x 240 mm. Poids : 3,5 kg. APPAREIL TOUT TRANSISTORS. CIRCUITS INTEGRES.

PRIX 1 665 F T.T.C. + Port 10 F

WATTMETRE T.O.S. METRE « HENSEN »



Plage de fréquence de 3 à 55 Mcs • Wattmètre de 2 sensibilités de 0,5 et 0 à 50 W • Impédance : 50 à 52 Ω • T.O.S. mètre : de 0 à inf. • Dimensions : 100x90x70 mm • Poids 900 g. PRIX : 206 F T.T.C. + port 5 F.

T.O.S. METRE « HENSEN »

Détermine le T.O.S. mètre de l'antenne d'un émetteur n'excédant pas 1 kW sur 50 Ω, peut rester branché en permanence pour surveillance - Dimensions : 150x150x50 mm - Poids 400 g. PRIX : 106 F T.T.C. + port 5 F.

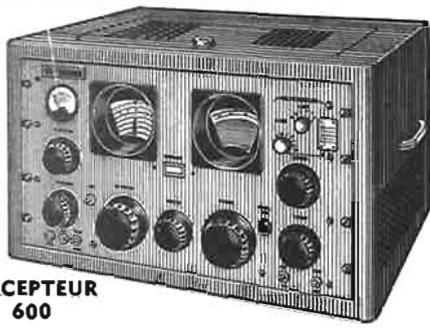
907 F T.T.C. + port 5 F.

MESUREUR DE CHAMPS « HENSEN »

Permet en 5 gammes de contrôler la fréquence d'un émetteur entre 1 et 300 Mcs. Lecteur accord sur galvanomètre de 200 µA. Fourni avec antenne télescopique et écouteur. Dimensions : 100 x 65 x 40 mm. Poids 250 g.

PRIX : 75 F T.T.C. + port 5 F





RECEPTEUR SP 600

APPAREIL DE TRES HAUTES PERFORMANCES
 6 gammes : de 540 Kcs à 54 Mcs
 1° de 540 Kcs à 1,35 Mcs - 2° de 1,35 à 3,45 Mcs - 3° de 3,45 à 7,4 Mcs - 4° de 7,4 à 14,8 Mcs - 5° de 14,8 à 29,7 Mcs - 6° de 29,7 à 54 Mcs.
 Sensibilité de : 0,3 à 0,7 µV.
 Double changement de fréquence MF sur 3955 et 455 Kcs
 20 Tubes miniatures et Noval. Secteur : de 90 à 270 V.
 ETAT IRREPROCHABLE. PRIX TTC FRANCO **2 500,00**



RECEPTEUR BC 652 A

Ce récepteur très sensible comprend 2 GAMMES
 I. - de 2 à 3,5 Mc/s.
 II. - de 3,5 à 6 Mc/s.
 1er étage HF 12S67.
 Oscillatrice 12K8 - Moyenne fréquence de 915 Kc/s à 3 étages : 2 x 12SK7 et 12C8 - Détection et BF : 12SR7 et 6Y6 - BFO : 12K8.
 En outre ce récepteur comprend un générateur marqueur à quartz (tubes : 2 x 6SC7 et 6K8) permettant un repère tous les 20 Kc/s.
 Alimentation par commutatrice incorporée, soit : en 12 V = DM40 - en 24 V = DM41
 Cet appareil est livré avec ses tubes en excellent état. Matériel tropicalisé et de très grande qualité. Livré sans commut. PRIX 200 F T.T.C. + port 15 F

RECEPTEUR DE TRAFIC BC 312
 Couvre de 1508 Kc/s à 18 Mc/s en 6 gammes.
 10 tubes : 1° HF 6K7 ; 2° HF 6K7. Oscillatrice 6C5. Détectrice 6L7 - 1° MF 6K7 - 2° MF 6K7. Détectrice AVC BF 6R7 - BFO 6C5 - BF 6F6 valve 5W4GT. BFO. Alimentation secteur 110-220 V incorporée. LIVRE EN PARFAIT ETAT DE MARCHÉ ET DE PRESENTATION. AVEC NOTICE EN FRANÇAIS. PRIX T.T.C. 500 F + port 25 F
 Le même A L'ETAT DE NEUF. PRIX 600 F + port 25 F



RECEPTEURS BC 603

Couvre : de 20 à 28 Mcs - 3 x 6AC7 - 6C5 - 2 x 12SG7 - 6H6 - 2 x 6SL7 - 6V6. Réception par 10 fréquences pré-réglées ou par accord continu. Alimentation par commutatrice. Fourni avec le schéma.
PRIX sans alimentation 70,00
 Avec alimentation secteur 110-220 V s'embrochant à la place de la commut. Transforme en AM-FM. Règle en parfait état de fonctionnement.
PRIX 170 F T.T.C. + port 15 F



INTERPHONE SECTEUR SANS FILS

Type LP 724
 110/220 V

Avec appel sonore
 3 touches : appel - conversation - blocage
 4 transistors.
 Dim. : 175x110x45 mm

LA PAIRE, PRIX T.T.C. 260 F + port 6 F

MANIPULATEUR SEMI-AUTOMATIQUE TYPE BK 100



Réglage de vitesse des points par échelle graduée. Dimensions : 220 x 75 x 60 mm. Poids : 1,2 kg.
PRIX T.T.C. 114 F + port 6 F

DIODES : S = silicium - G = germanium

S ou G	Volts	I en amp.	PRIX Pièce	Par 10
S	200	40	12,00	100,00
S	600	20	6,00	50,00
S	200	20	5,00	45,00
S	1 000	1	3,00	25,00
S	1 200	1	3,50	30,00
S	480	0,4	1,50	12,00
G	100	0,05	0,80	6,00
G	40	0,1	1,00	8,00

TRANSISTORS PREMIER CHOIX

2N123 - 2N1614 - 2N5122 - 2N5138. Pièce	2 F
2N335 - 2N699 - 2N744 - 2N929 - 2N1565 - 2N1613 - 2N3905 - 2S301 - 2S303 - 2S304 - SFT228 - SFT232. Pièce	3 F
BCY12 - BCY25B - BCZ12 - 2N3053. Pièce	5 F
2N278 - 2N553 - 2N1182 - ASZ18 - STF240. Pièce	8 F
2N3055 - 2N4416. Pièce	10 F

CONTROLEURS UNIVERSELS

CORTINA	235 F	MINOR	179 F
CAD 50	306 F	CDA 20	141 F
CDA 21	178 F	CDA 10 M	405 F
VOC 20	149 F	VOC 40	169 F
VAO	115 F	CENTRAD 819	252 F
CDA 7	97 F	CDA 6	83 F
CM 1	166 F (+ port 5 F pour cas modèles)		
CDA 3	72 F + port 3 F		

BOITE DE 24 QUARTZ FT 243 BOX BX49 POUR SCR536

Fréquences : 4035 - 4490 - 4080 - 4535 - 4280 - 4735 - 4930 - 5385 - 4397 - 4852 - 4495 - 4950 - 4840 - 5295 - 5205 - 5660 - 5327 - 5782 - 5397 - 5852 - 5437 - 5892 - 5500 - 5955. La boîte complète avec les bobines d'accord. PRIX 17,00 TTC FRANCO : 20 F

BOITE DE 80 QUARTZ FT 243

Pour BC 620. De 5 706,67 kHz à 8 340,00 kHz. Fréquence entre chaque quartz 33 kHz d'espacement. Prix de la boîte, T.T.C. 35,00 FRANCO : 40 F

BOITE DE 120 QUARTZ FT 243 POUR BC659

De 5 675 kHz à 8 650 kHz. Fréquence entre chaque quartz 25 kHz d'espacement. PRIX : Les 120 pièces .. 100,00. FRANCO : 100 F

QUARTZ FT 243 DISPONIBLES

8000 - 8025 - 8050 - 8075 - 8100 - 7000 - 7025 - 7050 - 7075 - 7100 - PRIX UNIT. 10 F FRANCO.
 SUPPORT POUR FT 243 1,50
 SUPPORT DOUBLE FT 243 2,50

BOITE DE 100 QUARTZ DC35 pour SCH543

Fréquence de 1 690 à 4 440 kHz - Espacement entre chaque quartz de 15 à 30 kHz. Prix 50,00 T.T.C. FRANCO : 55 F

QUARTZ HC 6 U 1 000 Kcs

..... 35,00

ANTENNES GROUND-PLANE

MODELE NEUF - Tube alu en 27 Mcs
 PRIX 150,00 T.T.C. + port 15 F

PETITE ANTENNE TELESCOPIQUE

(Rechange de BC 611) laiton cadmié
 Poids : 75 g - Repliée : 0,37 - Déployée 1,15
 PRIX .. 5 F + 2 F PAR 10 PIECES .. 40 F Franco



COMBINES TELEPHONIQUES A PASTILLE AUTOGENERATRICE

Avec deux combinés et une ligne de dix fils vous faites une installation téléphonique. Utilisations possibles : appartement, magasins, chantiers, ateliers, installations d'antennes télé.
 Une affaire ! qui peut servir de micro ou d'écouteur, 70 Ω.
 LA PAIRE 75,00 T.T.C. + port 5,00
 PIECE 38,00 T.T.C. + port 5,00
 La pastille seule, pièce 15,00 T.T.C. + port 2,00

PROGRAMMATEUR

Pour la mise en route et la coupure automatique du courant Cadran gradué 24 h. Secteur 110/220. Dim. : 135x94x70 mm. Modèle 10 A. PRIX TTC. S3 F + 6 F de port.

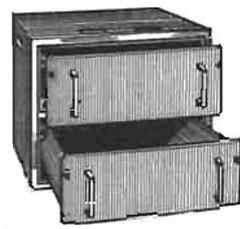


ECOUTEURS POUR CASQUES

RESISTANCE 1 000 Ω
 PIECE 5 F + port 1 F
 LES 10 TTC 40 F Franco
 LES 100 TTC 300 F Franco

• COFFRET RACK •

2 TIROIRS A GLISSIERES



Idéal pour la construction d'un émetteur ou appareil de mesures ou en utilisation classeur.
 Dimensions : 450x365x390.
PRIX 150,00 TTC + port 15 F.

GENERATEURS U.S.A.

Type 1-72 5 GAMMES

1 : 100 à 320 Kcs - 2 : 320 Kcs à 1 Mcs - 3 : 1 Mcs à 3,2 Mcs - 4 : 3,2 Mcs à 10 Mcs - 5 : 10 Mcs à 32 Mcs.
 Tension de sortie HF entretenue pure ou modulée en amplitude à 400 p/sec.

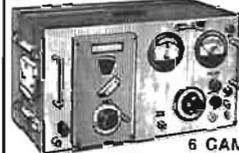
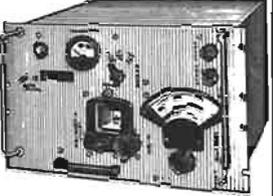


Atténuateur à 4 positions avec en plus un vernier. Valve = 80 - Oscillatrice 6J5. Modulatrice 76. Alimentation secteur incorporée de 105 à 130 volts. Dimension : 380x240x140 mm. Appareil en excellent état et étalonné. LIVRE AVEC NOTICE.
PRIX EXCEPTIONNEL TTC .. 240 F + 10 F de port

FREQUENCEMETRE U.S.A.

Type URM 80 de 10 à 100 MHz 3 GAMMES

Appareil de très haute précision équipé de 27 tubes NOVAL et MINIATURE. Alimentation secteur 110/220 V. Livré à l'état de neuf, en parfaite condition de fonctionnement avec sa notice d'origine et son carnet d'étalonnage : 450 000 points de lecture. Dimensions : L : 485 - P : 390 - H 310 mm.
PRIX 1 500 F T.T.C. + port 15 F



GENERATEUR VHF U.S.A.

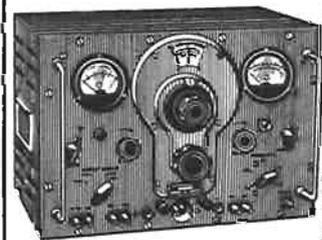
TYPE TS/497/B-URR

Fréquences couvertes de 2 à 400 Mcs en 490 x 280 x 280 mm
 6 GAMMES AM
 a) 2 à 5 Mcs. d) de 30 à 78 Mcs.
 b) de 5 à 13 Mcs. e) de 78 à 180 Mcs.
 c) de 13 à 30 Mcs. f) de 180 à 400 Mcs.

peuvent :
 1° Le contrôle de pourcentage de modulation en 400 et 1 000 périodes intérieures.
 2° Le niveau de sortie en HF, réglage de 1 µV à 0,1 V. Prise de modulation extérieure et d'impulsion. Appareil de très haute qualité. Présentation moderne de couleur gris clair. Alimentation secteur 110/220 V.
PRIX, A L'ETAT DE NEUF 1 500 F T.T.C. + port 15 F

GENERATEUR HF U.S.A.

Type TS 413 A/U de 7,5 kHz à 40 MHz en 6 GAMMES

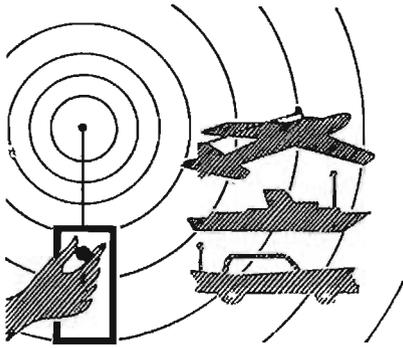


Oscillatrice 9002 Ampli HF et mélange 6AG7 - Niveau de sortie par galvanomètre gradué de 1 à 0,2 V et de 0,3 à 0,1 V - 6J6 et 6AL5.
 Dimensions : 450 x 290 x 220 mm • Atténuateur de sortie de 1/100 000, 1/10 000, 1/1 000, 1/100, 1/10 - En outre, l'oscillateur séparé 6C4 et 6SA7 à quartz ou permet d'avoir un signal étalon de 1 MHz - Modulation BF en 1 000 et 400 Hz - 6SN7 et 6C4 - Niveau réglable et indications par galvanomètre - Alimentation secteur 115 V 5Y3, OA3 et OD3.
EN PARFAIT ETAT DE MARCHÉ 850 F TTC + port 15 F

MICROSWITCHES SUBMINIATURES



DIMENSIONS : 21 x 12 x 5 mm
 Contact inverseur 5 A en 250 V
 Pièce franco 5 F
 10 pièces franco 40 F
 100 pièces franco 350 F



La Page des F.1000

RADIOCOMMANDE

★ des modèles réduits

LA COMMANDE DES RADIO-MAQUETTES ET LES MANIPULATEURS AUTOMATIQUES

DANS les appareils de radiocommande, on utilise toujours un émetteur rayonnant une onde radio-électrique reçue par le récepteur installé à bord du modèle réduit; ce récepteur actionne un relais, généralement incorporé, qui était autrefois toujours un élément électromécanique, mais qui peut être actuellement un élément à semi-conducteurs.

A partir de cet élément, il s'agit d'actionner un gouvernail de bateau, un gouvernail d'avion de direction ou de profondeur, un moteur de propulsion électrique, la commande des gaz d'un moteur à essence, une sirène, un canon, etc. Il faut donc intercaler un dispositif commandé par le relais, et qui agit électriquement ou mécaniquement sur l'élément du montage à commander. Ce dispositif constitue un **servomécanisme**, d'une manière générale; mais il peut être plus spécialisé, et il y a ainsi des **servomoteurs** ou des servogouvernails.

Les émetteurs rayonnant simplement des trains d'ondes sont souvent remplacés par des montages dans lesquels des générateurs modulent l'onde porteuse produite par l'émetteur; les systèmes simples de commandes **sélectives** à relais sont remplacés, la plupart du temps, par la **commande proportionnelle**, plus efficace et plus sûre.

LES DIFFÉRENTS MODES DE COMMANDE

La commande d'un organe déterminé de la maquette peut, sans doute, être assurée par la **commande sélective**, fonctionnant sous l'action d'un **signal déterminé**, produite par l'émission en haute fréquence de l'émetteur ou la modulation à basse fréquence d'une onde porteuse actionnant un relais déterminé, qui, à son tour, alimente un moteur électrique ou une commande par échappement.

Ce système ne permet pas d'obtenir des **positions intermédiaires** et, avec un échappement, il faut faire parcourir à l'élément mécanique toutes les positions avant de revenir à la position initiale. La commande de vitesse **par bonds** d'un moteur électrique est également délicate.

La **commande proportionnelle** évite cet inconvénient; elle permet d'obtenir une action sur le modèle réduit, qui est **proportionnelle** comme l'indique son nom, à la manœuvre de commande de l'opérateur.

En pratique, ce résultat est obtenu en assurant la commande par **des impulsions successives**, de forme rectangulaire, correspondant à l'augmentation rapide d'une tension ou d'un courant, qui se maintient un certain temps à une valeur maximale obtenue rapidement, et revient brusquement à 0.

Le procédé habituel pour produire des impulsions rectangulaires de ce type consiste dans l'emploi d'un **multivibrateur** réalisé initialement avec des tubes, et qui comporte, désormais, deux transistors; les émetteurs sont reliés ensemble, tandis que les deux collecteurs sont connectés à la source d'alimentation. La polarisation des bases est réalisée par des résistances montées habituellement entre la borne d'alimentation négative et les bases; la base d'un des deux transistors est réunie au collecteur de l'autre par un condensateur de sortie, et disposée sur le collecteur du deuxième transistor (Fig. 10).

Dans ce montage, un transistor est toujours à l'état **conducteur**, tandis que l'autre est **bloqué**; le système joue donc le rôle d'un interrupteur relié à la sortie.

Pour constituer avec ce multivibrateur un élément de commande par impulsions, il faut modifier la durée de celles-ci; un moyen simple consiste à faire varier la valeur des deux résistances de base en utilisant un potentiomètre disposé entre le pôle négatif de l'alimentation et le point commun des deux résistances.

En déplaçant le curseur, on augmente ou on diminue la durée des impulsions et l'impulsion de sortie peut être utilisée pour commander un relais qui coupe et rétablit périodiquement l'alimentation d'un générateur BF. Avec ce système, on peut, par exemple, commander efficacement un moteur; si la durée des impulsions est égale à celle des intervalles les temps de fermeture peuvent être les mêmes dans les deux sens de rotation du moteur; le moteur vibre et ne tourne pas.

Si les impulsions ont une plus grande durée que les intervalles, le temps de fermeture des contacts dans un sens est plus long que celui du contact de l'autre et l'on obtient la mise en marche du moteur dans un sens ou dans l'autre. Ce système de commande **proportionnelle** constitue, ce qu'on appelle un procédé **digital**, suivant un mot à la mode; il permet d'obtenir une commande par petits coups progressifs et, en fait, un mouvement lent et continu, parce que les impulsions digitales sont très courtes, de sorte que les mouvements des éléments mobiles semblent continus.

En fait, il n'y a pas d'installation **parfaitement digitale**, au point de vue théorique; chaque impulsion devrait être codée dans l'émetteur et le moteur de réception devrait comporter un décodeur angulaire et un moteur pas à pas, ce qui permettrait d'augmenter la précision en même temps que le nombre d'éléments d'information transmis, mais ce système complexe serait trop compliqué et trop coûteux pour les usages d'amateurs.

Dans les installations digitales, **en pratique**, on se contente, comme nous venons de le montrer, de faire varier la longueur des impulsions par modulations, et on fait appel, en partie, à la **technique analogique**, c'est-à-dire à la **commande progressive** régulière et non par saccades; la variation continue de la longueur d'impulsion et de variation est assurée par un potentiomètre de contrôle disposé sur l'émetteur et la variation continue de la longueur de l'impulsion de référence par un potentiomètre couplé avec le servomoteur.

Le système présente l'avantage de permettre l'emploi d'un nombre élevé de canaux de commande et d'assurer une position précise des organes commandés; on peut lui reprocher une certaine sensibilité aux parasites.

Dans le procédé analogique normal, au contraire, le signal d'information était constitué en faisant varier la fréquence peu élevée d'un signal de commande, et le décodage était assuré à la réception par les éléments de sélection ou **discriminateurs**; il fallait séparer les différents canaux, en utilisant des fréquences diverses assez basses, d'où limitation du nombre de ces canaux et, par suite, du nombre des

Lorsqu'on désire également dans certains dispositifs de contrôle obtenir une vitesse d'impulsion plus indépendante et un contrôle de la durée des impulsions plus facile, on peut essayer le dispositif de la figure 5.

Ce montage comporte deux relais du même type ; le premier RY₁ est le relais de durée, qui fonctionne constamment à la même vitesse, quel que soit le réglage de la résistance R₁. RY₂ est le relais de manipulation, qui met en action l'émetteur. Une légère variation de la vitesse d'impulsion et de leur durée est obtenue en modifiant la valeur de la résistance R₂.

Certains dispositifs de contrôle exigent que la vitesse d'impulsion soit changée brusquement. Par exemple, pour mettre en action un échappement de contrôle de moteur. Un contacteur peut être disposé pour shunter R avec une résistance fixe, et l'on obtient ainsi une variation instantanée de la durée d'impulsion.

UN TRANSMETTEUR D'IMPULSIONS ORIGINAL

On oublie trop souvent que pour la commande proportionnelle, on peut fort bien faire varier la durée des impulsions en ayant recours simplement à un dispositif mécanique original, pouvant servir, d'ailleurs, à d'autres usages, et qui a été utilisé initialement pour le contrôle proportionnel de gouvernails des « bombes volantes » allemandes.

Ce dispositif comporte un cylindre avec des sections de matériaux isolants et conducteurs, et une jonction entre eux coupant le tambour en diagonale ; le contact électrique vers la partie conductrice peut être assuré par l'intermédiaire de l'arbre du cylindre ; on peut aussi le réaliser au moyen d'un contact additionnel, ou d'un balai à l'extrémité droite du tambour. Pratiquement, un cylindre isolant est entouré par une feuille métallique, de forme convexe et, sur la partie conductrice, on fait frotter un curseur,

qui reste toujours en contact avec elle, et qui peut être déplacé latéralement à l'aide d'un levier à pivot (Fig. 6).

Pour obtenir les meilleurs résultats, la partie métallique du tambour et les parties du bras en contact doivent, de préférence, être plaquées avec une couche d'argent ; cependant, on peut fort bien se contenter de pièces en laiton plein, mais en nettoyant convenablement leur surface.

Le tambour est entraîné à une vitesse de rotation de l'ordre de 200 tours/minute, bien entendu adaptée au nombre de commandes à effectuer ; le mouvement d'un gouvernail, par exemple, doit être assez lent pour permettre aux navires de répondre à chaque déplacement du système de guidage.

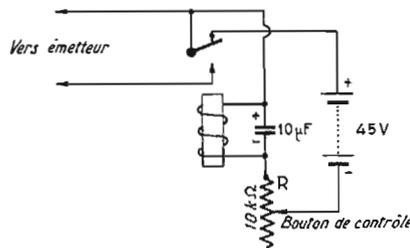


Fig. 4

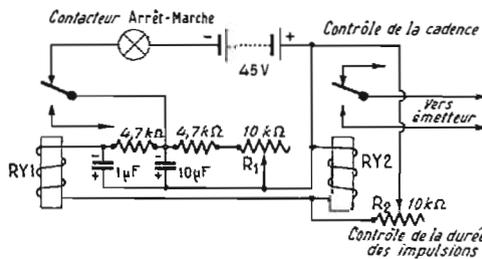


Fig. 5

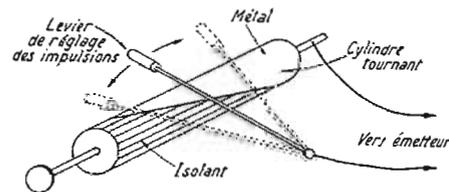


Fig. 6

CENTRAL-TRAIN

81, rue Réaumur - 75002 PARIS
C.C.P. LA SOURCE 31.656.95
En plein centre de Paris, face à « France-Soir »
M° Sentier et Réaumur-Sébastopol
Tél. : 236-70-37

TOUT POUR LE MODÈLE RÉDUIT (Train - Avion - Bateau - Auto)

Toutes les fournitures : 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 miniature (position horizontale).

Prix **36,00**

Nouveau modèle, plus puissant avec 1 jeu de 30 outils.

Prix (franco 127 F) **124,00**

Notice contre enveloppe timbrée
RENDEZ-NOUS VISITE
CONSULTEZ-NOUS

Le meilleur accueil vous sera réservé !

LE MODELE REDUIT... BABY-TRAIN!...

TRAIN AVION BATEAU AUTO



POUR ÊTRE AU COURANT DES NOUVEAUTÉS ET DES MEILLEURS PRIX A JOUR POUR :
● PLASTIQUES ● BATEAUX ● TRAINS ● AVIONS
accastillage, accessoires, toutes pièces détachées
ET RADIOCOMMANDE

ÉMETTEUR
RÉCEPTEUR
monocanal
grande portée : 299,50 F

Demandez tout de suite NOTRE DOCUMENTATION GÉNÉRALE (300 pages), franco 10 F

BABY-TRAIN, 11 bis, rue du Petit-Pont, 75005 PARIS - M° St-Michel
Magasins ouverts tous les jours sans interruption, MÊME L'ÉTÉ, de 9 à 19 heures

**Plus de problème de stationnement !..
LE PARKING " NOTRE DAME " EST A 100 M.**

Bon de parking GRATUIT pour achat de 100 F minimum

Le meilleur moyen de constituer ce dispositif amusant, consiste à découper des sections de matériaux conducteurs et isolants, de les monter sur un arbre commun, et de rectifier soigneusement la surface, et ce dispositif ne produit pas, cependant, l'action de contrôle la meilleure.

Un cylindre, réalisé de cette manière, a une action de contrôle près des bornes de droite et de gauche, qui n'est pas linéaire, et le gouvernail est actionné en correspondance beaucoup trop brusquement, et avec un mouvement beaucoup trop réduit.

Pour obtenir une action plus satisfaisante sur toute la gamme de contrôle, il est préférable

RAPID-RADIO

TÉLÉCOMMANDE

Spécialiste du « KIT »
et de la pièce détachée

64, RUE D'HAUTEVILLE
PARIS (10°)

ATTENTION

Nouveau magasin : REZ-DE-CHAUSSÉE

TÉLÉPHONE : 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 PIÈCES DÉTACHÉES ET D'ENSEMBLES DE TÉLÉCOMMANDE

Ensemble Télécommande Blue Max, 4 voies, 4 servos, accus. Émetteur-récepteur-chargeur, en kit	1 390,00
Émetteur complet, en kit	540,00
Récepteur décodeur complet, en kit	250,00
Mécanique de servo	75,00
Ampli en kit	75,00
Nouvelle mécanique de servo avec ampli totalement à C.I.	150,00
Manche double pour proportionnel Horizon, SLM, Kraft	75,00
Manche simple	35,00
Boîtier pour récepteur	5,00
Boîtier pour émetteur	40,00
Antenne télescopique 1,25	12,50
Avec embase	17,50
Antenne accordée au centre avec TOS ajustable	50,00
Vu-mètre	16,00 et 18,00
Inter simple	6,00 - Double 8,00
Inter à glissière	1,50 - Double 2,50
Quartz 27 MHz	16,00
Accus récepteur 4,8 V avec bac	60,00
Accus émission 12 V	145,00
Circuit intégré µ 914	9,50
Transistor 6560, 6562	3,50
Transistor 2N4288 3,50 - 2N3794 3,50	
2N2926 orange 1,80 - 2N2926 vert 2,00	
2N3702	3,50
Petit émetteur FM avec boîtier en kit	55,00
Ampli miniature 2 watts en kit	60,00
Lumière psychédélique 800 watts avec boîtier, en kit	195,00
Petite alarme, en kit	125,00
Petite télécommande par rayon lumineux, en kit	160,00

Et tous composants électroniques, condensateurs, céramiques, mylar, tantalé. Résistances 1/2 W, 1/4 W et 1/8 W et toutes sortes d'ensembles de télécommande.

Nous avons tous les articles nécessaires à la fabrication de circuits imprimés.

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 SÉRIEUX

REMISE SPÉCIALE 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.

de commencer à utiliser un tube de laiton du diamètre désiré, par exemple, en moyenne de 4 mm de diamètre, et d'enrouler autour un morceau de papier, de façon à obtenir un enveloppement exact sans recouvrement.

Ensuite, on aplatit bien le papier, et on trace des lignes de repère avec le papier bien à plat sur une table ; on enroule le papier autour du tube, et on découpe la partie inutile du tube ; il est nécessaire de centrer avec soin l'arbre métallique, et d'aplanir soigneusement la surface.

LES SYSTEMES A IMPULSIONS ELECTRONIQUES

Les systèmes à impulsions mécaniques, malgré leur simplicité, qui méritent de les faire encore utiliser dans des cas de commande simples, sont souvent remplacés, on le sait, par des dispositifs **électroniques** à semi-conducteurs, dont nous avons indiqué les avantages au début de cet article. On réalise ainsi des blocs d'impulsions compacts permettant, par exemple, d'obtenir une cadence de transmission de 3 à 12 impulsions par seconde, et la plupart des dispositifs sont des **multivibrateurs**, mais il y a différentes opinions sur la façon dont on peut obtenir les meilleurs résultats.

Les générateurs d'impulsions sont, en fait, des oscillateurs à basse fréquence, mais qui fonctionnent normalement à une fréquence beaucoup plus basse que la fréquence audible habituelle ; ces circuits peuvent recevoir des signaux parasites à haute fréquence, et leur fonctionnement est alors troublé.

Le contrôle le plus efficace de ce phénomène gênant consiste à étudier la partie haute fréquence de l'émetteur après la mise en marche du générateur d'impulsions, et à vérifier avec soin toutes les variations de la cadence d'impulsions, ce qui peut être contrôlé, par exemple, en observant le son produit par le fonctionnement d'un relais.

Parfois, les générateurs d'impulsions donnent de meilleurs résultats lorsqu'ils sont alimentés par une source d'alimentation distincte ; il est, en tout cas, recommandable, d'utiliser toujours un câble blindé pour relier un appareil plus ou moins éloigné, tel qu'un bloc compact d'impulsions, à l'émetteur, et de mettre à la masse le blindage des deux boîtiers.

Il faut toujours étudier avec soin et adapter les différents éléments du multivibrateur. La cadence d'impulsions peut changer légèrement lorsque le levier de contrôle est déplacé d'une extrémité à l'autre de sa course, mais il

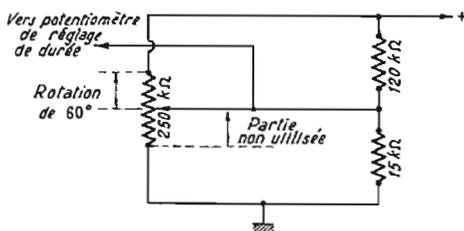


Fig. 7

il y a peu d'inconvénients si le changement est le même des deux côtés. Si la variation est importante lorsqu'on modifie la valeur de la résistance réglable, les autres résistances de contrôle doivent avoir une valeur plus grande.

Ce sont surtout les types de potentiomètres utilisés et leurs modes de montage, qui peuvent

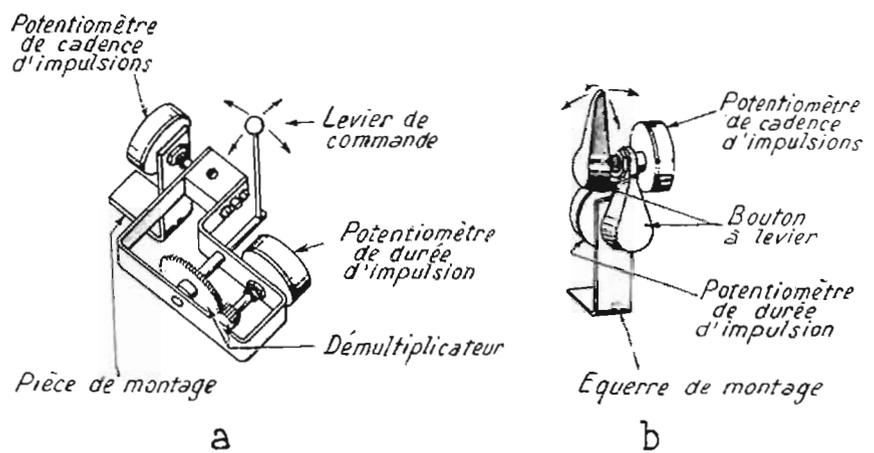


Fig. 8

avoir une importance, et des dispositifs ingénieux ont été imaginés pour l'installation de deux potentiomètres nécessaires pour assurer le réglage des multivibrateurs produisant des impulsions de cadence et de durée variables.

Les dispositifs utilisés dans les générateurs compacts assurent des résultats généralement très satisfaisants, mais leur montage peut présenter des difficultés ; une des solutions les plus valables pour résoudre le problème, consiste à utiliser des potentiomètres à action limitée et par suite à course correspondante, également limitée.

Des potentiomètres de ce genre permettent d'obtenir la variation de résistance totale utile avec une rotation de l'arbre de 60° à 70° seulement ; il est donc ainsi possible de réaliser un montage très simple, dans lequel un potentiomètre joue le rôle d'un pivot pour supporter l'autre, et ce dernier est contrôlé directement par le levier de contrôle.

A défaut de potentiomètres spéciaux, d'autres tours de main peuvent être adoptés ; il est ainsi possible d'enduire des parties assez larges de l'élément de carbone avec une peinture conductrice à base d'argent et, dans ce cas, bien entendu, il faut utiliser un potentiomètre de résistance nominale plus élevée que la valeur pratique nécessaire, puisque la section active réduite doit avoir la résistance totale utile.

Un autre traitement facile consiste à frotter avec une bague en métal précieux avec précaution ; il reste un léger dépôt de métal, qui court-circuite les sections indésirables, en les réunissant aux bornes de connexion.

Il est également possible de **limiter électriquement** la rotation par le montage indiqué sur la figure 7. La résistance totale obtenue sur cet exemple est de l'ordre de 100 K. ohms mais le mouvement du bras du potentiomètre nécessaire pour l'obtenir est seulement de l'ordre de 60°. Ainsi, avec une rotation de 60° de l'arbre, on obtient une variation équivalente à celle réalisée avec un potentiomètre du type habituel.

On voit, de même, sur la figure 8, des dispositifs mécaniques qui peuvent être adaptés pour assurer le montage des deux potentiomètres de contrôle ; sur la figure a, à gauche, le bloc de contrôle se compose d'un potentiomètre à liaison directe, et d'un autre potentiomètre à commande par engrenages ; le premier est destiné au contrôle de la cadence des impulsions et le second au contrôle de la durée. Le premier élément est d'un type à course de 60°

seulement, limitée par un moyen électrique, ou par un autre moyen.

Dans l'autre disposition, représentée sur la figure b, les deux potentiomètres sont disposés sur le même support et les boutons de contrôle sont actionnés par deux leviers assez longs.

Dans le premier dispositif, le potentiomètre de contrôle des impulsions est actionné par un système de multiplication à engrenages dans le rapport de 5 à 1, et l'ensemble permet ainsi un contrôle de la cadence et de la durée des impulsions avec une course de 75° seulement du levier de commande en avant et en arrière, et transversalement.

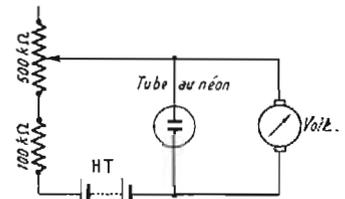


Fig. 9

Dans la disposition b, la plus simple, le potentiomètre de cadence est fixé sur une pièce de métal ou de matière plastique adaptée à l'arbre de la résistance contrôlant la durée des impulsions, et qui est fixée au boîtier.

Il est possible, sans doute, de réaliser un système à impulsions, à l'aide simplement de **tubes au néon**, mais il est alors nécessaire d'envisager une alimentation à haute tension, qui n'est plus employée sur les appareils à transistors. Dans le cas où l'on veut cependant faire les essais avec ce genre de tube très simple, il est bon de se rendre compte de leur qualité pour cet usage particulier, et de la régularité des impulsions produites.

Le meilleur moyen d'effectuer ce contrôle consiste à réaliser un circuit d'essais comme le montre la figure 9, et à contrôler la tension pour laquelle on obtient une décharge du tube ; on peut ainsi sélectionner les éléments qui commencent à s'amorcer pour le même niveau de tension ; la polarisation peut, d'ailleurs, être assurée à l'aide de piles sèches, ou au mercure, extrêmement réduites, et dont la consommation est infime.

La forme habituelle du multivibrateur produisant les impulsions dans les conditions les plus simples est représentée sur la figure 10 ; les deux transistors doivent être bien appariés et le circuit comporte deux résistances R_1 et R_2 permettant d'assurer le fonctionnement normal, et, s'il y a lieu, on peut compenser les

différences de caractéristiques des deux éléments, avec des valeurs de l'ordre de 5 000 à 20 000 ohms.

Les condensateurs de liaison sont du type à faibles pertes et généralement au tantale, et la tension d'alimentation est de 6 à 9 V ; la variation de la cadence des impulsions est de l'ordre de 3 à 10 par seconde ; le système peut actionner un relais avec un condensateur électrochimique ou une diode aux bornes de l'enroulement.

Un tel montage n'est cependant pas recommandable lorsqu'il faut obtenir une commande proportionnelle double, car il peut y avoir des effets de réaction entre le système de contrôle de la cadence et celui de la durée des impulsions ; il faut déterminer la vitesse désirée d'impulsions, en général, et laisser le dispositif de réglage une fois pour toutes, dans cette position.

Certains récepteurs doivent être actionnés plus rapidement que d'autres ; cela dépend, bien entendu, de leur montage et des pertes ou inertie au moment de la commande des impulsions les plus faibles ; certains fonctionnent avec une cadence d'impulsions de 400 par minute, ce qui est assez élevé pour que le gouvernail ne produise pas de vibrations gênantes.

Plus la cadence d'impulsions est rapide, plus la perte d'une partie de la gamme est élevée ; par exemple, avec un récepteur du type indiqué plus haut, une cadence d'impulsions de 370 par minute, le système de relais du récepteur ne fonctionne pas à moins que les impulsions ne correspondent pas à 25 % de la durée.

Ce résultat peut être expliqué par la figure 11 ; un cycle d'impulsion doit être consi-

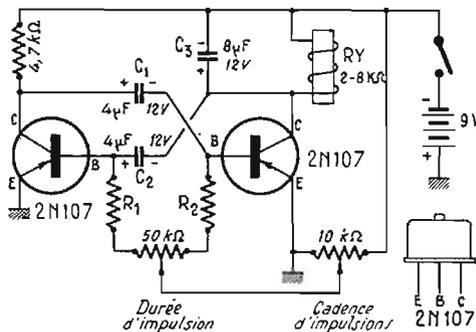


Fig. 10

déré comme le temps total représenté entre les points A et C, avec une période de fermeture du circuit entre A et B, et une période d'ouverture entre B et C. Si la durée des impulsions correspond à ce qui est indiqué sur la figure, le récepteur peut ne pas être actionné.

Il peut se produire ainsi des difficultés dans les circuits à double contrôle dont le fonctionnement dépend de la cadence et de la durée des impulsions.

Sur un récepteur du même type, en élevant la cadence d'impulsions à 620 par minute, on

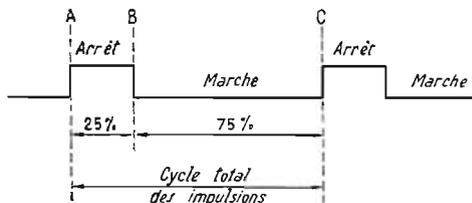


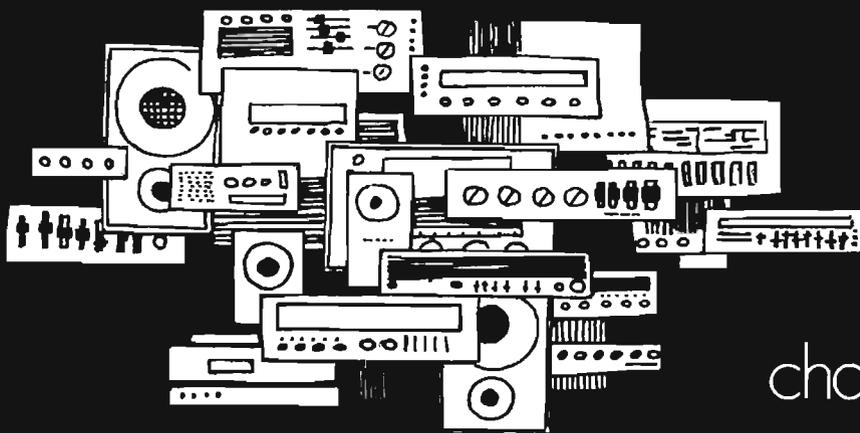
Fig. 11

augmente la partie inutilisable de la durée d'impulsions totale à environ 40 %, tandis qu'en abaissant la cadence à 225, cette partie inutilisable est réduite à environ 18 %.

Il n'y a pas seulement les circuits de récepteur, mais d'autres éléments du montage de contrôle, qui peuvent rendre nécessaire une cadence d'impulsions rapide ; par exemple, un cristal de régulation employé dans un émetteur peut présenter une certaine inertie au démarrage, tout en restant satisfaisant sous d'autres rapports ; bien entendu, sur les appareils qui comportent encore des relais, les caractéristiques **mécaniques** ont une très grande importance ; ce sont eux qui peuvent déterminer les défauts de réponse sous l'action des impulsions, même si le récepteur est satisfaisant sous ce rapport.

Les relais qui comportent les armatures les plus réduites et légères ont la réponse la plus rapide, et le déplacement doit être réglé de façon à être le plus faible possible ; la tension du ressort a également une influence et, si elle est trop faible ou trop forte, elle agit sur les limites opposées de la gamme de durée des impulsions. Il est généralement peu recommandable de modifier la tension du ressort d'un récepteur pour centrer le gouvernail d'un modèle, et il est préférable de régler le dispositif de façon à assurer un fonctionnement satisfaisant sous l'action des variations de courant et des vibrations, et d'effectuer une compensation, s'il y a lieu, pour atténuer les irrégularités de réponse qui peuvent se produire dans le système.

R.S.



chaines compactes
amplis, tuners
enceintes

électronique teppaz

BP 29 / 69 CRAPONNE - LYON - FRANCE / TEL. (78) 48 42 40 / TELEX 33221 F

Amplificateur monophonique 120 W pour sonorisation et musique électronique

A l'origine, les guitaristes se contentaient d'amplificateur de quelques watts pour se faire entendre au milieu de l'orchestre, puis ces quelques watts sont devenus des dizaines de watts.

La course à la grande puissance a alors commencé. Toutes les formations et chanteurs à succès disposent maintenant de sonorisations de grande puissance, mais on doit reconnaître que la plupart ont encore recours aux amplificateurs à lampes dont la sonorité est quoi qu'on en pense ou dise, différente de celle des amplificateurs modernes à transistors.

Ce sont donc les critères de fiabilité, de prix de revient, de sonorité qui ont poussé les établissements Magnétic France à mettre sur le marché un amplificateur de 120 W *eff* équipé de lampes.

PRESENTATION

La conception mécanique de l'appareil repose sur l'emploi d'un bâti ou rack conférant à cet amplificateur une présentation très soignée.

Les seules commandes utiles sont ramenées sur la face avant grise d'une esthétique élégante et fonctionnelle comme le laisse entrevoir la figure 1.



Les deux entrées de cet amplificateur sont mixables par potentiomètres à curseur linéaire placés sur le panneau frontal; juste au-dessous de ces derniers, les prises d'attaque en raccordement DIN ou jack américain 6,35 mm.

Sur l'extrême droite, deux voyants lumineux en regard de deux interrupteurs à bascule, servent à la mise sous tension du réseau de distribution et de la haute tension d'alimentation en même temps qu'ils complètent la présentation fort réussie de l'appareil.

La face arrière de l'appareil présente seulement l'embase de raccordement pour la prise secteur, le répartiteur de tension, le fusible d'alimentation et les trois prises de sorties DIN des haut-parleurs

correspondant aux diverses impédances de sortie.

Le transport de l'appareil est, par ailleurs, facilité par l'emploi de deux poignées chromées, situées de part et d'autre de la face avant.

CARACTERISTIQUES GENERALES DE L'ENSEMBLE

- Sensibilité des entrées : 500 mV pour 120 W *eff* de sortie.
- Préamplificateur à transistor silicium faible souffle.
- Impédance d'entrée : 30 k Ω \times 2.
- Bande passante :
A 40 W : < 10 Hz - 60 kHz, à - 3 dB ;
A 120 W : < 10 Hz - 15 kHz, à - 3 dB.
- Equipé : double push-pull 4 \times EL34.
- Transformateurs Millerieux de sortie J3188E, d'alimentation et self de filtrage.
- Sortie sur impédance : 4,8 et 100 Ω .
- Possibilité de commande à distance par relais intérieur sur demande.

LES PREAMPLIFICATEURS MELANGEUR D'ATTAQUE

Le schéma de principe des deux préamplificateurs est donné figure 1. Ils sont tous deux équipés de transistors silicium PNP BC205 montés en étage émetteur commun et fonctionnent sous une tension d'alimentation de 30 V.

Le niveau d'entrée de chaque préamplificateur est ajusté au moyen de potentiomètre à déplacement linéaire; l'attaque pour satisfaire aux conditions de montage précitées se réalise au niveau de la base.

Un pont de polarisation classique procure au transistor le gain nécessaire à l'attaque de l'amplificateur déphaseur. Dans le circuit émetteur la cellule de contre-réaction ramène l'impédance d'entrée aux environs de 30 k Ω tandis que grâce à une charge de collecteur de 3,3 k Ω la sortie s'effectue au niveau du collecteur par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison de 0,1 μ F. A cet endroit est mélangée l'entrée E₁ avec l'entrée E₂ destinée à attaquer l'amplificateur déphaseur équipé lui de deux 12AT7 montés en parallèle.

L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

La figure 2 représente le schéma de principe de cet amplificateur de puissance doté de deux 12AT7 et de 4 \times EL34.

L'étage déphaseur comporte deux doubles triodes montées en parallèle, à couplage cathodique. Ce montage donne d'excellents résultats du point de vue de la symétrie et une très faible distorsion intrinsèque étant fortement contre-réactionné par principe.

La contrepartie est un gain assez faible, ce qui est compensé par l'étage d'attaque précédent. La contre-réaction globale des étages de puissance est appliquée à ce niveau. On peut par ailleurs, le cas échéant parfaire la symétrie en jouant sur la valeur des résistances de 2 \times 39 k Ω et 2 \times 47 k Ω de plaque des 12AT7.

L'étage de sortie est équipé d'un push parallèle de 4 EL34 alimentées sous 460 V par l'intermédiaire d'un transformateur de sortie « Millerieux ».

Grâce à un enroulement séparé sur le transformateur d'alimentation une tension moyenne de 37 V assure la polarisation fixe de l'étage de puissance. Deux résistances de 20 Ω 3 W placées dans le circuit d'anode évitent les accrochages et l'instabilité.

Enfin l'enroulement secondaire du transformateur de sortie permet de disposer d'impédances de sortie de 4, 8 et 100 Ω .

L'ALIMENTATION GENERALE

L'alimentation d'un tel amplificateur de puissance doit faire

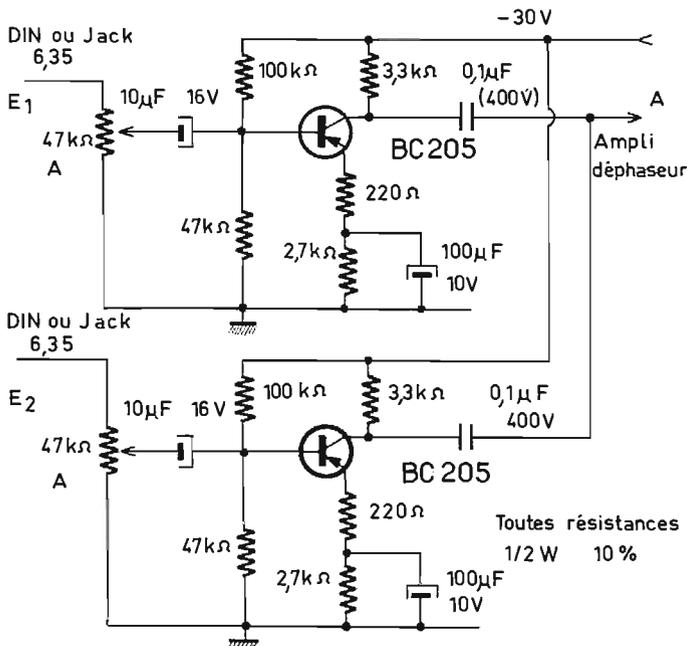


Fig. 1

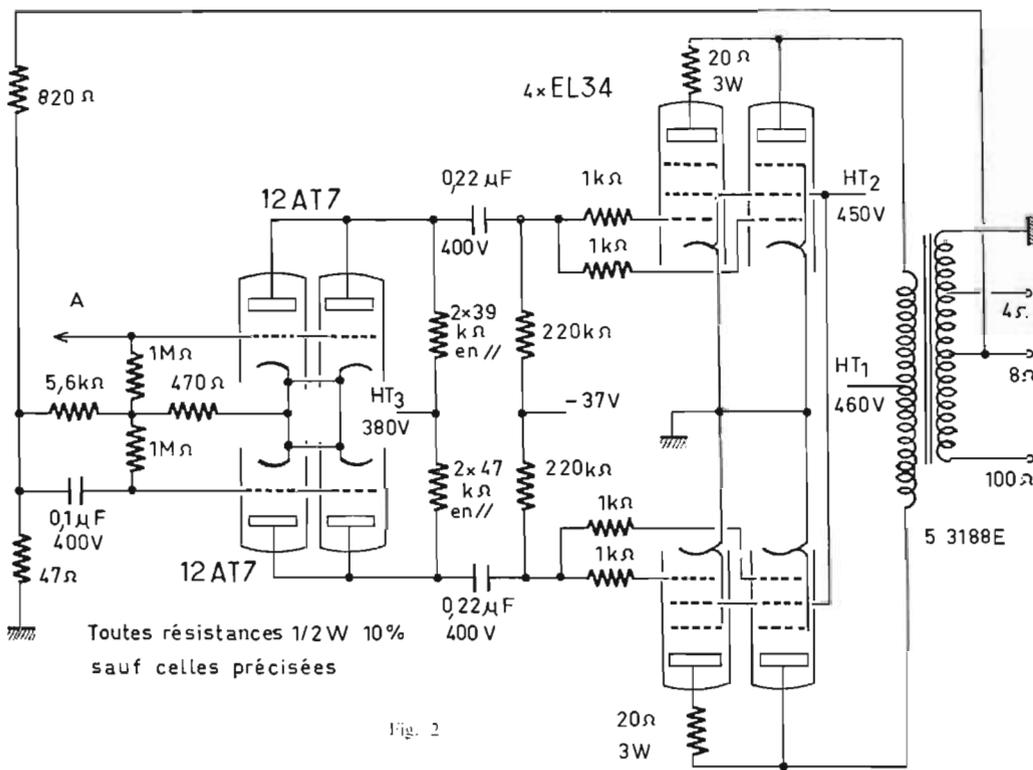


Fig. 2

l'objet de soins particuliers, c'est la raison pour laquelle un transformateur d'alimentation Millérioux de très haute qualité a été utilisé pour l'élaboration du montage. La figure 3 illustre le schéma de principe de cette alimentation générale.

L'enroulement primaire de ce transformateur autorise le raccordement de l'amplificateur sur n'importe quel réseau de distribution. Deux enroulements secondaires sont utilisés, un pour l'alimentation générale de la section amplificatrice à tubes et un autre délivrant 50 V destiné d'une part à la polarisation des EL34 et d'autre part à l'alimentation de la section transistorisée.

La section haute tension fait donc appel à un secondaire de 2 fois 340 V *eff* ce qui facilite le redressement du type double alternance. Cependant attendu la tension de sortie relativement élevée et pour des raisons de sécurité, deux condensateurs série de 550 V de tension de service sont prévus et font partie d'une cellule de filtrage en π utilisant une self Millérioux B747B.

La haute tension de 460 V est donc appliquée au point milieu du transformateur de sortie tandis que les écrans des EL34 sont alimentés après filtrage sous environ 450 V.

Une autre cellule de filtrage cascade procure les 380 V nécessaires à l'alimentation de l'amplificateur de déphasage.

Sur le secondaire à 50 V *eff*, un redressement mono-alternance suivi d'un filtrage 200 μ F/4,7 k Ω /200 μ F, procure la tension de polarisation de grille des EL34 par ailleurs rendue réglable grâce au potentiomètre de 10 k Ω .

Une autre cellule 6,8 k Ω /1 000 μ F ramène la tension d'alimentation de la partie préamplificatrice à 30 V.

On retient également un dispositif d'équilibrage des filaments à l'aide d'un loto de 50 Ω non représenté sur le schéma de principe.

MONTAGE ET CABLAGE

Les dimensions du châssis 300 x 400 mm environ sont telles qu'une disposition claire et aérée des composants est possible. L'implantation des divers éléments est présentée figure 4. On remarquera en particulier qu'il est absolument nécessaire d'isoler deux des quatre condensateurs électrochimiques du fait du montage série, à l'aide de rondelles isolantes.

Sur la face avant sont seulement montés les deux potentiomètres des entrées E₁ et E₂ ainsi que les deux voyants secteur et leur interrupteur associé.

Le montage mécanique des éléments sur la partie supérieure du châssis ne présente pas de difficulté; les plaquettes supportant les cosses de sortie des transfor-

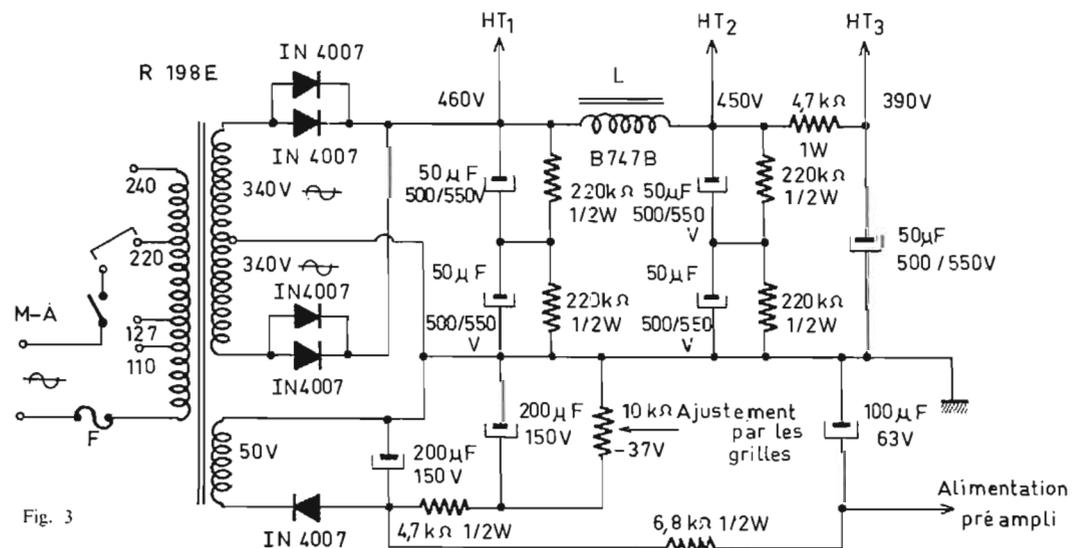
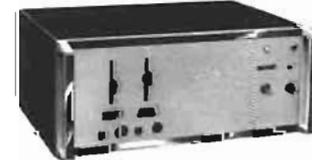


Fig. 3

AMPLI DE SONORISATION 120 W EFFICACES - A LAMPES

ÉQUIPÉ DE TRANSFOS
MILLE RIOUX

Sorties : 4-8-100 Ω
Entrées : 500 mV - 30 k Ω
Bandes passantes :
à 40 W < 10 Hz à 60 kHz à - 3 dB
à 120 W < 10 Hz à 15 kHz à - 3 dB



Dimensions : 422 x 177 x 300 mm

COMPLET EN ORDRE DE MARCHÉ 1 500 F
COMPLET EN « KIT » 1 350 F
TRANSFOS SEULS : Alimentation..... 360 F
Sortie 320 F • Filtrage 80 F

MAGNÉTIC-FRANCE « KIT »

175, rue du Temple
75003 Paris
272-10-74

mateurs par souci de clarté ont été rabattues sur le schéma.

Quant à la partie inférieure, ou vue de dessous du châssis qu'il illustre la figure 5, elle révèle les diverses liaisons à établir entre les composants. Trois barrettes à cosses relais sont par ailleurs utilisées pour mener à bien le câblage de tous les éléments. Ainsi les deux transistors préamplificateurs sont montés tête-bêche sur une barrette à treize cosses, dont deux soudées au châssis servent à assujettir la fixation.

On prévoit pour les liaisons vers les deux potentiomètres deux fils blindés de longueurs suffisantes; on veillera par ailleurs lors du montage de ces derniers à ne pas surchauffer le conducteur central

afin d'éviter un risque de court-circuit interne.

Les deux autres barrettes à cosses permettent le câblage conventionnel de l'étage déphaseur et de l'alimentation. D'autre part,

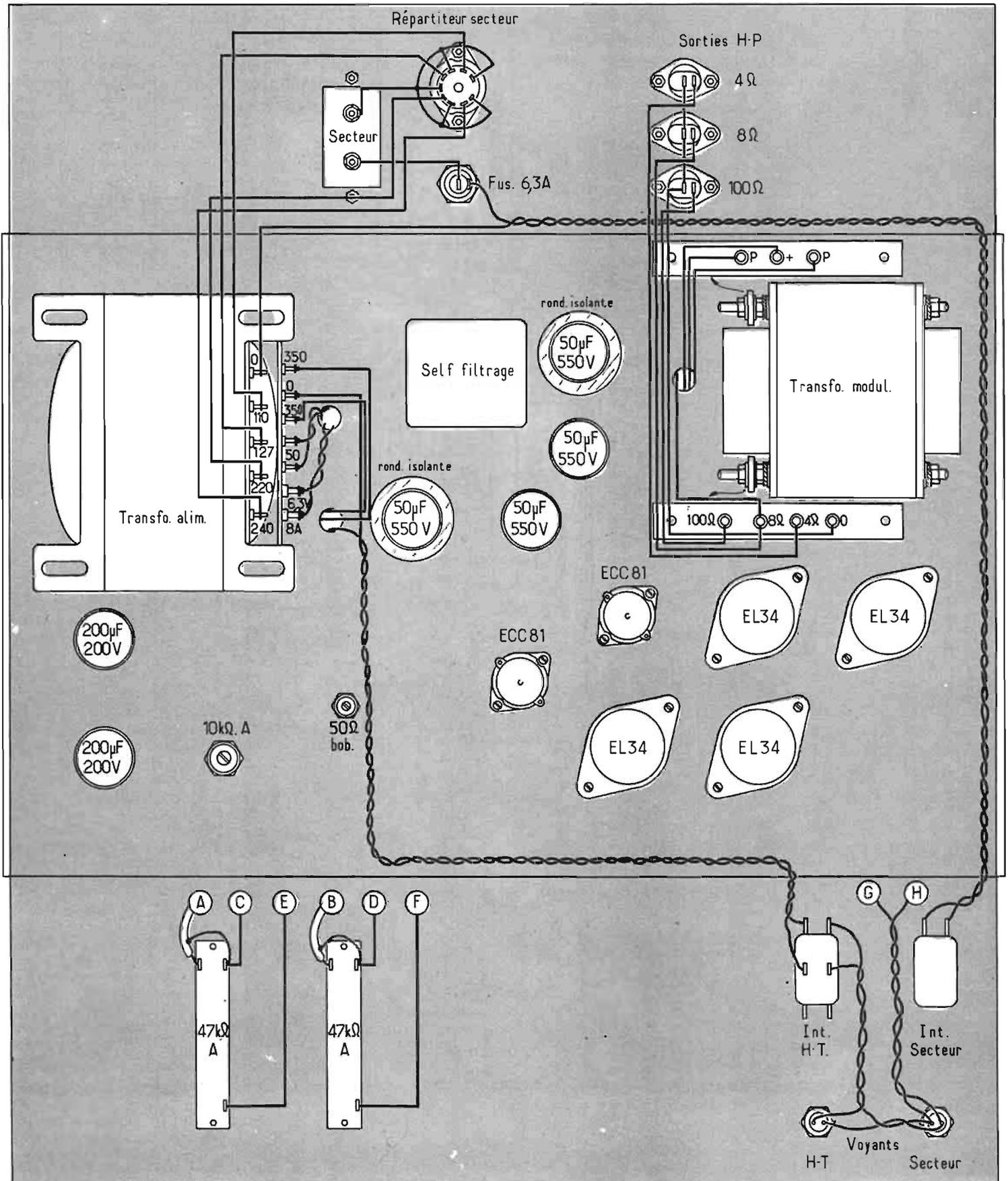
pour simplifier le plan de câblage, on a représenté seulement les résistances équivalentes des plaques des 12AT7.

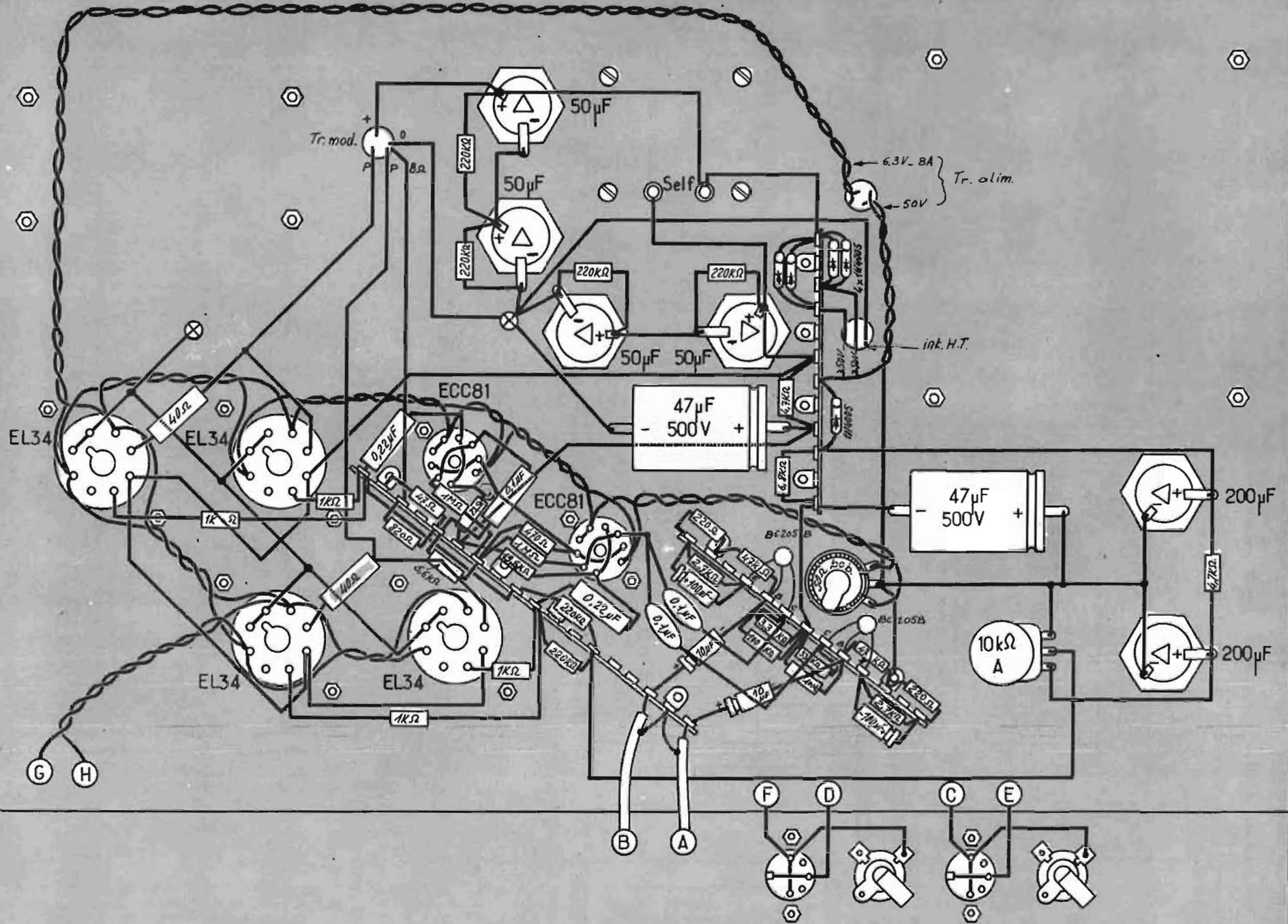
Il convient par ailleurs de faire très attention aux polarités des

divers condensateurs électrochimiques avant toute mise sous tension de l'appareil.

La possibilité d'acquieser cet appareil sous la forme de « kit » reste séduisante et incitera par

là-même, un bon nombre d'amateurs à entreprendre sa réalisation d'autant plus que le rapport prix/performance s'avère particulièrement intéressant pour un amplificateur de cette classe.





NOUVEAUX PROCÉDÉS PHOTOGRAPHIQUES ET ÉLECTRONIQUES

LE DEVELOPPEMENT DU SUPER-8

LES fervents de la caméra abandonnent de plus en plus le format double-8, si apprécié autrefois au profit du film super-8. Alors qu'en 1967, 80 % des amateurs utilisaient des caméras double-8, un revirement complet s'est opéré au cours des quatre dernières années; pour 12 films de format réduit exposés en 1971, on en compte maintenant 11 en moyenne en super-8.

PHOTOGRAPHIE ET AUTOMOBILE

La sécurité routière est de plus en plus à l'ordre du jour; le contrôle des pannes et des accidents prend une importance essentielle. Au récent Salon de l'automobile de Genève, plusieurs constructeurs ont présenté des trousse de secours renfermant non seulement l'outillage nécessaire au dépannage, mais une caméra photographique à chargeur rapide afin que le conducteur en panne puisse relater, avec preuves à l'appui, tous les détails de l'accident et photographier la position des voitures et les dégâts.

Au prochain Salon de l'automobile français de 1972, une section spéciale sera consacrée à la présentation d'appareils contre la pollution et d'amélioration de la sécurité et nous pourrions voir des matériels de ce genre.

Une innovation photographique d'un autre genre doit aussi être signalée dans le domaine de l'automobile. Les gros catalogues de pièces de rechange concernant parfois plus de 30 000 pièces sont remplacés par des microfilms et des lecteurs à fonctionnement rapide ce qui permet de rationaliser et d'améliorer le service après-vente.

Sur une seule surface de microfilm de la grandeur de deux cartes postales, on peut condenser 2 400 pages de catalogues à l'échelle réduite de 1/40; treize

films suffisent pour contenir toutes les illustrations des pièces, les légendes correspondantes et les indications des prix.

Le lecteur de microfilms est un modèle pivotant permettant aux employés et aux clients de lire toutes les données utiles comme sur l'écran d'un téléviseur; l'écran de 42 x 33 cm est monté dans un boîtier solide et comporte une ligne médiane de repère; la recherche d'une pièce de rechange s'effectue avec un gain de temps d'au moins 25 % et le service des compléments additifs des catalogues est simplifié.

Ce procédé adopté d'abord en Allemagne sera introduit en octobre 1972 dans les pays anglophones et en décembre dans les autres.

LE DEVELOPPEMENT DES PROJECTEURS DE DIAPOSITIVES

Les projecteurs de diapositives généralement automatiques et facilement sonorisés sont de plus en plus demandés. En Allemagne, par exemple, l'augmentation des ventes a été de 54 % par rapport à 1970 avec 224 374 projecteurs. La production totale de l'industrie photographique allemande en projecteurs et matériels de projection s'est élevée à 613 394 unités en 1971, dont 48 % ont été exportés.

L'HOLOGRAPHIE ARTISTIQUE

L'holographie est un procédé photographique de prise de vues intégrales au moyen de rayons de lumière cohérente du laser sur une couche sensible à deux dimensions. On n'obtient pas seulement une impression de profondeur, comme en stéréoscopie, mais la perspective change aussi selon l'angle d'observation de l'hologramme.

Ce procédé remarquable a déjà reçu de nombreuses applications dans la recherche, la technique et l'industrie; il va permettre peut-

être des usages artistiques originaux. Depuis quelques temps déjà on utilisait des lasers au théâtre pour des effets de scène, voilà qu'on présente comme œuvres d'art des hologrammes réalisés à l'aide des rayons de lumière cohérente.

C'est Salvador Dali, toujours à l'avant-garde, qui a présenté ce nouveau procédé artistique dans une galerie de New York en démontrant qu'il était le premier artiste du monde à se servir de cette découverte de la technologie électro-optique moderne.

En fait, il y a déjà eu un tableau holographique représentant un buste en trois dimensions, œuvre du professeur Gabor, inventeur de l'holographie.

LA PHOTO-COMPOSITION EN COULEUR A LA PORTEE DES AMATEURS

La photographie en couleur permet de capturer les couleurs naturelles des objets ou des sujets vivants, mais **sans l'aide d'un appareil photographique**, il est désormais possible à l'amateur de créer une image en couleur à partir de n'importe quel document transparent noir et blanc ou couleur, sur film ou sur calque par superposition de plusieurs films colorés.

Cette méthode **Color Key**, présentée par **Photo 3 M**, permet d'obtenir des images irréelles, abstraites, artificielles, aux couleurs étranges et fascinantes, au moyen d'opérations très simples. Il suffit d'utiliser une source quelconque de lumière ultra-violette: lampe à bronzer, lampe flood, lampe à arc, tube à tirer les plans, etc., une boîte de films spéciaux et un révélateur correspondant « 3 M ».

Ces films spéciaux sont des films en polyester colorés transparents en neuf couleurs: magenta, jaune, noir, bleu, rouge, orange, marron, cyan, vert ou opaque blanc sensibles uniquement à la

lumière ultra-violette, permettant ainsi une manipulation en lumière ambiante; leur faible épaisseur de 4/100 mm permet de les superposer très facilement.

Le procédé permet ainsi d'obtenir des centaines d'images variées provenant d'un **seul document original** grâce à la confection de plusieurs négatifs différents réalisés toujours à partir d'un même document et à leur combinaison avec les neuf couleurs indiquées plus haut. La seule limitation dépend de la fantaisie et de l'imagination du créateur.

En pratique, il est nécessaire avant tout d'obtenir du document original, une séparation des tons à l'aide d'un film très contrasté.

On peut utiliser un film I.T.I.H. en effectuant plusieurs expositions par exemple de 1, 2, 4, 8, 10 secondes et on obtient ainsi cinq négatifs du document original. Dans cette série de films, les informations données par chaque négatif seront différentes; ainsi le film le moins posé donnera le détail des ombres, tandis que le film le plus posé donnera des détails des hautes lumières. Ces films sont traités de la manière habituelle.

La deuxième opération consiste à contretyper cette série de négatifs, en superposant les négatifs au négatif qui correspond à une exposition moyenne. On obtient ainsi un film ne faisant apparaître que des poses de mêmes densités sur le document original.

L'image définitive est obtenue en superposant sur un négatoscope les différents films spéciaux en couleur. Cette superposition doit être effectuée en parfait repérage; cependant une impression visuelle de relief peut être obtenue en décalant très légèrement certains liserés, ce qui apporte dans le domaine du photographisme couleur une richesse de possibilités nouvelle.

DE L'OBJECTIF ULTRA-GRAND ANGLE AU TELE-OBJECTIF COMPACT

L'objectif grand angle à courte distance focale offre d'intéressantes

possibilités pour la prise de vues à distances assez courtes des sujets de grande surface et sa profondeur de champ est souvent étonnante. Les inconvénients peuvent consister en une réduction de son ouverture, c'est-à-dire de la luminosité, et la possibilité de déformation de l'image surtout sur les bords.

Un nouvel objectif **Minolta**, M C Rokkor 21 mm/F : 2,8 offre sous ce rapport des particularités remarquables. C'est le plus lumineux, en effet, des objectifs grand angulaire actuels ; couvrant un angle de 90°, il ne déforme pas l'image même par des prises de vues à 25 cm.

Il est couplé à la cellule CdS, permet la visée à pleine ouverture et il est entièrement automatique. Il subit un traitement antireflets assurant un rendu des couleurs amélioré, des images très contrastées ainsi qu'un taux élevé de transmission de la lumière (Fig. 1).

A l'autre extrémité de la gamme des objectifs, le téléobjectif permet les prises de vues des objets éloignés et des détails des objets plus rapprochés ; mais, les modèles à très grande distance focale sont généralement très encombrants. La solution des miroirs permet des réalisations très remarquables sous ce rapport.

Un nouveau téléobjectif compact **Minolta** de cette catégorie présente des particularités très originales (fig. 2). Malgré sa distance focale très longue de 800 mm, son encombrement est, en effet, relativement faible ; 125 x 166,5 mm, et son poids ne dépasse pas 1 800 g. Un collier à baïonnette permet l'utilisation de l'appareil verticalement ou horizontalement.

Les diaphragmes à petite ouverture de F : 8 et F : 16 sont obtenus par des filtres-gris neutre (F : 8 = 0, F : 16 = 4), la profondeur de champ reste inchangée, le réglage définitif du couplage de la cellule est effectué à l'aide de la bague des vitesses (Fig. 2 bis).

La distance minimale de mise au point est de 8 m ; cette mise au point est réalisée par le deuxième miroir ou miroir frontal qui se déplace vers l'arrière ou vers l'avant au moyen d'un levier.

NOUVEAUX PROJECTEURS SONORES

Les projecteurs de cinéma à film à piste magnétique sont de plus en plus en faveur. Leur synchronisation est assurée automatiquement et leur manœuvre est devenue de plus en plus simplifiée.

De nombreux modèles remarquables, étudiés par **Bolex** vont ainsi être présentés à la prochaine **Photokina** de Cologne.

Le projecteur **SP80** est ainsi équipé pour la reproduction ma-



Fig. 1



Fig. 2



Fig. 2 bis



Fig. 3

gnétique ou optique du son et l'enregistrement sur piste magnétique et peut recevoir des bobines d'une capacité maximale de 180 m de film super-8. Il comporte un objectif zoom de 15 à 30 mm de focale et une lampe halogène 12 V/100 W à miroir dichroïque incorporé.

Le chargement est entièrement automatique, la projection réalisable en avant ou en arrière, la cadence de projection réglable d'une manière continue de 18 à 24 images/seconde.

Le réglage automatique ou manuel du niveau sonore d'enregistrement et le contrôle de ce niveau sont assurés au moyen d'un système nouveau très précis et très visible, sur lequel nous reviendrons, à diodes lumineuses.

L'amplificateur de 6 W actionne un haut-parleur incorporé ; il est possible de réaliser très simplement des surimpressions et des fondus enchaînés sonores (Fig. 3).

Un appareil encore plus complet, le projecteur **Bolex 421**, appartient à la gamme des 16 mm (Fig. 4). Prévu pour la lecture sonore optique, la lecture et l'enregistrement magnétiques, il peut recevoir toutes les bobines normalisées d'une capacité maximale de 600 m de film 16 mm.

Le chargement automatique est rapide et les vitesses de défilement sont stabilisées électroniquement ; cinq touches permettent de sélectionner la cadence désirée de 18, 24, 15 à 30 images/seconde réglable par potentiomètre, en marche arrière ou avant, avec arrêt sur image et fonctionnement image par image.

La lampe halogène 24 V/250 W très puissante à miroir dichroïque incorporé assure une lumière vive et très blanche et l'objectif zoom de F : 1,6 à une distance focale réglable de 35 à 65 mm.

Les possibilités d'inscription sonore sont multiples, avec toutes les opérations d'enregistrement diverses. Les entrées de microphone et de phonocapteur sont séparées, ce qui permet le mixage direct avec réglage du niveau sonore d'enregistrement au moyen de deux potentiomètres séparés. Les entrées séparées permettent aussi l'utilisation de l'amplificateur pour la sonorisation directe microphonique en « public address ».

Un dispositif de compression sonore à seuil réglable agit à partir d'un niveau d'enregistrement critique, et atténue instantanément les crêtes de modulation risquant de saturer la piste magnétique. Un potentiomètre d'effacement variable et d'introduction progressive de l'enregistrement permet, en outre, de réaliser très facilement des surimpressions et des fondus enchaînés sonores.

Le double verrouillage de l'enregistrement exclut enfin tout risque d'effacement involontaire et assure toute sécurité. Pour la projection en salle relativement grande, une prise de sortie est prévue pour l'adaptation à un amplificateur de puissance extérieur.

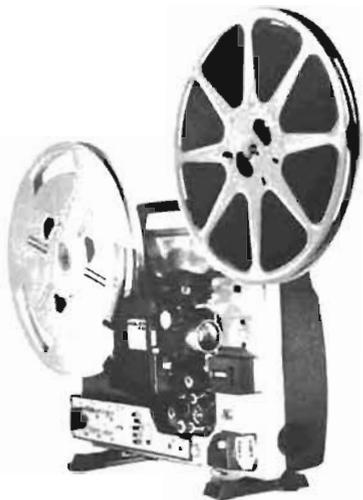


Fig. 4

POURQUOI LES LAMPES QUARTZ-HALOGENES ? LEUR PRATIQUE

Dans toutes les lampes à filament incandescent, au cours du fonctionnement, la partie volatilisée du filament se condense sur les parties les plus froides de l'ampoule, qui noircissent peu à peu, ce qui constitue encore une limitation de service de la lampe.

Dans ce domaine, un grand progrès a été réalisé par la réalisation de tubes très réduits à noircissement d'ampoule retardé, ou sans noircissement, dont la puissance lumineuse peut être très grande, puisqu'un seul élément peut fournir autant de lumière que deux ou trois anciennes lampes.

Le noircissement des parois internes des ampoules de lampes à incandescence détermine, en pratique, une perte de l'ordre de 10 % de leur efficacité lumineuse au cours de leur durée de service, même pour des filaments alimentés sous des tensions normales. Ce noircissement est dû à la volatilisation du tungstène des filaments sous l'effet d'une haute température de l'ordre de 3 000 °K et, comme il fallait augmenter l'intensité lumineuse du filament pour améliorer le rendement de la lampe, il était difficile de songer à un remède facile à appliquer. L'efficacité lumineuse en lumens par watt, qui était de 1,4 pour la

première lampe d'Edison à filament de carbone, était déjà portée à 10 lumens par watt avec l'ampoule à incandescence à filament de tungstène étiré dans le vide.

Irving Langmuir avait déjà eu l'idée d'introduire, dès 1913, une atmosphère de gaz neutre dans les ampoules des lampes à incandescence, pour produire une certaine pression, retarder la vaporisation, augmenter la température de fonctionnement et accroître ainsi l'efficacité lumineuse, qui pouvait désormais dépasser 10 lumens par watt, et a été portée à 20 lumens par watt.

On a, d'abord, utilisé l'azote, puis l'argon, déterminant une plus faible perte de chaleur, en raison de la conductibilité thermique plus réduite ; l'azote est cependant encore conservé, en partie pour éviter l'amorçage de l'arc entre les connexions d'aménée au filament du courant ; le krypton est utilisé dans les types les plus récents. Il est encore moins bon conducteur de la chaleur que l'argon, et retarde ainsi la volatilisation des filaments de tungstène.

LE NOIRCISSEMENT RETARDE

Mais l'atmosphère gazeuse introduite dans l'ampoule ne constitue pas un remède très efficace parce que la pression doit toujours demeurer très réduite pour conserver au filament une température de fonctionnement suffisante.

On a donc songé à introduire également dans l'ampoule un produit chimique absorbant une petite quantité de poudre de tungstène, qui permet d'éliminer plus ou moins le dépôt carbonneux lorsqu'on secoue l'ampoule. On a également placé au-dessus du filament une sorte de grille qui attire et condense les vapeurs de tungstène, et s'oppose à la projection des particules solides, ce qui permet d'obtenir un type de lampe à noircissement retardé.

On réalise ainsi des modèles perfectionnés, à durée de service plus longue, qui permettent déjà d'améliorer les résultats obtenus, en particulier pour la projection et la prise de vues au cinéma.

Mais la solution la plus remarquable a été obtenue en réalisant dans l'ampoule une **atmosphère d'iode** ; celle-ci se combine aux particules de tungstène et les vapeurs donnent naissance à de l'iode de tungstène ; ce corps est presque immédiatement dissocié par la très forte chaleur du filament incandescent et restitue

au filament les particules qui ont été émises par un phénomène ionique.

Cette idée d'introduction d'un composé régénérateur dans l'ampoule est déjà ancienne ; on a songé aux Etats-Unis dès 1882, à introduire une petite quantité de chlore dans une petite lampe à vide à filament de carbone ; plus tard, un autre technicien américain avait déjà proposé l'adjonction d'un halogène réagissant avec les vapeurs de tungstène pour le retourner au filament ; un autre brevet américain propose la régénération par le chlore, le chrome, ou l'iode dans une atmosphère inerte.

La possibilité d'éviter le noircissement de l'ampoule des lampes à incandescence en ajoutant un **halogène** dans le gaz de remplissage est donc connue depuis longtemps, mais les halogènes très actifs peuvent agir sur les amenées de courant en nickel à l'intérieur de la lampe et les combinaisons formées par le tungstène et l'halogène se déposent sur les endroits les plus froids de l'ampoule de l'ordre de 100 à 150 °C.

Pour obtenir des résultats pratiques, il a fallu attendre la mise au point de la technique de montage des filaments de tungstène dans des ampoules de quartz tubulaires, qui permettent d'obtenir des conditions de température permettant d'éviter ces inconvénients.

L'iode a été choisie parce que c'est un halogène à activité chimique très faible ; il produit avec le filament de tungstène une réaction réversible de la forme : $W + 2I \rightleftharpoons W I_2$ à des températures bien déterminées et entre 250 et 1 400 °C ; au-dessus de cette température, l'iode de tungstène se décompose de nouveau en tungstène et en iode.

L'iode de tungstène formé à la température inférieure à 1 400 °C est dirigé sous l'action du courant thermique du gaz de remplissage, vers la partie inférieure de l'ampoule ; il est attiré à nouveau vers le filament lumineux. Si l'iode de tungstène est porté à une température supérieure à 1 400 °C, il se dissocie en tungstène et en iode. Le tungstène se dépose sur les parties de la lampe dont la température est au-dessus de 1 400 °C, c'est-à-dire sur le filament lui-même et les parties voisines des supports, et les particules d'iode sont de nouveau prêtes à se combiner avec le tungstène et à le ramener vers le filament lumineux.

Grâce à ce cycle fermé, qui a fait donner à la lampe le nom de **tube à cycle d'iode**, le tungstène

ne se dépose donc plus sur la paroi de l'ampoule, et on évite en grande partie la perte de lumière ; cet affaiblissement est encore réduit par la diminution de l'altération du filament. Ces lampes conservent donc pendant toute leur durée de service, un flux lumineux bien plus constant et une puissance absorbée régulière.

Le cycle de régénération ne peut pourtant se produire pratiquement que si l'iode de tungstène se forme et se dissocie au voisinage immédiat du filament, d'où la nécessité de modifier la forme de ce dernier ainsi que celle de l'ampoule, d'utiliser un filament rectiligne placé dans un tube de faible diamètre et soumis sur toute sa longueur aux vapeurs d'iode, tout en étant monté horizontalement.

Un tube de quartz artificiel est seul capable de résister à la chaleur produite et présente un coefficient de dilatation extrêmement faible, ce qui permet de l'exposer à des variations brusques et brutales de la température ambiante.

La température de la paroi de l'ampoule doit demeurer au-dessus de 250 °C. L'iode de tungstène gazeux se déplace dans l'ampoule au voisinage du filament ; il se décompose et le tungstène se dépose à nouveau sur le filament d'où il a été émis. L'iode libéré reprend ainsi son rôle, en continuant à capter les particules de tungstène et en les rapportant constamment sur le filament.

En théorie, si la régénération était complète, un tube à iode serait inusable, mais en fait les particules de tungstène vaporisées ne sont évidemment pas ramenées à leur position exacte dans le cycle de fonctionnement. L'augmentation de la durée de service est cependant due essentiellement au principe même du tube, à son équilibre thermique et à la réduction des dimensions, permettant d'utiliser des pressions de gaz plus élevées, ce qui contribue à réduire la volatilisation du tungstène. Au bout de 2 000 heures, la perte d'intensité lumineuse peut, dans certains modèles, être inférieure à 4 %.

LES LAMPES PRATIQUES A CYCLE D'IODE

L'ampoule de quartz tubulaire est nécessaire pour empêcher dans un endroit quelconque l'abaissement de la température au-dessous de 250 °C, de façon à maintenir l'iode de tungstène à l'état gazeux. Les supports des

LES LAMPES A CYCLE D'IODE ET LE CINEMA

Le tube de quartz de dimensions fortement réduites pour une puissance identique peut être placé dans un projecteur de petites dimensions, ce qui rend désormais faciles les prises de vues à l'intérieur, quelle que soit l'ambiance. Avec un seul tube sans recharge, on peut filmer 140 à 200 bobines Super 8, d'une longueur de 7,62 m soit l'équivalent de 2 000 à 3 000 mètres de film. Un tel projecteur tout monté ne pèse guère que 1 kilogramme au maximum.

Ce matériel nouveau permet également d'envisager des prises de vues en tout lieu et en tout temps, aussi bien à l'intérieur qu'à l'extérieur sans recourir au

courant d'un secteur. Des tubes de ce genre à basse tension ne consomment guère qu'une centaine de watts et peuvent être alimentés facilement par une petite batterie d'accumulateurs au cadmium-nickel, rechargeable automatiquement. C'est là un dispositif particulièrement précieux pour les séquences rapides, même de nuit.

Les types pratiques proposés sont déjà nombreux ; une lampe de 1 500 W à 220 V à filaments de 2 300 °K a ainsi une durée de deux mille heures, une autre lampe de 500 W à 120 V à 3 200 °K a une durée de deux mille heures également. Les projecteurs réalisés permettent d'obtenir un angle de 100° sur le plan vertical, de 120° sur le plan horizontal, avec une intensité lumineuse de 4 000 cd.

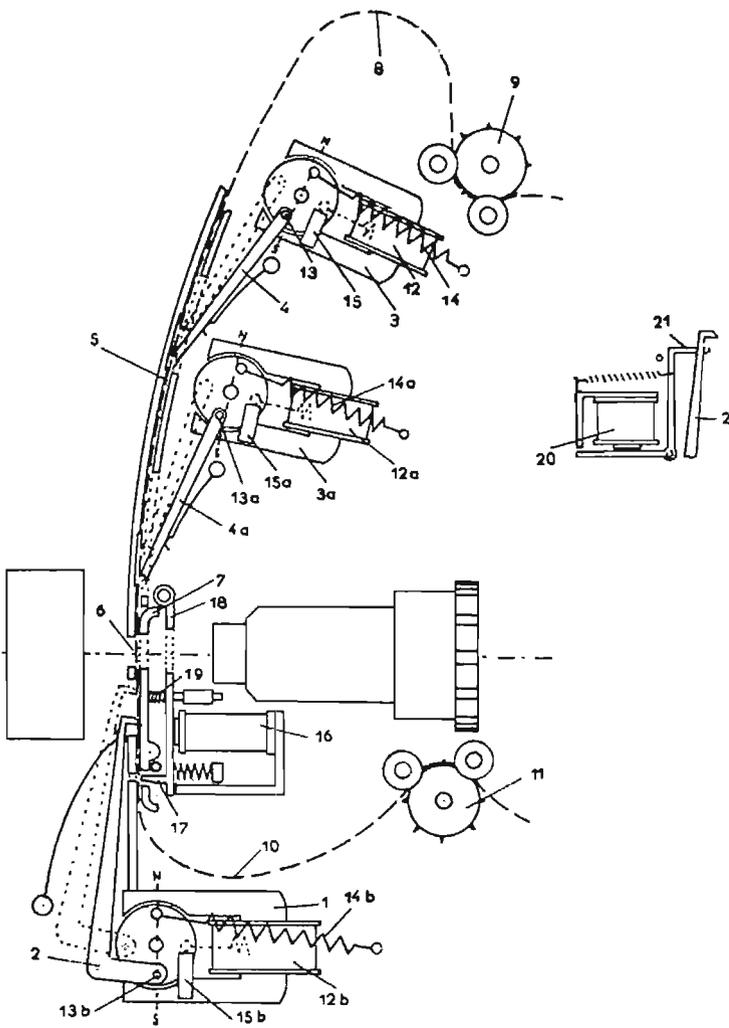


Fig. 5

filaments et les amenées de courant à l'intérieur du tube sont également en tungstène, pour éviter une combinaison de l'iode avec d'autres substances. Les amenées de courant aux pincements sont en molybdène. Les filaments lumineux sont en fil de tungstène boudiné une ou deux fois ; le gaz de remplissage est de l'argon pur à une pression d'environ 600 torrs et à une température de 20 °C, avec une très faible adjonction d'iode ; une proportion plus forte risquerait de produire une absorption de la lumière.

Les dimensions de cette lampe sont beaucoup plus réduites que celles d'une lampe à incandescence normale. Un modèle destiné à l'éclairage de 220 V/500 W a un volume intérieur de l'ordre de 12 % seulement de celui du modèle ordinaire correspondant. Mais la température du culot est plus élevée que celle d'une lampe normale ; elle atteint 200 à 300 °C, ce qui exige des douilles spéciales, et les températures des ampoules sont également beaucoup plus élevées, de l'ordre de 400 à 800 °C, ce qui peut exiger une protection supplémentaire.

Ces lampes remarquables se prêtent à de nombreuses applications et on peut en distinguer, dès à présent, trois groupes ; il y a d'abord des modèles pour prises de vues photographiques de 600, 850 et 1 000 W, d'un rendement lumineux d'environ 28 à 31 lumens par watt, d'une température de couleur de l'ordre de 3 300 à 3 400 °K mais dont la durée de vie moyenne ne dépasse pas quinze heures.

Dans un deuxième groupe, il y a des lampes pour studios de cinéma, de télévision et de photographie, de 1 000 à 2 000 W, d'un rendement lumineux de 25 lm par watt, d'une température de couleur d'environ 2 300 °K, et d'une durée de service moyenne de deux cents heures.

Il y a, enfin, des lampes pour l'éclairage par projection et l'éclairage général de 1 000, 1 500 et 2 000 W, dont le rendement lumineux est de l'ordre de 20 lm par watt, la température de couleur d'environ 2 900 °K, et la durée de service moyenne de deux mille heures.

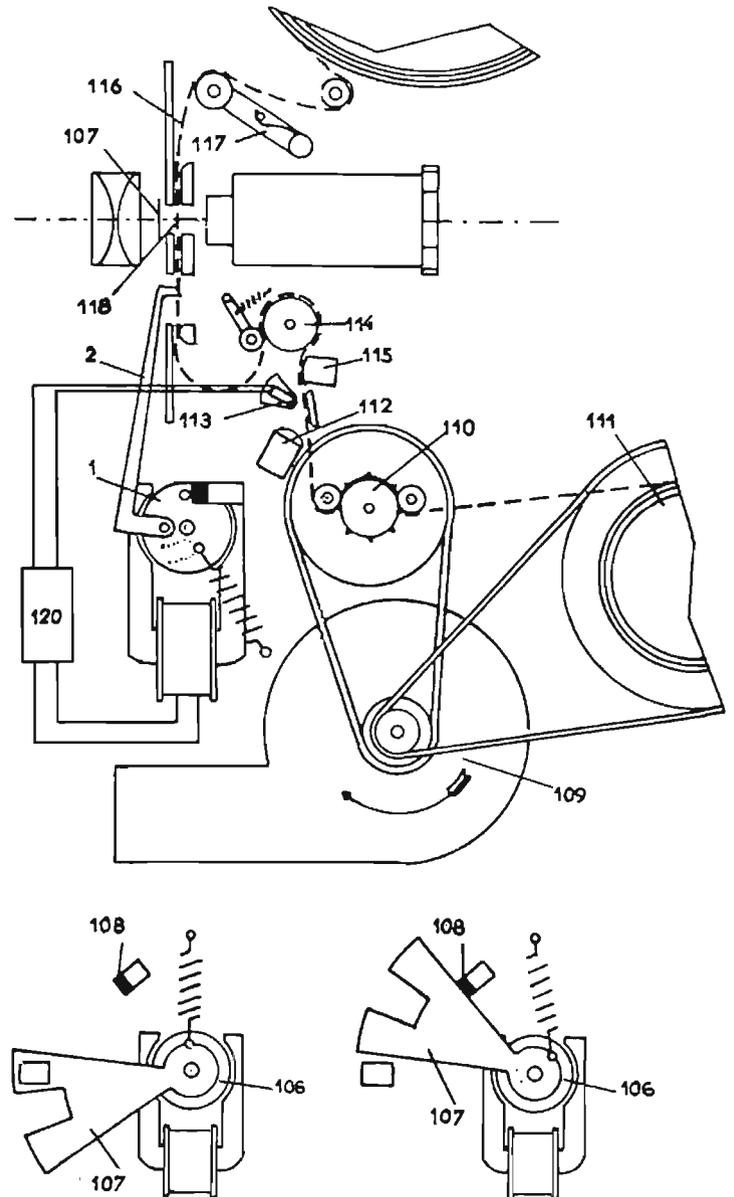


Fig. 6

Un appareil d'éclairage à alimentation autonome est alimenté par une batterie qui permet de filmer sans arrêt pendant quinze minutes par charge à une température de couleur de 3 400 °K ; la batterie comporte six éléments nickel-cadmium. Elle peut être rechargée pendant une heure, et à trois quarts de charge pendant trente minutes seulement, la demi-charge n'exige que quinze minutes. L'intensité de charge est de 0,9 A sous 120 V ; la durée de service de la lampe est de l'ordre de trois heures, la puissance de cette lampe est de 110 W sous une tension de 6,3 V, et pourtant le rendement efficace équivaut à celui d'une lampe à miroir de 500 W.

Un dispositif automatique à diode à semi-conducteur est incorporé dans l'appareil ; il coupe le circuit automatiquement, lorsque la batterie est complètement chargée, il est, d'ailleurs, possible d'utiliser trois types différents de tubes suivant la puissance nécessaire de 6 500, 11 000 ou 110 000 lm au centre du faisceau.

La puissance des tubes alimentés sur le secteur pour les prises de vues photo-cinéma est de l'ordre de 650 à 1 000 W pour une tension d'alimentation de 115 à 230 V. La durée de vie moyenne est toujours de quinze heures ; le flux lumineux varie de 20 000 à 30 000 lm, le tube est toujours utilisé de préférence horizontalement dans le projecteur, mais le système optique peut être établi de façon à obtenir des effets d'éclairage différents.

L'avènement de ces différents modèles de tubes à cycle d'iode constitue donc un fait important.

UNE TRANSFORMATION : L'ENTRAÎNEMENT ELECTROMECHANIQUE ET ELECTRONIQUE DU FILM DE CINEMA

L'entraînement saccadé du film perforé dans les caméras et les projecteurs de cinéma est assuré par des griffes ou une croix de Malte actionnées par une liaison mécanique avec moteur électrique rotatif. Ce procédé peut aussi être utilisé d'une manière classique pour les projecteurs de diapositives à film en bandes portant les images.

Ce dispositif classique offre une grande sécurité de fonctionnement lorsqu'il est bien étudié mécaniquement mais il permet assez diffi-

cilement d'obtenir une variation progressive et réglable de la vitesse d'entraînement et pose les problèmes bien connus pour la synchronisation images-son et la liaison de synchronisme entre un magnétophone et une caméra ou un projecteur muet.

Depuis déjà quelque temps des inventeurs ingénieux ont eu l'idée de modifier ce dispositif en **supprimant le moteur électrique rotatif** habituel et en employant un électro-aimant dont le noyau actionne directement les griffes d'entraînement du film et commandé par des impulsions électriques.

Ce système a évidemment l'avantage de la simplicité, il évite les liaisons mécaniques, permet le réglage progressif de la vitesse et l'arrêt précis, facilite tous les procédés de synchronisation aussi bien pour le cinéma que les diapositives.

Nous avons, d'ailleurs, déjà signalé récemment dans la revue un premier projecteur « **Philips P.I.P.** » dans lequel ce principe était appliqué pratiquement pour obtenir une vitesse variable dans de larges limites, la projection image par image et la synchronisation automatique au moyen de « tops » magnétiques de repère déclenchent le mouvement de l'électro-aimant.

Un inventeur français bien connu M. Alphonse Martin, a cependant étudié ces problèmes depuis plusieurs années et déposé plusieurs brevets correspondants.

Le projecteur comporte ainsi un mécanisme d'entraînement comprenant plusieurs griffes. Chaque griffe est placée sur un bord de la fenêtre de projection et tire le film perforé. Les griffes additionnelles sont disposées sur le bord opposé de la fenêtre et poussent le film. Chaque griffe a un entraînement électrique indépendant constitué par exemple, au moyen d'un solénoïde rotatif (Fig. 4 et 5). Tous les entraînements électriques sont commandés par un même signal.

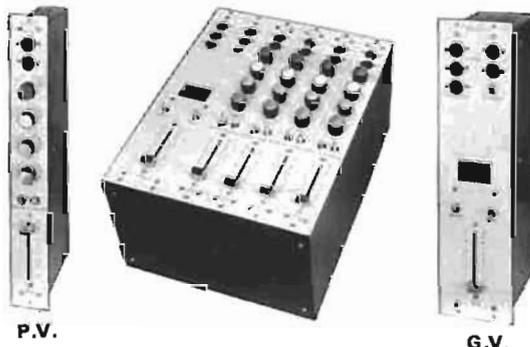
On voit sur la figure 5 comment peut être établi un mécanisme d'entraînement sur une caméra et sur la figure 6 la disposition sur un projecteur. Ce système est en liaison avec le montage électronique à tops magnétiques de synchronisme produits par le magnétophone de sonorisation. Nous montrerons dans un prochain article comment le montage est réalisé et ses avantages remarquables.

P. HEMARDINQUER.

la sonorisation sur mesure !

*Dans la qualité
Professionnelle composez
vous-même votre*

TABLE DE MÉLANGE



- P.V.** Eléments préamplificateurs enfichables, toutes entrées, haute et basse impédance.
P.G. Préamplificateur général Totalisateur, sortie basse impédance niveau 0 à niveau constant.
EXEMPLE : Coffrets de 6 éléments P.V. ou de 4 éléments P.V. et 1 P.G. avec prises pour enfichage de P.V. et P.G. câblés — possibilité d'obtenir des ensembles composés de 2-3 ou 4 coffrets.



NOUVEAUX AMPLIS de sonorisation Hi-Fi - **AMS 75** et **AMS 120**, courbe de réponse de 50 à 15.000 Hz. Distorsion < 0,5 %.
 Plusieurs modèles : 1° 5 entrées mélangeables avec pré-amplis enfichables ; 2° entrée haute impédance avec correcteur grave-aiguë ; 3° une entrée haute impédance sans correcteur. Peuvent être fournis avec ou sans transfo de sortie.

DEMANDEZ NOS NOTICES SPECIALES



F. MERLAUD

76, Boulevard Victor-Hugo, 92 - CLICHY

Tél. : 737-75-14.

*Lorsque vous vous adressez à nos annonceurs
RECOMMANDEZ-VOUS DU HAUT-PARLEUR
vous n'en serez que mieux servi !*

UNE HORLOGE DIGITALE

A. — POSSIBILITES DE LA PENDULE

- Indication de l'heure (heures, minutes, secondes) par tubes « nixie ».
- Remise à l'heure rapide.
- Utilisation en réveil.
- Utilisation, en compte-minutes.

1. Horloge : schéma synoptique (Fig. 1).

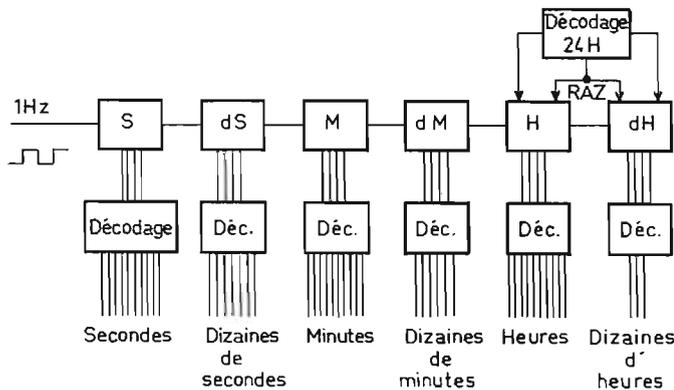


Fig. 1

Elle est constituée de 6 diviseurs placés les uns à la suite des autres (S, dS, M, dM, H, dH). Chacun de ces diviseurs permet la commande de l'affichage des chiffres constituant l'heure.

On trouve donc successivement depuis l'entrée (qui est attaquée par des créneaux de période 1 s) :
1 diviseur par 10 qui produit, après décodage, le chiffre des secondes.

1 diviseur par 6 qui produit, après décodage, le chiffre des dizaines de secondes.

1 diviseur par 10 qui produit, après décodage, le chiffre des minutes.

1 diviseur par 6 qui produit, après décodage, le chiffre des dizaines de minutes.

1 diviseur par 10 qui produit, après décodage, le chiffre des heures.

1 diviseur par 3 qui produit, après décodage, le chiffre des dizaines d'heures.

Un système décodant 24 heures ramène instantanément les heures et dizaines d'heures à 0.

Le signal de fréquence 1 Hz

est produit par division d'un signal issu du secteur 50 Hz ou d'un oscillateur.

2. Remise à l'heure : schéma synoptique (Fig. 2).

La remise à l'heure est produite par l'application d'un signal = 2 Hz à l'entrée de chacun des modules (secondes, minutes, heures).

Un bouton-poussoir permet d'effectuer cette opération.

Le signal = 2 Hz est extrait de la chaîne de diviseurs précédant la partie horloge.

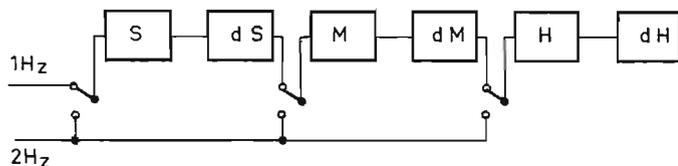


Fig. 2

3. Utilisation en réveil.

Un système composé de roues codeuses permet de préafficher l'heure choisie (heures, minutes).

Une sonnerie se déclenche, un bouton-poussoir lumineux permet de l'arrêter.

4. Utilisation en compte-minutes.

Le laps de temps à décompter (minutes, secondes) est affiché par les roues codeuses.

Le top de départ est donné par l'action sur un bouton-poussoir lumineux. Une sonnerie se déclenche lorsque le temps est écoulé, un bouton-poussoir permet de l'arrêter.

B. — ELEMENTS CONSTITUTIFS

- Décodeurs BCD → décimal commande des tubes nixie.
- Diviseurs par 10.
- Diviseurs par 12.
- Décodage du 24 h, remise à 0.
- Circuits permettant l'utilisation en réveil et en compte-minutes.
- Diviseur de la fréquence secteur par 50.
- Alimentation.

1. Décodeurs.

Ces circuits permettent de convertir le nombre binaire constitué par l'état de sortie de chacune des bascules constituant un diviseur en un niveau « 0 » de tension sur la sortie du chiffre décimal correspondant.

Tableau de fonctionnement Sorties du diviseur :

D	C	B	A	S
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	0	0	0	8
1	0	0	1	9

S est la sortie active du décodeur correspondant ou chiffre décimal indiqué.

Exemple : $5 = \bar{D} C \bar{B} A$

Comme, en fait, la sortie active est à l'état « 0 », $5 = \bar{D} C \bar{B} A$, cela se réalise avec 3 NAND.

Un circuit intégré, le SN7441, effectue cette opération (voir Fig. 3) pour les 10 chiffres décimaux.

Ce circuit permet, de plus, l'attaque directe des tubes « nixie ».

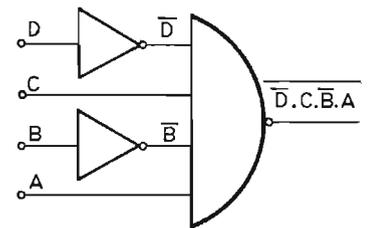


Fig. 3

2. Diviseurs par 10.

Ils sont constitués de circuits Texas SN7490 (Fig. 4).

Ces circuits contiennent quatre bascules, l'une (A) est isolée du groupe des trois autres (B, C, D) interconnectées intérieurement en un diviseur par 5.

En reliant la sortie A à l'entrée BD on constitue un diviseur par 10.

Les sorties des bascules fournissent sous forme BCD le numéro de l'impulsion d'entrée, ce que l'on peut vérifier en consultant le tableau de fonctionnement :

ordre de l'impulsion	état logique des sorties			
	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

Le SN7490 contient, de plus, un système permettant la RAZ et le RA9. Ce système est actif lorsque la condition logique à son entrée est « 1 ».

3. Diviseurs par 12

Ils sont constitués de circuits Texas SN7492 (Fig. 5).

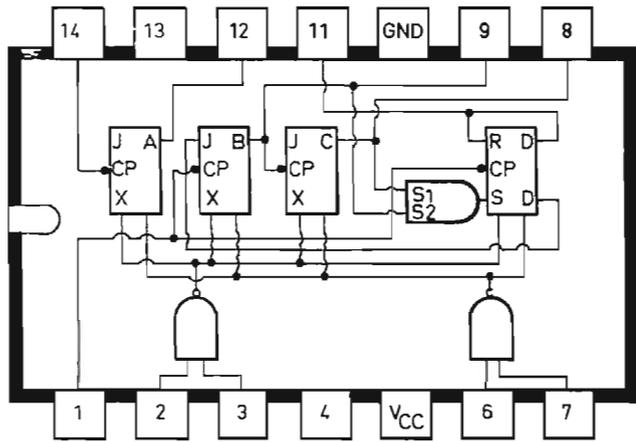


Fig. 4

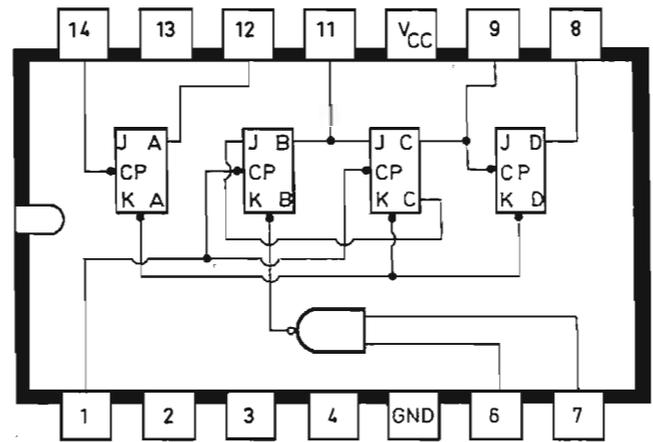


Fig. 5

De même que les SN7490, ces circuits contiennent quatre bascules. Trois sont interconnectées en un diviseur par 6, la quatrième est isolée.

L'ensemble peut effectuer une division par 12 : il suffit de relier la sortie A de A à l'entrée BC.

Afin de pouvoir décoder le nombre binaire formé par l'état des sorties des bascules à l'aide du circuit SN7441, l'entrée des impulsions doit se faire sur la bascule A. La sortie du diviseur se fait donc en C (division par 6).

La bascule D n'est pas utilisée pour le décodage, il est donc nécessaire de relier l'entrée D du décodeur au niveau « 0 » (masse).

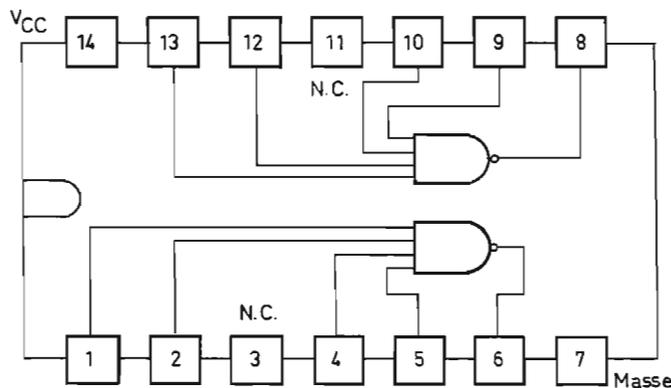


Fig. 6

Les sorties B et C du diviseur sont reliées respectivement aux entrées A et B du décodeur.

Les sorties C des diviseurs H et dH commandent une porte

NAND qui après inversion agit sur les entrées de RAZ de ces deux diviseurs.

Le circuit utilisé est un SN7420 (Fig. 6).

Tableau de fonctionnement

ordre de l'impulsion	état logique des sorties			
	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	0	0	0	0

Le SN7492 contient, de plus, un système permettant la RAZ. Ce système est actif lorsque la condition logique à son entrée est « 1 ».

4. Division par 3, décodage de 24 h, remise à zéro des heures

La division par 3 s'obtient en entrant les impulsions à l'entrée BC d'un SN7492, et en n'utilisant que les sorties B et C de ce circuit (voir tableau ci-dessus).

La bascule A n'est pas utilisée, la bascule D n'est pas utilisée pour le décodage, il est donc nécessaire de relier les entrées C et D du décodeur au niveau « 0 » (masse).

L'ensemble de ces circuits permet la réalisation de l'horloge (Fig. 7).

Remarque. — Chacun des circuits possède une entrée V_{cc} et une entrée masse.

Les entrées de RAZ et RA9 des diviseurs sont reliées directement au niveau « 0 » (masse) (à l'exception des diviseurs H et dH).

5. Circuits permettant l'utilisation en réveil et en compte-minutes

Nous disposons, pour le pré-affichage, de roues codeuses. Un commutateur permet de choisir le mode de fonctionnement (réveil, compte-minutes, neutre).

Les roues codeuses possèdent quatre sorties (décodage BCD 1, 2, 4, 8) et une sortie commune.

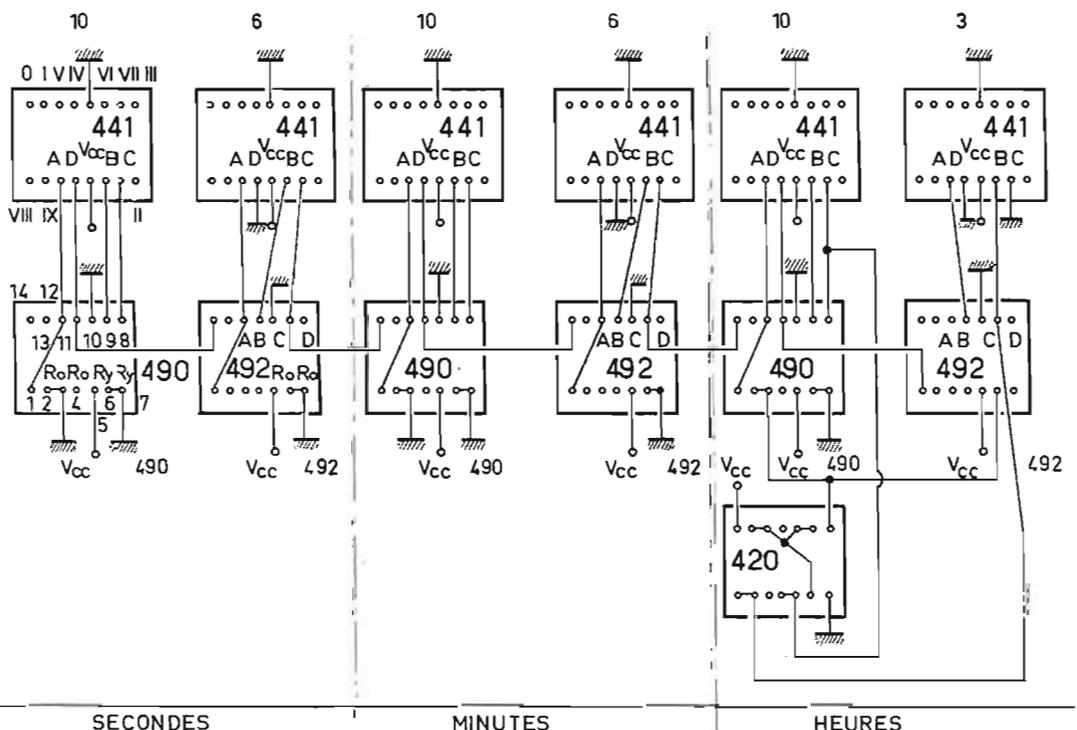


Fig. 7

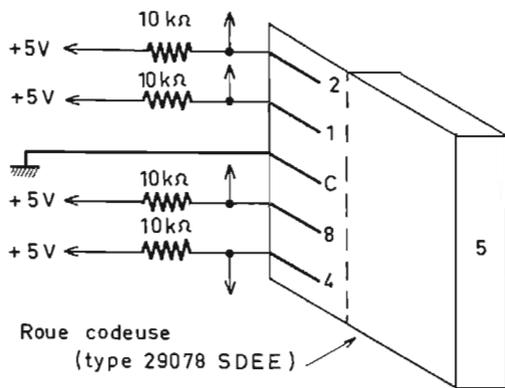


Fig. 8

L'affichage du chiffre décimal se traduit par des contacts entre les sorties 1, 2, 4, 8 et la sortie commune comme l'indique le tableau ci-dessous. La sortie commune est reliée à la masse.

sorties				correspondance décimale
1	2	4	8	
θ	θ	θ	θ	0
C	-	-	-	1
θ	C	-	-	2
C	C	-	-	3
θ	θ	C	-	4
C	θ	C	-	5
θ	C	C	-	6
C	C	C	-	7
-	-	-	C	8
C	-	-	C	9

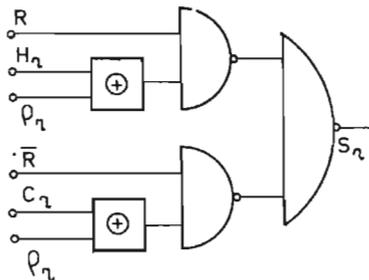


Fig. 9

La lettre C indique qu'il y a contact entre la sortie considérée et le point commun.

Montage (Fig. 8).

L'utilisation en réveil ne nécessite pas la précision de la seconde. Nous nous contenterons donc des heures et des minutes.

L'utilisation en compte-minutes ne nécessite pas les heures (dans ce cas nous pourrions utiliser le réveil).

Nous limitons donc les possibilités à 99'59".

En réveil comme en compte-minutes nous utilisons donc quatre chiffres pour le préaffichage.

Il s'agit maintenant de trouver la relation logique permettant la réalisation de ces fonctions. (Cette solution est préférable à la solution consistant à utiliser des commutateurs à galettes encombrants et nécessitant beaucoup de fils de liaisons).

Principe retenu :

Fonctionnement en réveil : il s'agit de mettre en évidence l'identité de l'état des sorties des diviseurs de l'horloge avec l'état des sorties des roues codeuses.

Fonctionnement en compte-minutes : un compteur annexe décomptant la seconde est mis en service lorsque le commutateur est sur la position C.M. un bouton-poussoir commande le départ.

Comme pour le fonctionnement en réveil, on vérifie l'identité de l'état des sorties du compteur annexe avec l'état des sorties des roues codeuses.

Nombre de roues codeuses : 4, nombre de sorties par roue : 4 → 16 circuits identiques permettant de vérifier la coïncidence.

Equation logique pour une sortie, symboles utilisés :

- R = utilisation en réveil
- R-bar = utilisation en compte-min.
- ρ = état de l'une des sorties de la roue codeuse
- C = état de la sortie correspondante du compteur
- H = état de la sortie correspondante de l'horloge
- S = sortie que l'on impose à « 1 » quand il y a coïncidence

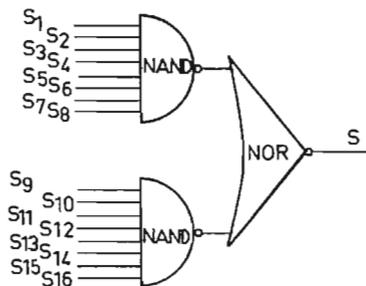


Fig. 10

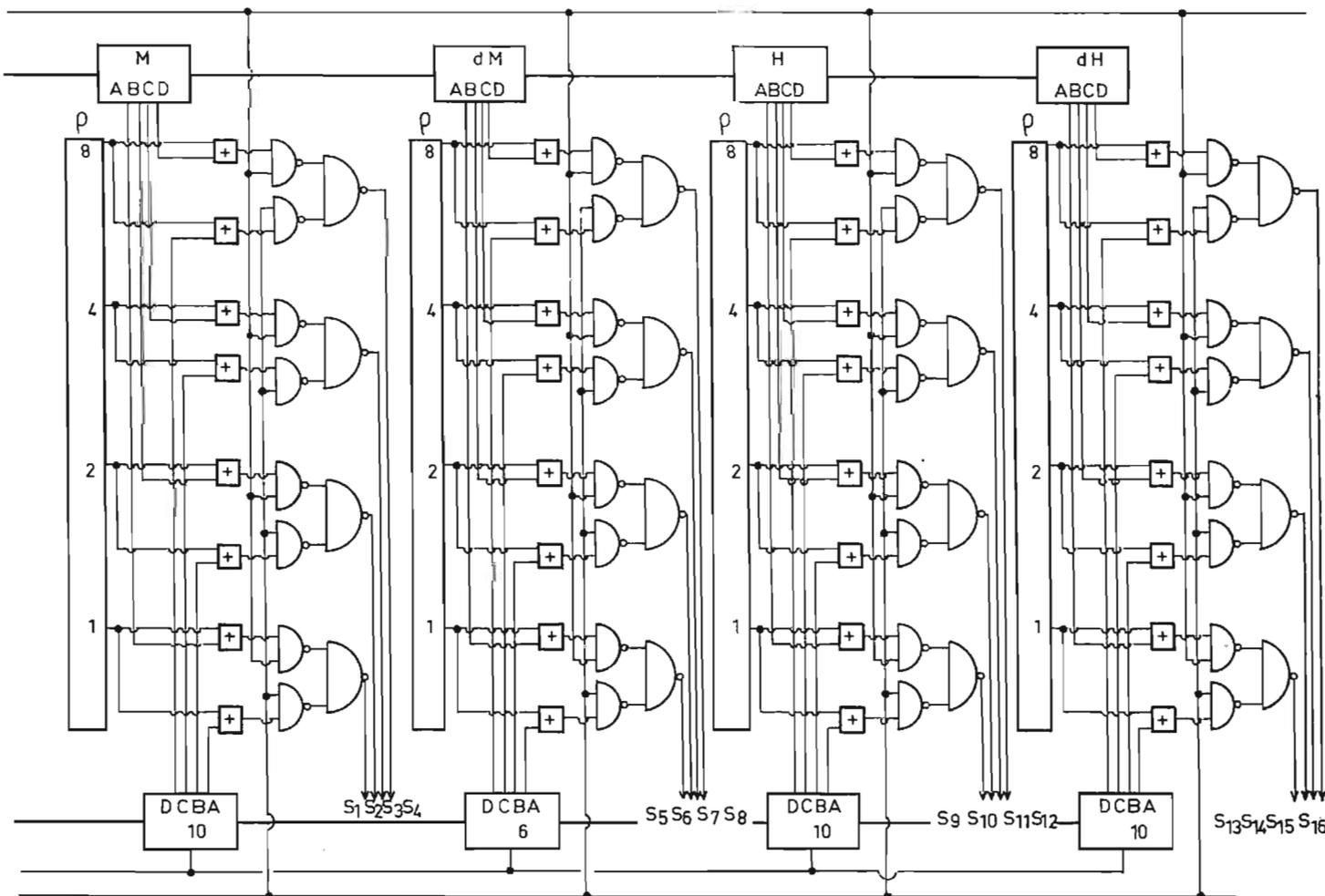


Fig. 9 bis

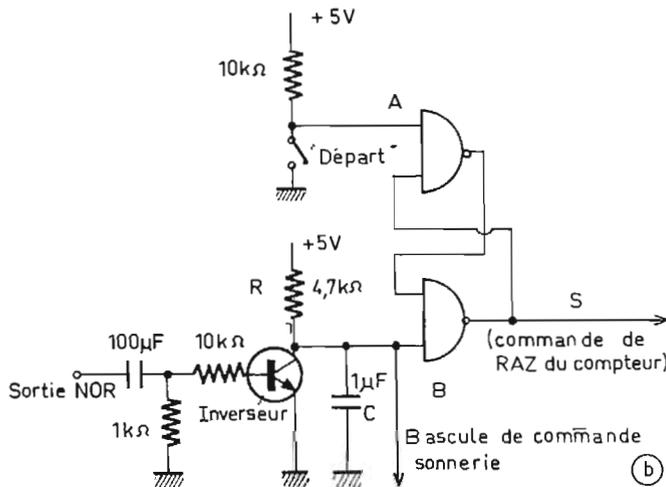
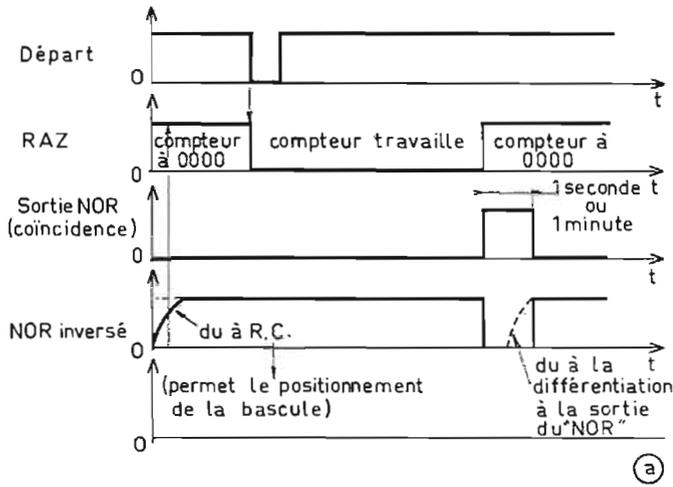


Fig. 11

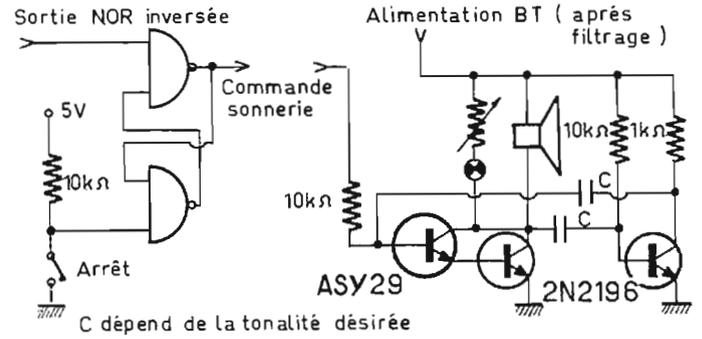


Fig. 12

avant le départ). D'autre part, la sortie NOR est différenciée avant l'attaque de l'inverseur afin que la commande « arrêt de sonnerie » soit immédiatement efficace.

La bascule est constituée de 2 « NAND » à deux entrées d'un circuit SN7401. La table de vérité est la suivante :

A	B	S
0	1	0
1	0	1

le retour à « 1 » sur les entrées ne modifie pas l'état de sortie.

Arrêt de sonnerie :

La sortie du NOR, après inversion, est mémorisée dans une bascule identique à celle ci-dessus. Cette bascule commande la sonnerie. Un bouton « arrêt » permet de ramener la bascule à l'état initial et par conséquent d'arrêter la sonnerie (Fig. 12).

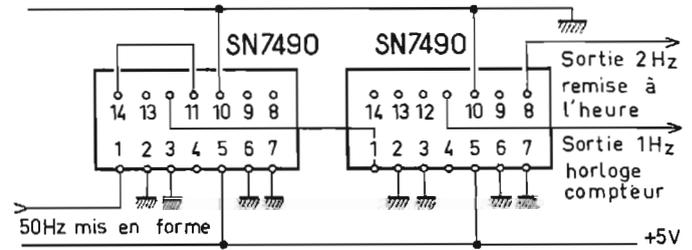


Fig. 13

H	C	R	\bar{R}	ρ	S
1	?	1	0	0	1
0	?	1	0	1	1
?	1	0	1	0	1
?	0	0	1	1	1

Soit :

$$\begin{aligned}
 S &= RH\bar{\rho} + R\bar{H}\rho + \bar{R}C\bar{\rho} + \bar{R}\bar{C}\rho \\
 S &= R(H\bar{\rho} + \bar{H}\rho) + \bar{R}(C\bar{\rho} + \bar{C}\rho) \\
 S &= \frac{R(H \oplus \rho) + \bar{R}(C \oplus \rho)}{2} \\
 S &= \frac{R \cdot (H \oplus \rho) + \bar{R} \cdot (C \oplus \rho)}{2}
 \end{aligned}$$

ce qui permet d'utiliser des NAND (Fig. 9-9 bis).

Pour les 16 sorties, nous devons avoir $S = S_1, S_2, \dots, S_{15}, S_{16}$, ce qui s'effectue à partir de 2 NAND à 8 entrées et 1 NOR (Fig. 10).

Cette sortie S mémorisée commande une sonnerie qu'un bouton-poussoir permet d'arrêter.

Commandes de réveil et compte-minutes, arrêt de sonnerie.

La position CM commande l'alimentation du compteur annexé. Une bascule commande les entrées RAZ des diviseurs constituant ce compteur. Cette bascule est elle-même commandée par le poussoir « départ », qui autorise le compteur à travailler.

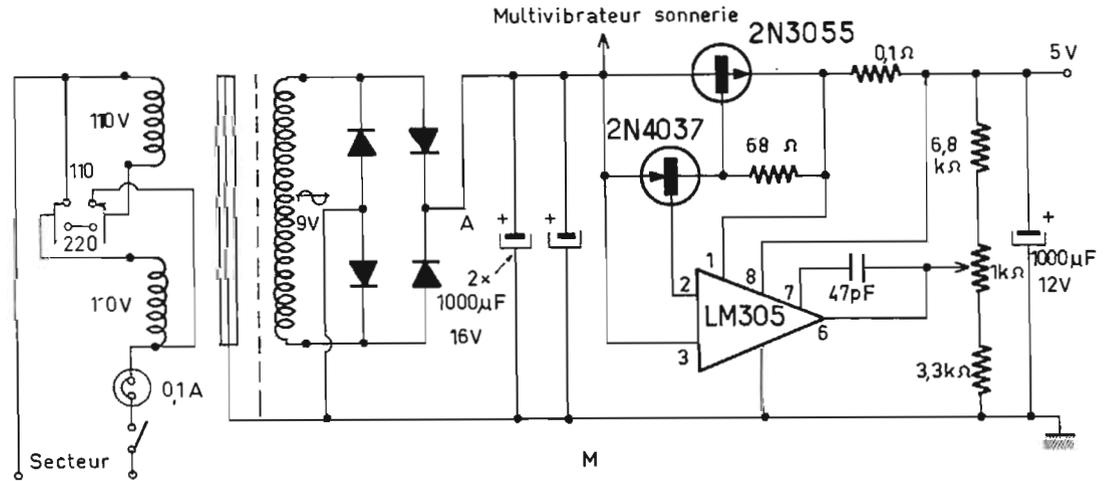


Fig. 14

La sortie du NOR de coïncidence des états de sortie du compteur et des roues codeuses passe auparavant dans un inverseur à transistor fournissant NOR. (Voir diagramme des temps, figure 11a).

Remarque. — Le niveau « 1 » sur l'entrée B de la bascule est légèrement retardé (circuit RC) afin d'être sûr du positionnement de la bascule (compteur à 0000

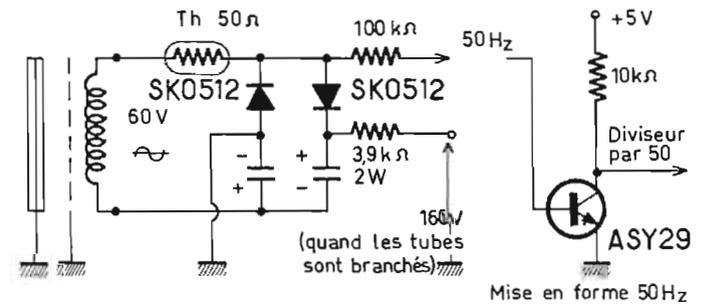
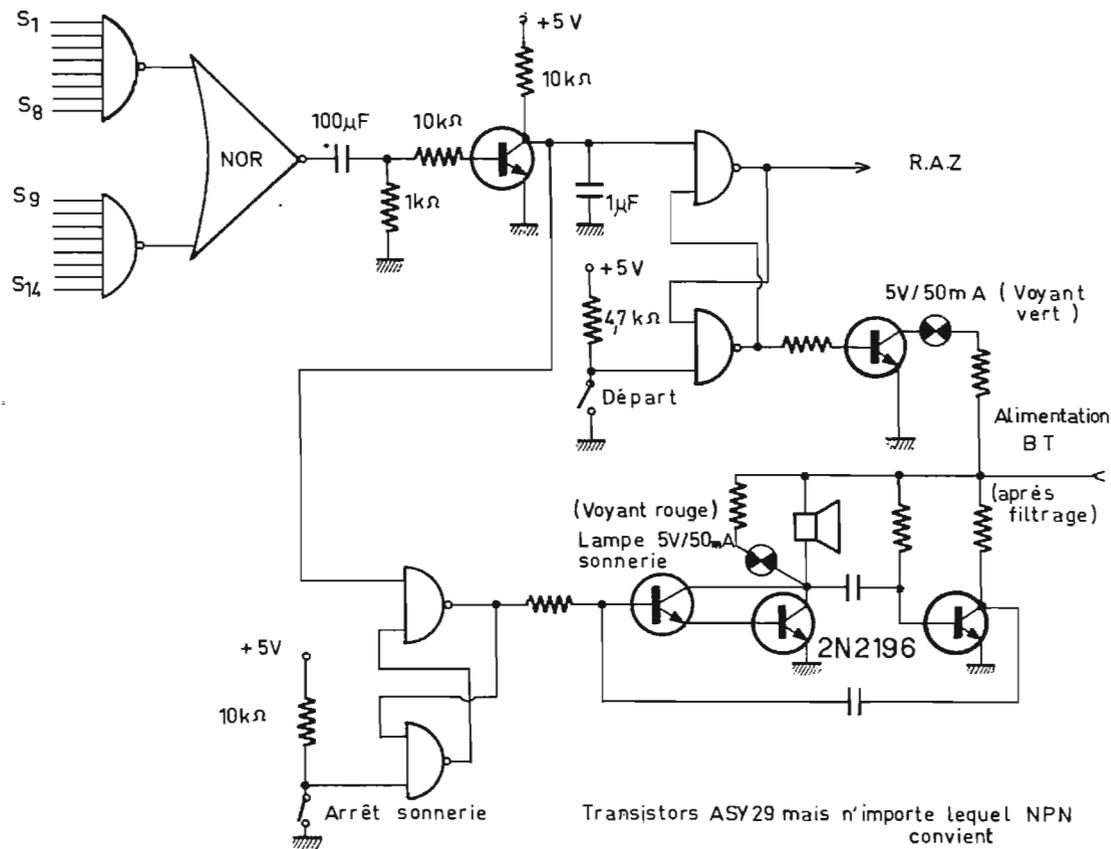


Fig. 15

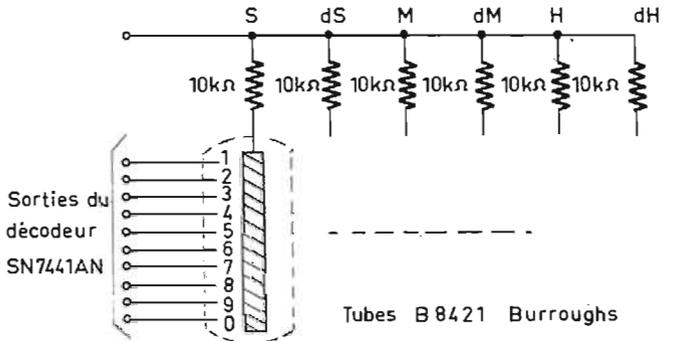


Transistors ASY29 mais n'importe lequel NPN convient

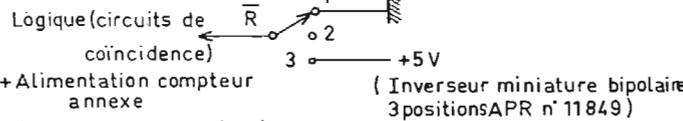
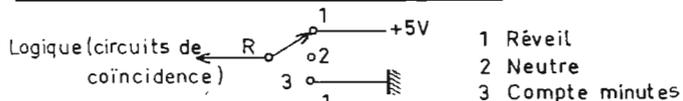
Fig. 16

Branchements des tubes "nixie"

Une résistance de 10 kΩ limite le courant d'anode de ces tubes



Commutateur Réveil, neutre, Compte minute



Boutons poussoirs lumineux

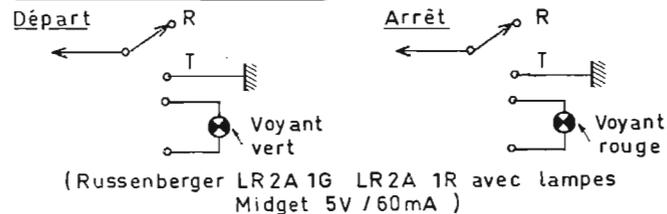


Fig. 17

6. Diviseur de la fréquence secteur par 50

Il suffit de relier, en cascade, deux SN7490 (Fig. 13). L'un est connecté en diviseur par 10, l'autre en diviseur par 5

Le 50 Hz. est mis en forme [créneaux de 5 V d'amplitude positifs] par un transistor dont la base est alimentée par la sortie HT du transformateur.

La sortie « secondes » de ce diviseur attaque l'entrée de l'horloge et l'entrée du compteur annexe

La sortie de l'avant-dernière bascule du diviseur fournit le signal 2 Hz utilisé pour la remise à l'heure.

7. Alimentation : Alimentation basse tension (Fig. 14)

La tension recommandée pour les circuits intégrés est 5 V. Il faut prévoir une consommation de 1 A.

Le schéma est classique. Afin de disposer d'une bonne stabilité le transformateur est calculé pour une tension de 9 V efficace ou secondaire.

La régulation et la stabilisation sont commandées par un circuit intégré LM305 commandant un transistor « ballast » NPN (2N3055) par l'intermédiaire d'un transistor PNP (2N4037). Le transistor « ballast » est monté sur radiateur. Une résistance de 0,1 Ω limite le débit et protège donc l'alimentation en cas de court-circuit. L'ajustement de la tension 5 V se fait par le potentiomètre de 1 kΩ.

Alimentation haute tension (Fig. 15)

Les tubes « nixie » nécessitent environ 160 V pour s'amorcer. La consommation des six tubes est d'environ 20 mA.

Nous utilisons un doubleur de tension qui permet de diminuer l'encombrement cuivre du bobinage étant donné la petite puissance du transformateur qui nécessite de nombreuses spires par volt.

Le secondaire du transformateur fournit 60 V efficaces. Nous disposons donc d'environ 180 V continu après le doubleur.

J.C.A.

Le fluctuomètre WOELKE

ME 102 B

Le fluctuomètre est trop rarement présent sur les éta-gères des bancs de mainte-nance des dépanneurs. Chaque fois qu'une intervention est à faire sur un appareil de reproduction sonore où un ensemble mécanique joue un rôle, cet appareil est indis-pensable. Qu'il s'agisse d'un élec-trophone, d'un lecteur de car-touche, de cassette, d'un magné-tophone, le fluctuomètre per-mettra rapidement de déterminer, sans erreur possible si, sur un appareil qui paraît « pleurer », les performances suivent toujours les normes du constructeur. La lec-ture d'une indication de galvano-mètre, mieux qu'une écoute per-mettra de savoir immédiatement si les plaintes du client sont jus-tifiées. L'usure irrégulière d'un cabestan d'enregistreur magné-tique, la déformation d'un galet presseur, un frottement localisé, le glissement d'une courroie peuvent être la cause de fluctua-tions de vitesse.

Un examen rapide des organes suffira, dans la plupart des cas à déterminer le composant détec-tueux. Le fluctuomètre permettra, après la réparation de vérifier son efficacité. La firme allemande Woelke produit deux fluctuo-mètres* sous les références ME104 et ME102B. La différence princi-pale entre ces deux modèles se situe dans les calibres de mesure des fluctuations. Le fluctuomètre ME104 est réservé aux labora-toires de maintenance pour appa-reils « grand public » car la gamme s'étale de 0,3 % à 3 % pour une déviation à pleine échelle. Le modèle 102B, réservé à la mesure d'appareils Hi-Fi permet de des-cendre à 0,1 % toujours à pleine échelle. La sensibilité, pour la dérive est de $\pm 2\%$ pour le ME102B et $\pm 4\%$ pour le modèle ME104.

CARACTERISTIQUES DE L'APPAREIL

Le fluctuomètre Woelke ME102B comporte deux cadrans. Celui de gauche est utilisé pour mesurer la dérive ou l'écart de vitesse par rapport à la fréquence de 3 150 Hz (ou 3 000 Hz par commutation).



Un générateur interne délivre un signal sinusoïdal de référence à cette fréquence avec une stabilité de 10^{-3} soit un pour mille. Ce générateur sera utilisé pour

faire les mesures de pleurage et de scintillement sur un enregis-treur magnétique à bande, à cas-sette ou à cartouche. Les effets des fluctuations de vitesse sur

l'écoute étant variables en fonction de la fréquence à laquelle ils se produisent, le constructeur a inséré un filtre sélectif passe-bande pon-dérateur. Ce filtre est centré sur 4,5 Hz et ses fréquences de coupure à -3 dB sont égales à 1,5 Hz pour la limite inférieure et 15 Hz pour la limite supérieure. Ce filtre est établi pour que la réponse du fluctuomètre satis-fasse aux normes DIN 45 511. En position linéaire, la bande pas-sante à 3 dB est de 0,5 Hz à 500 Hz, zone dans laquelle se pro-duisent toutes les fluctuations d'origine mécanique.

Un dispositif d'amortissement donne une moyenne arithmétique des fluctuations lorsque celles-ci sont trop rapides et de forte ampli-tude.

Trois touches permettent de calibrer l'appareil pour une déviation à pleine échelle. La première de ces touches envoie le signal de sortie de l'oscillateur interne à 3 150 Hz vers l'entrée, ce qui permet de régler l'accord du fluc-

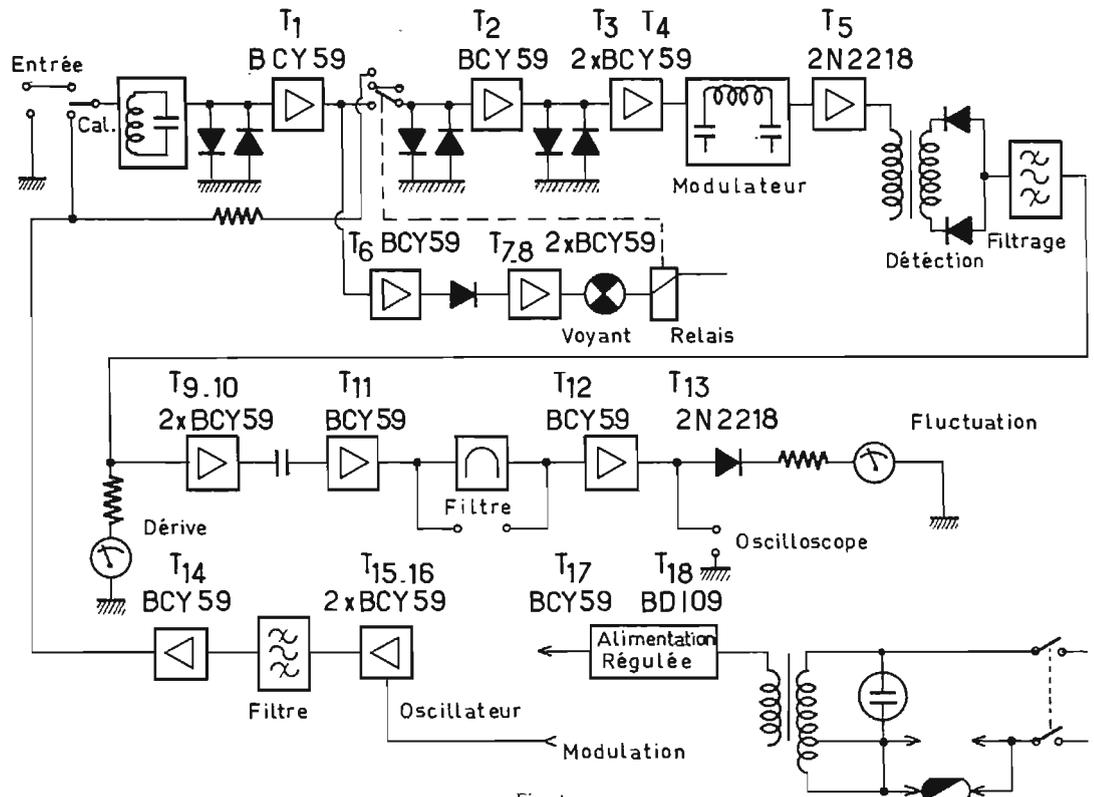


Fig. 1

tuomètre sur la fréquence de l'oscillateur. La touche suivante change de + 2% la fréquence de ce dernier. L'aiguille du galvanomètre de mesure de vitesse dévie alors complètement vers la droite. Le réglage doit être tel que l'aiguille arrive sur la graduation + 2%. La troisième touche module la fréquence de l'oscillateur au rythme du secteur. La variation de fréquence est de $\pm 0,1\%$. A ce moment, l'aiguille de l'indicateur de fluctuation indique $0,1\%$. A l'arrière de l'appareil, des ouvertures permettent d'effectuer l'étalonnage des indicateurs. Le constructeur a même poussé le souci du détail jusqu'à fournir un tournevis avec l'appareil. A l'arrière de celui-là, une station DIN à 3 broches permet le raccordement direct avec un magnétophone. Une sortie repérée « oscilloscope » délivre un signal représentant les fluctuations après passage au travers du filtre pondérateur et avant la mesure par le galvanomètre. Il est également possible de brancher un enregistreur graphique rapide à ces bornes mais cet usage est limité aux constructeurs d'appareils de reproduction. Le filtre pondérateur peut en outre être déconnecté et remplacé par un filtre extérieur ou l'analyseur de fréquences ME301 du même constructeur qui permet de décomposer le signal complexe « pleurage plus scintillement » en une série de signaux caractéristiques de fréquences précises.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT (voir Fig. 1)

Le fluctuomètre ME102B admet des signaux dont l'amplitude est comprise entre 30 mV et 30 V soit dans un rapport de 60 dB. Dès son entrée, le signal dont la fréquence peut être égale à 3 150 Hz $\pm 5\%$ ou 3 000 Hz $\pm 5\%$ passe au travers d'un circuit sélectif qui élimine les composantes indésirables (ronflements par exemple); ce filtre est constitué par un circuit RC série et un circuit LC parallèle. Après ce filtre, nous trouvons deux diodes qui assurent un premier écrêtage. Un étage amplificateur équipé d'un transistor BCY59 relève le niveau du signal. A sa sortie, nous trouvons une voie auxiliaire qui détecte la présence d'une tension d'amplitude suffisante à l'entrée. Cette voie comprend un premier amplificateur suivi d'une détection et d'un amplificateur à courant continu. Ce dernier allume un voyant vert de présence de tension et excite le relais. Ce relais a deux inverseurs. Lors d'une absence ou d'une insuffisance de signal à l'entrée, l'oscillateur local est automatiquement connecté sur la

chaîne de mesure ce qui permet de vérifier en permanence le 0 des indicateurs. Le deuxième inverseur que nous n'avons pas représenté joue un rôle secondaire en shuntant l'entrée de cette voie auxiliaire sur une résistance de façon à limiter les bruits susceptibles de faire vibrer le relais. A la sortie de l'inverseur de la voie « mesure », un deuxième écrêteur est constitué toujours par deux diodes tête-bêche.

Un deuxième étage amplificateur précède le troisième écrêteur constitué comme les précédents. Deux transistors assurent l'adaptation d'impédance nécessitée par l'attaque du filtre sélectif de modulation.

Ce filtre qui est un détecteur de modulation de fréquence — le signal issu de la lecture d'une bande magnétique ou d'un disque est modulé en fréquence au rythme du pleurage et du scintillement — transforme le signal FM en signal AM par détection sur le flanc de la courbe de réponse.

PRINCIPE DE LA DETECTION SUR LE FLANC

Le signal incident a une fréquence qui varie de $\pm \Delta F$ autour de sa fréquence moyenne. La courbe de réponse du filtre a l'allure de celle représentée sur la figure 2. La fréquence d'accord

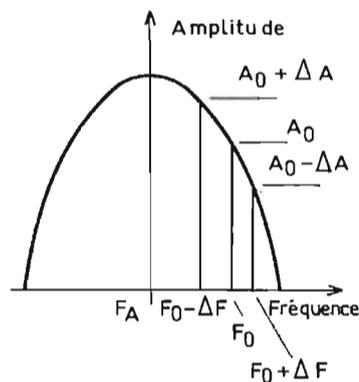


Fig. 2

du circuit est décalée par rapport à celle du signal incident. Lorsque ce dernier sera égal à F_0 , l'amplitude du signal de sortie sera A_0 . Quand la fréquence varie de ΔF , l'amplitude varie de ΔA . Le signal de sortie sera donc une tension sinusoïdale de fréquence et d'amplitude variables.

Après obtention du signal modulé en amplitude, un amplificateur adaptateur d'impédance équipé d'un 2N2218 monté en collecteur commun attaque un

transformateur avec un secondaire à point milieu.

Deux diodes assurent la détection avec, pour augmenter le rendement et faciliter le filtrage ultérieur un doubleur de fréquence. Un filtre coupe-bande élimine alors le signal fondamental pour ne laisser qu'un signal continu proportionnel à la dérive ou l'écart de vitesse entre la fréquence d'accord de l'appareil et la fréquence du signal d'entrée. Une ondulation, due au pleurage et au scintillement superposée à cette tension continue est produite par le pleurage et le scintillement. Les deux transistors T_9 et T_{10} amplifient le signal continu et ses variations. Un atténuateur placé à leur suite permet de choisir la sensibilité du fluctuomètre : 0,1%, 0,3%, 1% pleine échelle. Le transistor BCY59 suivant attaque le filtre pondérateur qu'une touche permet d'éliminer. En outre, les liaisons avec ce filtre se font par l'intermédiaire d'une prise DIN à 5 broches qui autorise le raccordement d'un filtre ou d'un amplificateur sélectif externe. Suivant le branchement réalisé, le filtre pondérateur peut ou non être inséré dans ce nouveau réseau correcteur. Ce filtre est suivi d'un amplificateur à deux transistors dont le dernier monté en collecteur commun attaque le galvanomètre indiquant les fluctuations de la vitesse.

Une résistance de 22 k Ω assure le découplage entre la sortie de cet amplificateur et la douille permettant le raccordement d'un oscilloscope d'analyse visuelle. Les variations dues au pleurage et au scintillement auront intérêt à être visualisées sur un écran à persistance longue à cause de la lenteur des phénomènes en cause. Un condensateur commutable monté en parallèle sur l'indicateur joue le rôle d'amortisseur électrique et intègre les mouvements de l'aiguille. Les deux galvanomètres sont gradués suivant la norme DIN en valeur de crête.

L'oscillateur local est un multivibrateur astable symétrique dont la fréquence est compensée thermiquement par une thermistance. La fréquence, ajustée en usine a une stabilité de 0,1% ce qui est largement suffisant pour mesurer l'écart de vitesse d'un appareil, écart qui, suivant les normes DIN peut atteindre 2% pour un appareil « grand public ». Une tension alternative à 50 Hz dont la valeur crête-crête est limitée à 6,8 V par une diode Zener peut être superposée à la tension de base des transistors du multivibrateur astable pour moduler l'oscillateur en fréquence de façon à étalonner la section « fluctuations ». Une commutation de la tension moyenne de base permet de disposer de 3 000 Hz ou de 3 150 Hz.

Le signal rectangulaire issu du multivibrateur passe au travers

d'un filtre sélectif en π qui élimine une bonne partie des harmoniques et restituer une tension sinusoïdale. Un atténuateur à résistance limite l'amplitude du signal destiné à la prise de sortie DIN pour enregistreur magnétique. La sortie à l'avant de l'appareil permet de disposer de 0,5 V à vide sans une impédance de sortie inférieure à 100 Ω .

L'alimentation de l'appareil est faite par un transformateur 127 V-220 V dont le primaire comporte une prise intermédiaire. L'interrupteur d'alimentation générale coupe les deux fils d'arrivée. L'adaptation à la tension du secteur se fait simplement en changeant le fusible de place. Le secondaire débute sur un pont redresseur qui alimente en courant continu un régulateur de tension classique à deux transistors.

TECHNOLOGIE

Le fluctuomètre Woelke ME102B est présenté dans un coffret en tôle d'acier épaisse de 1 mm. Ce coffret, parcimonieusement ajouré, dissipe suffisamment le peu de calories gaspillées à l'intérieur de celui-ci.

Quatre entretoises hexagonales perpendiculaires à la face avant de l'appareil font office de châssis, d'une rigidité rassurante. Les composants sont soudés, au fer, sur deux circuits imprimés de verre époxy stratifié de 2 mm d'épaisseur (l'épaisseur la plus courante est 1,6 mm).

La robustesse de l'ensemble est irréprochable, même lorsque le coffret, qui y contribue largement est enlevé. Deux cornières vissées au circuit imprimé vertical complètent le cadre. Le cuivre de ces circuits est argenté et l'ensemble est recouvert d'une couche de vernis protecteur. Du fait de la disposition des circuits en L, le câblage est limité à son strict minimum. Les contacteurs à touche de la face avant sont soudés directement sur le circuit imprimé. La majorité des résistances a une tolérance de 2%, ce qui est avant tout un gage de stabilité plus que de reproductibilité de performances. Les inductances nombreuses dans un tel montage sont bobinées sur des pots fermés en ferrite et montées sur embases plastiques. L'emploi des condensateurs chimiques a été limité aux liaisons dans les étages amplificateurs et au filtrage. Le reste des condensateurs est à film plastique, qu'il s'agisse de Mylar ou de polystyrène. Les transistors en boîtier métallique TO5 ou TO18 sont montés avec des embases plastiques. Il en est de même pour certains condensateurs chimiques.

**TAUX DE FLUCTUATION MAX ADMISSIBLES POUR
LES APPAREILS A BANDE MAGNÉTIQUE
D'APRÈS DIN 45511**

	Appareils professionnels			Appareils grand public				Observations
Vitesse nominale	76 cm/s	38 cm/s	19 cm/s	19 cm/s	9,5 cm/s	4,75 cm/s	2,4 cm/s	
Ecart de la vitesse moyenne par rapport à V_n	$\pm 0,2\%$	$\pm 0,2\%$	$\pm 0,2\%$	$\pm 2\%$	$\pm 2\%$	$\pm 2\%$	$\pm 2\%$	Dans les conditions de fonctionnement indiquées par le constructeur.
Taux de fluctuation pendant une courte durée	$\pm 0,1\%$	$\pm 0,1\%$	$\pm 0,2\%$	$\pm 0,15\%$	$\pm 0,3\%$	$\pm 0,6\%$	$\pm 1\%$	Mesures pondérées avec le fluéctuomètre. Valeur max. après enregistrement suivi de la lecture.

CONCLUSIONS

La fabrication de cet appareil est très nette et très soignée. Les pièces métalliques sont bien protégées et d'une grande solidité. Les quatre pieds de caoutchouc portent des empreintes qui sont utilisées lorsque l'on superpose plusieurs appareils de la même série.

Nous avons souvent essayé cet appareil dont les indications furent

confrontées et confirmées par la comparaison avec d'autres fluéctuomètres. Le point difficile est la recherche de disques ou de bandes étalons portant la fréquence de 3 150 Hz. Les gammes de sensibilité du fluéctuomètre permettent toutes les mesures sans dépassement d'échelle.

Le bouton de réglage de l'indicateur de dérive, ce qui revient à un réglage de l'accord permet de mesurer un écart de vitesse de

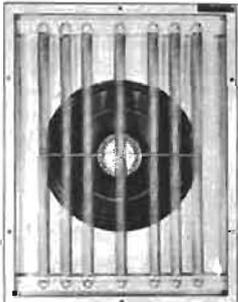
4% par un décalage du zéro, opération très facile à réaliser.

L'appareil est fourni avec un tournevis, déjà mentionné ci-dessus et un mode d'emploi en français accompagné d'un schéma de principe détaillé. La prise secteur, surmoulée est équipée de broches de 4,8 mm de diamètre mais une fiche d'adaptation de standards est fournie avec le ME102B. Déjà utilisé par un certain nombre de laboratoires, le

fluéctuomètre Woelke est un instrument rendu indispensable par la vente massive d'appareils à cassette où la mécanique, du fait de la petite taille des éléments est soumise à de rudes contraintes.

Son prix abordable : 2 332 F hors taxes la met à la portée de tout atelier de dépannage qui voudra accomplir sérieusement et méticuleusement sa tâche.

E.L.



RA24

RÉVOLUTION dans...

LA REVERBERATION ARTIFICIELLE : RÉVERBÉRANTS

Soyez à l'avant-garde du progrès...

Équipez votre chaîne Hi-Fi d'un Haut-Parleur Réverbérant

Obtenez chez vous l'incomparable effet d'espace des grandes salles de concert

Extraordinaire avantage : seul au monde, le système **REHDEKO** possède un réglage des dimensions spatiales, selon l'importance et les conditions du local d'écoute, et ceci, sans amplificateur additionnel, sans la moindre modification électronique.

RA4 - RA24 - RA28 : modèles Hi-Fi - Toutes puissances - RA33 : spécial pour voiture.

Tous nos modèles Hi-Fi encastrables peuvent être livrés dans de magnifiques enceintes de chêne massif satiné, présentation rustique (modèle exclusif).

BON GRATUIT A DÉCOUPER donnant droit à une documentation complète

NOM PRÉNOM

N° RUE

DÉPT VILLE

— VENTE DIRECTE —

— BREVETS TOUS PAYS —



REHDEKO

9, RUE DE LA MAIRIE - 25-BAVANS - TÉL. : 16* (81) 92-36-15

**KÖRTING
TRANSMARE**

UNE NOUVELLE TECHNIQUE HI-FI!

toute une gamme de **vraie** Haute Fidélité (DIN 45 500).

Et le fameux **MULTISOUND** - la solution complète de la **QUADRIPHONIE**.

KÖRTING RADIO WERKE GMBH (ALLEMAGNE FÉDÉRALE) Direction France : 48, Bd de Sébastopol - PARIS 3^e - Tél. 887.15.50 +

TUNER AMPLI 800L

- Transistors Silicium - 2 x 25 W
- Circuits enfiçhables
- 4 Potentiomètres lineaires
- Bandes de fréquences
14 à 25 000 Hz - $\pm 1,5$ dB
- 17 Touches dont 6 pour les stations FM pré-réglées

deno

Le nouveau téléviseur couleur BARCO type "rembrandt" multistandard et tube de 110°

par F. JUSTER

INTRODUCTION

LES appareils de TV couleur de Barco sont bien connus de nos lecteurs. Plusieurs articles ont été publiés dans notre revue donnant des analyses détaillées de leurs circuits (voir Haut-Parleur n° 1239).

Les procédés originaux de Barco à châssis à tiroirs enfichables sont conservés dans le nouveau modèle Rembrandt. On connaît les avantages du montage à châssis à tiroirs permettant la vérification, la mise au point et le dépannage rapides par substitution d'éléments standards.

Nous allons donner ci-après quelques indications sur les principaux perfectionnements du nouveau modèle ainsi qu'un rappel succinct du fonctionnement des différentes parties du récepteur. La plus importante modification est l'emploi d'un tube couleur de 110°.

LE TUNER (OU SELECTEUR)

Il est conforme à tous les perfectionnements actuels : accord par diodes à capacité variable, tension de commande stabilisée par circuit intégré TAA550.

Les programmes sont sélectionnés par un clavier à sept touches sur lequel l'utilisateur peut recevoir sur chaque touche une émission de n'importe quelle station recevable quel que soit son système ou standard (français, belge, allemand, etc.).

PLATINE DE L'AMPLIFICATEUR FI

Dans cette platine on trouve les deux amplificateurs FI celui de son et celui de vision. Pour le son il y a deux étages amplificateurs FI suivis de l'étage détection son à diode suivi de deux transistors dont l'un est amplificateur de tension et le suivant monté en émetteur suiveur. Elle comprend également quatre amplificateurs FI vision. Le circuit de détection vision à diode suivi de deux transistors : l'un monté en amplificateur et l'autre en émetteur suiveur.

Deux transistors sont employés en CAG et délivrent une tension qui vient corriger le gain du transistor FI soumis à la CAG.

PLATINE SECAM

Le signal VF extrait de l'émetteur d'un transistor Q_1 de la platine RGB. Ce signal est appliqué au circuit cloche à bobine capacité fixe et capacité ajustable permettant l'accord exact. Après amplification par un transistor monté en émetteur commun, le signal est limité par deux diodes et passe ensuite à un deuxième transistor Q_2 qui sert d'amplificateur et de « Killer ». Le signal est ensuite transmis à un transistor Q_3 qui donne sur l'émetteur, le signal direct qui passe au permutateur. D'autre part, le signal direct est transmis à la ligne à retard de 64 μ s d'où il est réamplifié pour compenser l'atténuation due à la ligne à retard. Ce signal retardé est alors transmis au permutateur.

Celui-ci est commandé à partir de la base de temps lignes par une bascule à deux transistors. Le transistor Q_{11} et le transistor Q_1 constituent une autre bascule commandée par des signaux de trame.

Q_{11} reçoit sur sa base ces signaux trame après mise en forme. Il reçoit également des signaux d'identification détectés par une diode après avoir été au préalable amplifiés. A la sortie du permutateur se trouvent 2 limiteurs : un limiteur fixe et un limiteur variable. Le gain de ce limiteur est réglable par le potentiomètre dit de saturation. Afin de supprimer l'effet de ce limiteur pendant le passage des signaux d'identification, on utilise un transistor Q_{12} qui bloque ce limiteur pendant les identifications. Ce transistor, recevant sur sa base les signaux de retour trame correspondant à la fréquence des identifications se situant entre 700 et 800 μ s, les informations prélevées à la sortie du permutateur sont appliquées à leur démodulateur distinct. Deux autres transistors Q_7 et Q_9 servent au nettoyage des paliers. Les informations B-Y et R-Y sont alors appliquées à la platine RGB.

PLATINE RGB

Il s'agit de celle destinée à la luminance et aux signaux chrominance et montée en association avec le décodeur décrit plus haut.

Le signal issu de la platine FI est appliqué à un transistor Q_1 après amplification. Il traverse la ligne à retard luminance et vient attaquer la base d'un transistor Q_4 . A l'émetteur, un condensateur C_{27} bloque la composante continue de ce signal que l'on reconstitue à l'aide des circuits formés d'éléments RC et d'une diode ; ce signal, avec sa nouvelle composante continue, est transmis à la base d'un transistor Q_{15} . Il est recueilli sur son émetteur et conduit à la base de Q_5 . Dans l'émetteur de Q_5 se trouve un filtre de sous-porteuse accordé à la fréquence de 4,4 MHz. Ce filtre est mis en fonction par une commutation à diode. Une diode D_6 est conductrice-filtre en service ou non conductrice-filtre, hors service. Le signal vidéo prélevé au primaire de ce filtre est divisé en 3 circuits distincts formés chacun de 2 transistors vidéo. La commande de contraste s'effectue par une cellule photo-électrique agissant de façon identique sur les 3 voies. La commande de lumière s'effectue en faisant varier le signal de clamping d'un transistor Q_3 . Une diode D_{11} sert à l'alignement du signal, quelle que soit la position du potentiomètre de lumière. Des diodes D_7 , D_8 et D_9 servent également à l'alignement final.

Un relais placé dans les collecteurs et les grilles 1 du tube cathodique permet, pour les réceptions en noir et blanc, de relier les 3 grilles 1 du tube cathodique, ce qui équivaut à fonctionner comme avec un tube noir et blanc. Sachant que les 3 cathodes sont réunies définitivement et reçoivent les signaux de retour trame nécessaires à l'effacement, les informations R-Y et B-Y issues de la platine SECAM sont appliquées aux transistors chargés de les amplifier. Des résistances servent au matriçage afin de définir l'information V-Y. Le matriçage de la luminance se fait par les 3 autres

résistances. L'équilibrage des couleurs est réalisé par un potentiomètre placé dans les émetteurs des transistors vidéo des voies rouge (R) et bleu (B). Un circuit de CAF est formé par un circuit intégré dont on utilise le détecteur de coïncidence. Ce circuit délivre une tension de correction rattrapant l'oscillateur UHF.

PLATINE INVERTER

La platine Inverter comprend la ligne à retard chrominance avec ses 2 transistors montés en adaptateurs d'impédance et symétriseur. Elle comprend également les étages préamplificateurs en tension son et amplificateur final formés de deux transistors en montage à symétrie complémentaire.

QUATRE NOUVELLES PLATINES DU REMBRANDT 110°

Platine 1 : alimentation à découpage électronique.

Le schéma de cette platine est donné par la figure 1. On peut voir en examinant ce schéma, à partir du pont à diodes D_1 à D_4 que la tension du secteur est redressée par ce pont et que le transistor Q_1 fonctionne comme interrupteur.

Ce transistor reçoit sur la base des signaux à crêteaux positifs et négatifs, assurant les états de conduction et de blocage de ce transistor NPN.

Les signaux à crêteaux des deux signes, sont fournis par un oscillateur synchronisé par les impulsions de lignes. L'oscillateur commande une bascule. Grâce à l'interposition d'un transistor driver (c'est-à-dire de commande) ces impulsions sont transmises à la base de Q_1 dont le collecteur donne le même signal mais inversé.

Les crêteaux positifs sont redressés par la diode D_6 type BY188. Grâce au condensateur C_{13} , il y a filtrage. Pour les tensions de faible valeur on utilise un transformateur dont le secondaire donne, après redressement et filtrage, les diverses tensions continues alimentant l'appareil.

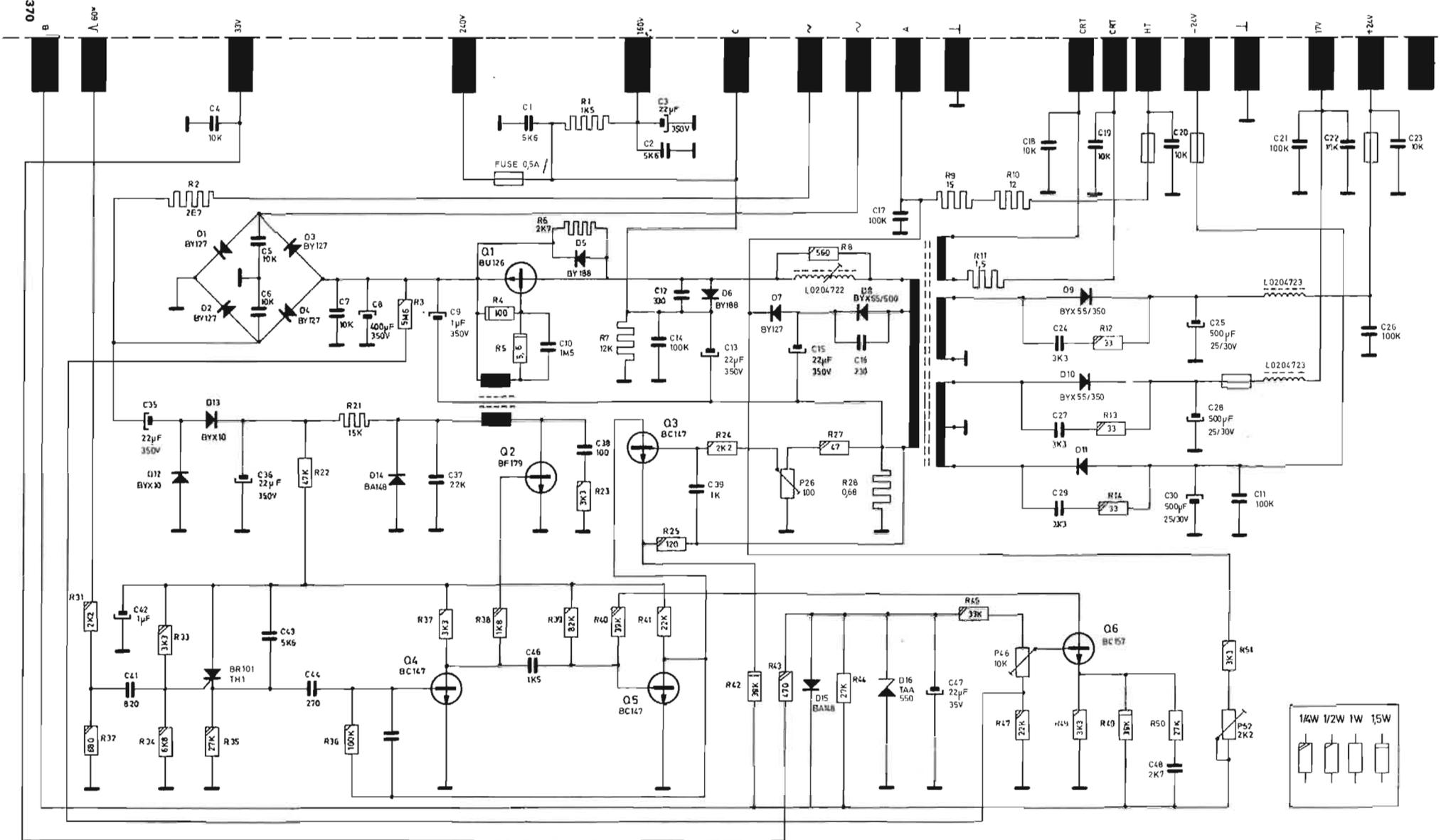
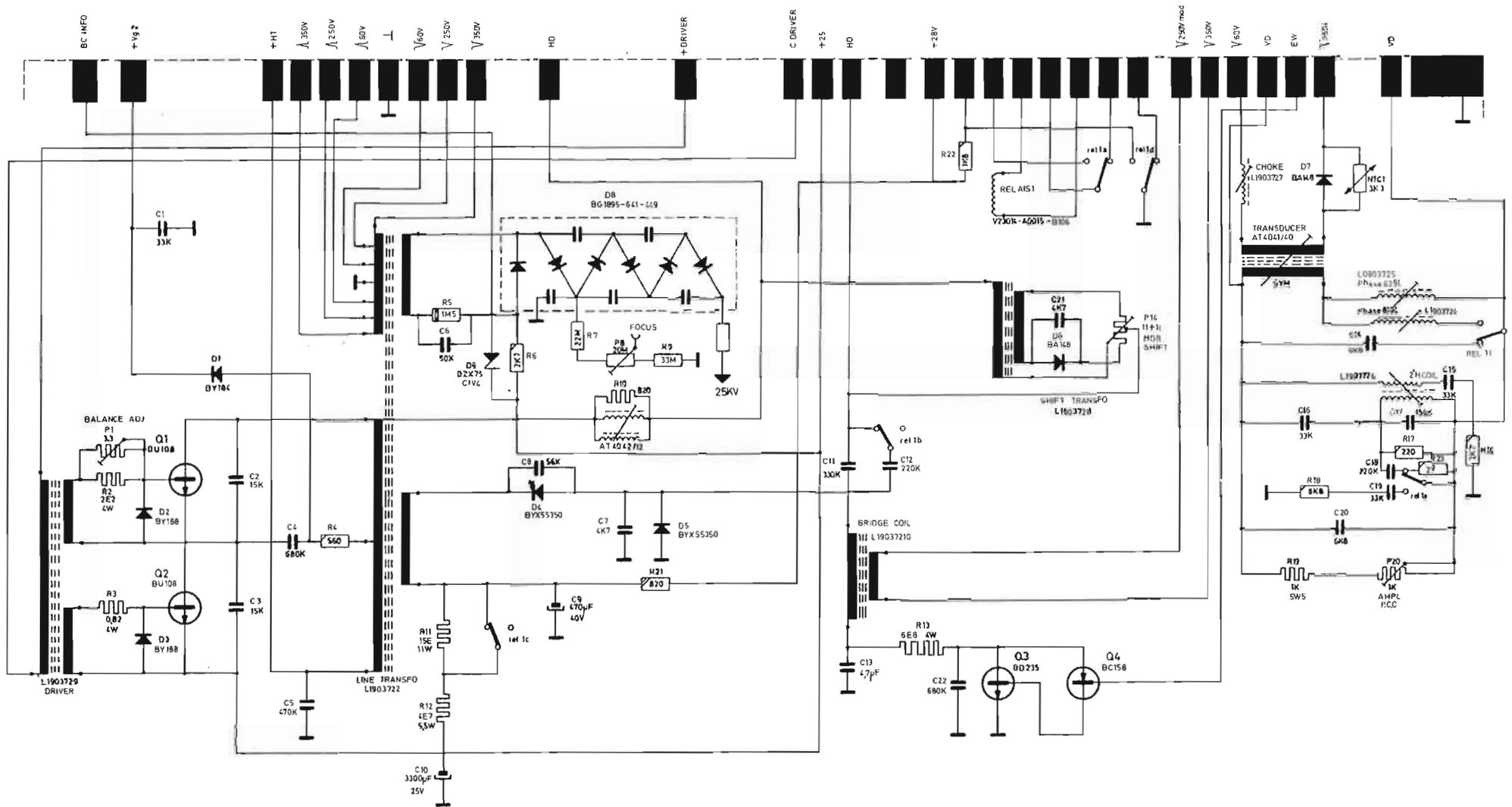


Fig. 1



No 1370 - Page 207
Fig. 2

MODIFICATIONS RESERVED

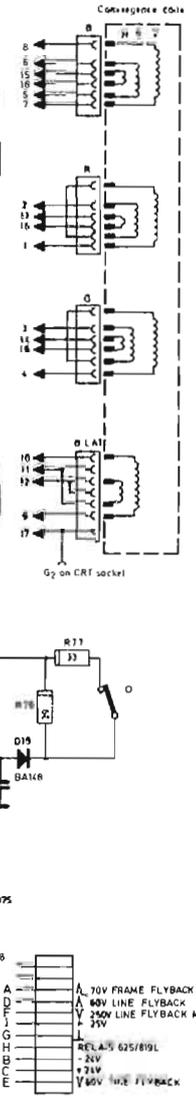
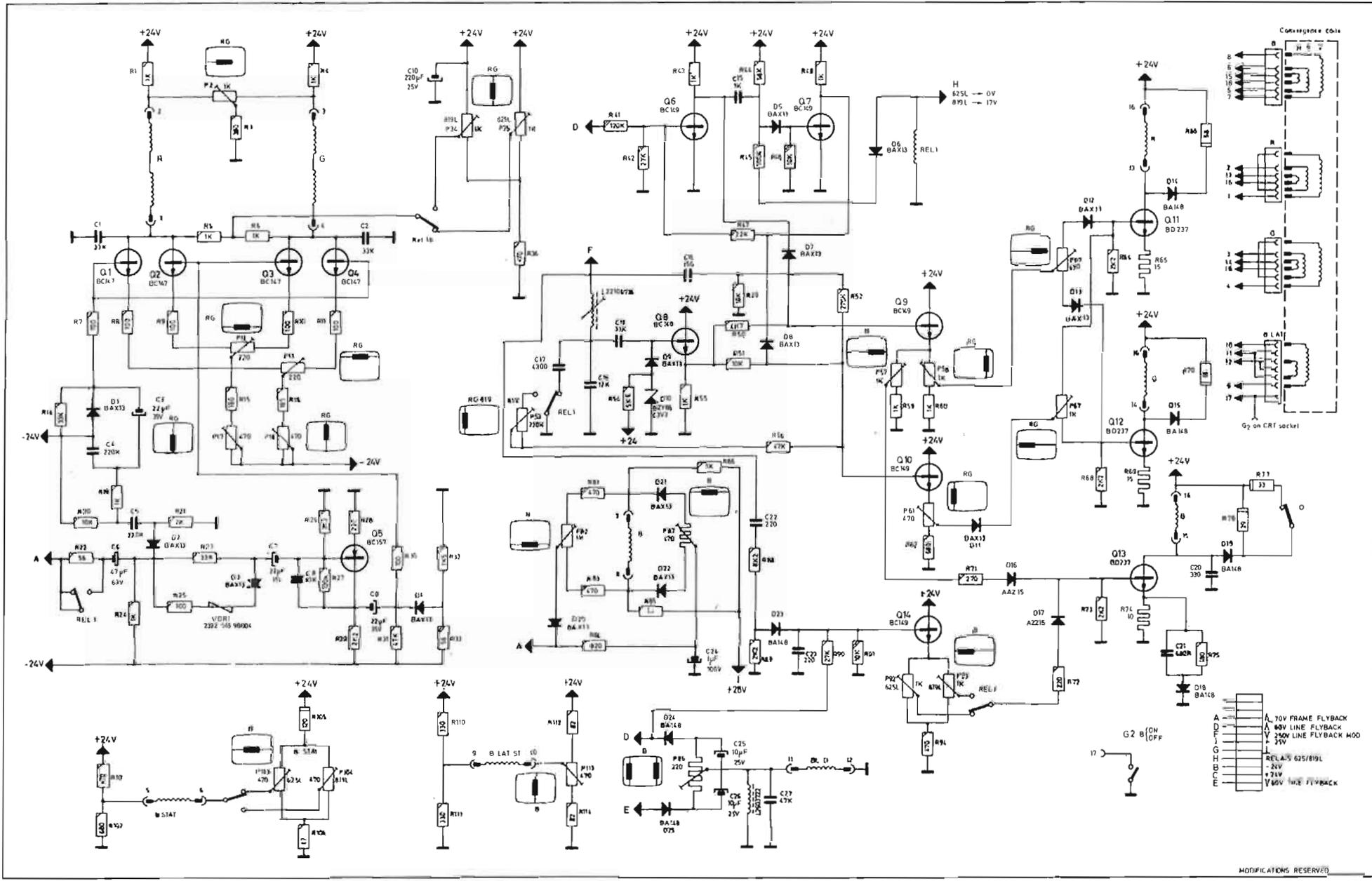
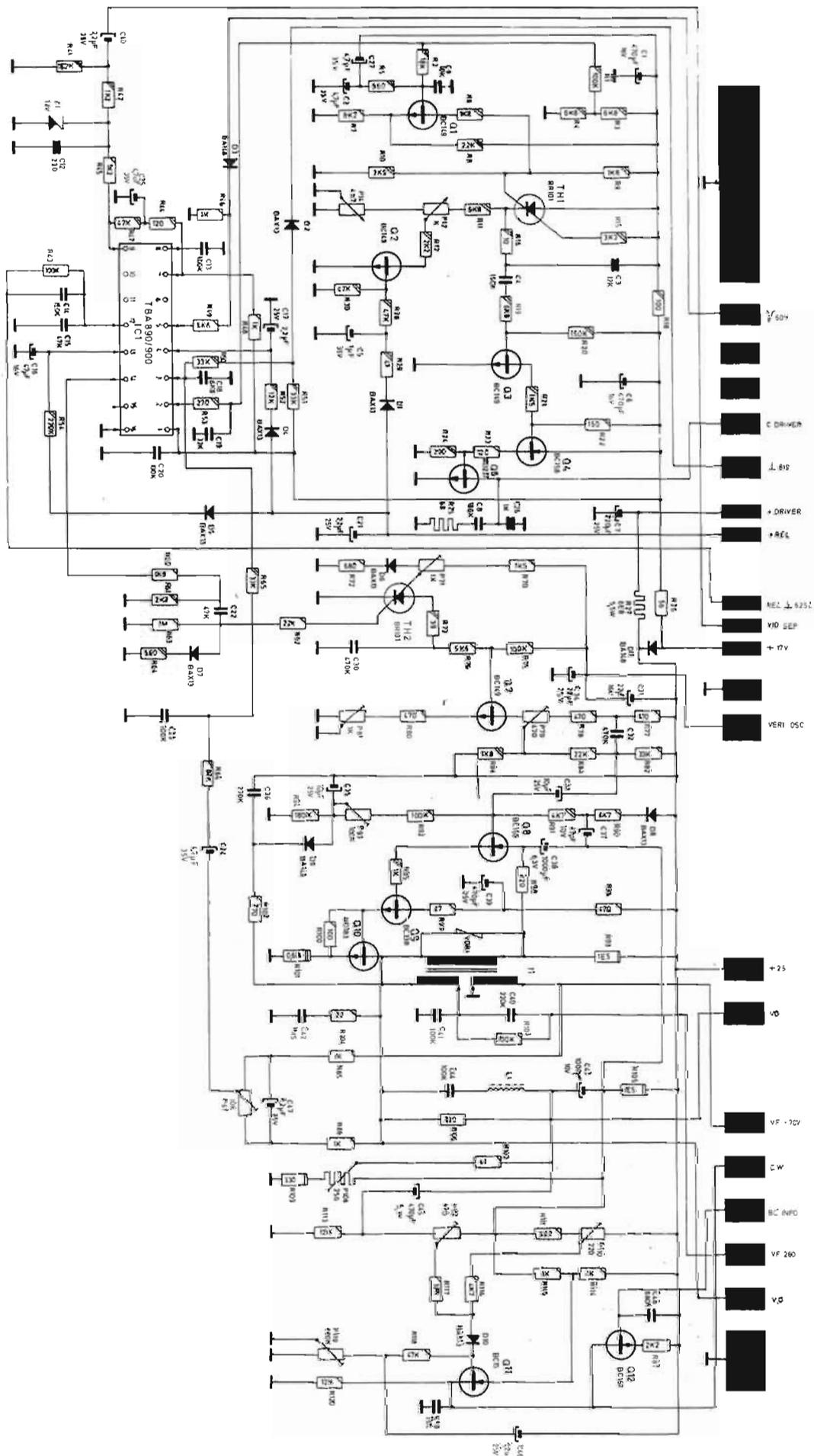


Fig. 3

MODIFICATIONS RESERVED



Le transistor Q₃ BC147, transistor de sécurité, a pour mission, en cas de court-circuit d'une des tensions d'alimentation, de contrôler le monostable formé des transistors Q₄ et Q₅ BC147. Le transistor Q₆ BC157, transistor d'erreur, agit en cas de variation, soit du réseau, soit de la charge sur le rapport cyclique de la bascule, ce qui n'affecte aucunement les tensions d'alimentation. Avec cette alimentation on peut, sans affecter les tensions secondaires, enregistrer des variations de secteur allant jusqu'à 40 % du réseau. Cette alimentation permet d'employer des composants de dimensions réduites, abaissant ainsi considérablement le poids de l'ensemble et diminuant la puissance consommée.

Platine 2 : balayage lignes, THT et correction E/O et N/S.

Le schéma de cette platine est donné par la figure 2. Il s'agit de la base de temps lignes à partir des transistors finals. Ceux-ci sont deux BU108 montés en série et que l'on voit à gauche du schéma.

Un potentiomètre PI33 permet de régler l'équilibrage des deux transistors. Avec ce montage il est possible d'attaquer directement les bobines de déviation lignes.

Un transformateur de petite dimension est toutefois utilisé, d'une part pour délivrer les impulsions lignes nécessaires pour les différents circuits, d'autre part pour la production de la THT utilisant un multiplicateur de tension et également pour le circuit de correction est/ouest. Ce circuit comprend un modulateur à diodes empêchant les suroscillations de perturber la THT.

La correction nord/sud est effectuée par un transducteur AT404/140.

La cadrage horizontal est effectué par P₁₄.

Les transistors Q₃ et Q₄ reçoivent une tension parabolique à la fréquence trame servant à la correction est/ouest. Ces transistors forment le circuit de correction est/ouest associé au modulateur à diodes.

Platine 3 : bases de temps.

Le schéma de cette troisième platine est donné par la figure 3.

Cette platine comprend l'oscillateur lignes utilisant un BR101, ainsi que l'oscillateur vertical. Un circuit intégré TBA890/900, comprend l'étage de séparation et comparateur de phase. Cette platine contient également l'étage de balayage vertical, à transistors Q₈ BC158 amplificateurs, transistors Q₉ BC338 étage driver. Le transistor de puissance BD183

fonctionne en classe A. Les transistors Q₁₂ et Q₁₁ BC157 et 158 constituent l'étage de correction nord/sud. Le TH 1 BR101, oscillateur ligne, engendre une oscillation qui est transmise au transistor Q₃ BC149 amplificateur, puis mis en forme. Ce signal recueilli sur le collecteur de Q₃ est conduit au transistor Q₄ BC158 pour être transmis au transistor driver Q₅ BD237. Le transistor Q₁ reçoit sur sa base les tops de synchronisation lignes prélevés à la borne 1 du circuit intégré. Sur son collecteur on récupère, après limitation, les tops de synchro qui sont transmis au thyristor BR101.

Le transistor Q₆ du type BC158 reçoit les signaux VF sur la base et les transmet au circuit intégré après une inversion des signaux. La liaison entre Q₆ et le circuit intégré se fait au point de terminaison 9 de ce dernier. Au point 12 de ce même C₁, un relais commutateur les circuits R₄₃ et C₁₄ selon le standard, le circuit intégrateur de la base de temps trame.

Les tops synchro trame sont obtenus au point de terminaison 14 du CI et ils commandent le thyristor servant d'oscillateur trame.

D'autre part, le potentiomètre P₇₁ permet le réglage de la fréquence trame (50 Hz).

Le signal provenant du BR101 est amplifié par le transistor Q₇

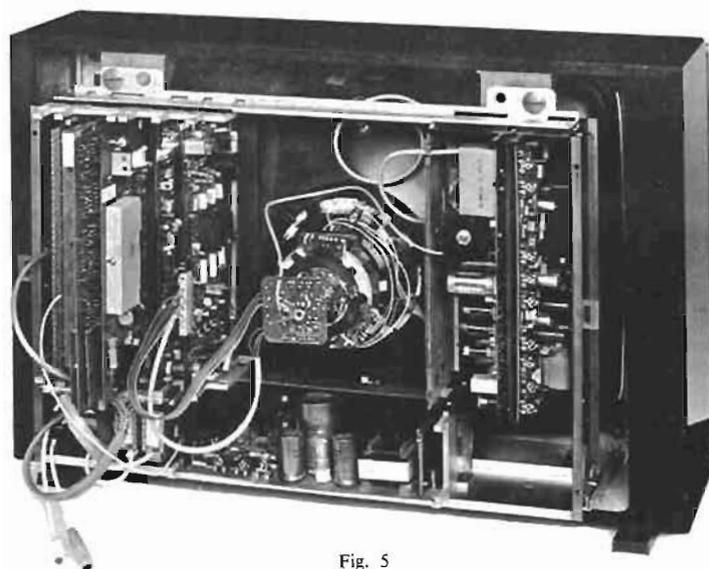


Fig. 5

type BC149 tandis que P₇₉ règle la linéarité et P₈₁ l'amplitude « verticale » c'est-à-dire la hauteur de l'image.

Sur le collecteur de Q₇ on trouve un signal qui est transmis à la base de l'amplificateur Q₈ d'où il est transmis à Q₉ monté en émetteur suiveur attaquant le transistor de puissance BD183.

A la sortie on trouve un transformateur, utilisé pour le circuit de régulation et pour les convergences. Le transistor Q₂ assure la

commutation automatique des standards 625-819.

Platine 4 : Convergences activées.

Le schéma de cette platine est donné par la figure 4. On règle les convergences en faisant varier le courant d'un transistor, montage qui permet de n'employer que des potentiomètres et donne de bonnes plages de réglage.

Les montages adoptés par Barco consistent à utiliser, pour la correction des convergences lignes, un multivibrateur formé par deux transistors Q₆ et Q₇. Le temps de durée de la dent de scie est fractionné en deux par les diodes D₇ et D₈, ce qui permet de pouvoir effectuer les corrections, par séparation, sans pratiquement perturber les réglages opposés.

Pour les corrections trame, le même principe est adopté. Un circuit formé par les transistors Q₁ à Q₄ permet d'effectuer les réglages par moitié d'écran.

La figure 5 donne l'aspect du récepteur vu de l'arrière, avec les platines, le tube cathodique à angle de 110° de déviation, le haut-parleur (en haut et à droite sur la figure), les fiches coaxiales et la plupart des composants.

En conclusion, on a pu se rendre compte, malgré notre exposé très succinct, que le téléviseur Rembrandt de Barco est réellement un appareil très moderne car on y trouve des circuits intégrés et des thyristors ce qui prouve que les études sur le CI publiées dans notre revue sont justifiées par les faits.

Remarquons toutefois, que dans chaque nouveau montage, Barco sait profiter de l'expérience acquise par une pratique déjà longue des récepteurs couleur et des récepteurs multistandard et de ce fait les appareils que cette maison lance sont bien au point, d'excellent rendement et de dépannage parfaitement organisé.

F. JUSTER.

NOUVEAUTÉ

CONSTRUISEZ VOUS-MÊME VOTRE RÉCEPTEUR DE TRAFIC

Par P. DURANTON (F3RJ-M)



Cet ouvrage permettra à tous de mener à bien la réalisation complète de A jusqu'à Z, d'un récepteur de trafic ondes courtes et VHF et ceci sans nécessiter de coûteux appareils de mesures. Avec un contrôleur universel, le radio-amateur, même débutant pourra concevoir et monter par lui-même son propre récepteur de trafic; les résultats lui en seront d'autant plus précieux qu'il aura lui-même apporté plus de soin à ce travail. Pour quelques centaines de francs, il disposera d'un excellent matériel.

L'emploi d'un petit grid-dip (ou dipmètre) destiné à l'accord des bobinages, bien que n'étant pas indispensable, est malgré tout souhaitable.

Le choix de la technologie est important c'est certain. C'est la raison pour laquelle on a délibé-

rément choisi d'employer des semi-conducteurs (diodes, transistors et circuits intégrés) qu'il est facile de trouver sur le marché français.

Il sera facile, soit de suivre exactement les descriptions, soit de s'en inspirer pour en tirer tout ou partie, permettant de réaliser l'équipement le plus adapté aux besoins ou aux désirs des lecteurs.

SOMMAIRE :

- Etude des caractéristiques générales du récepteur
- Etude et réalisation mécanique
- Etude et réalisation des sous-ensembles
- Réglage et finition
- Répartition des fréquences radioélectriques
- Liste des stations étalons de fréquence
- Liste des composants nécessaires à la construction du récepteur

Un ouvrage de 88 pages, couverture laquée - Format 15 x 21 cm

14,50 F

En vente à la **LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**
43, RUE DE DUNKERQUE - PARIS-10°

Tél. 878-09-94/95 - C.C.P. 4949.29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement)

MAGNÉTOPHONE STÉRÉO 4 PISTES

TEAC type A3340

INTRODUCTION

CET appareil de grande classe s'adresse aussi bien au professionnel qu'à l'amateur exigeant qui désire réaliser des effets sonores spéciaux tels que les play-back et les accompagnements musicaux multiples.

Une gamme étendue de possibilités d'enregistrement en fait un appareil rêvé pour beaucoup de musiciens et d'orchestrateurs.

PRESENTATION

L'esthétique de cet appareil est tout à fait dans le style des fabrications japonaises, ce qui lui confère une grande sobriété de lignes et une présentation impeccable. Le chargement de la bande magnétique et la manipulation des organes de commande sont d'une grande facilité, ce qui est dû en partie au travail en position verticale de ce magnétophone.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

- Enregistrement sur 4 pistes stéréo.
- 2 vitesses : 19 cm et 38 cm/s.
- Taux de pleurage et de scintillement : 0,04 % à 38 cm/s ; 0,06 % à 19 cm/s.
- Réponses en fréquences : ± 3 dB de 30 à 20 000 Hz à 38 cm/s ; ± 3 dB de 30 à 18 000 Hz à 19 cm/s.
- Rapport signal sur bruit de fond : 55 dB.
- Taux de distorsion harmonique : 1 % à 1 kHz.
- Recul de diaphonie stéréo : 50 dB à 1 kHz.
- Temps de rembobinage : 1 mn 30 s pour 360 mètres.
- Entrées : - En face avant 4 entrées pour microphones, sensibilité 0,25 mV (- 72 dB) de 600 à 10 000 Ω - En face arrière, 4 entrées lignes, sensibilité 0,1 V 50 000 Ω.
- Sorties : - En face avant, 1 sortie pour casque stéréophonique pouvant être commutée sur chacun des deux groupes stéréo ou sur le mélange des 4 voies. - En face arrière, 4 sorties lignes de 0,3 V sur 10 kΩ ou plus. Chacune de ces sorties correspondant à 1 piste.



- Secteur : Commutable pour les tensions suivantes : 100, 117, 200, 220 et 240 V, sur un réseau de 50 Hz ou de 60 Hz.
- Consommation : 150 VA.
- Dimensions : 520 x 440 x 220 mm.
- Poids : 22,5 kg.

PARTICULARITES

Entraînement de la bande : par cabestan. Le moteur d'entraînement est un moteur synchrone à 4/8 pôles (2 vitesses). Il commande la rotation d'un volant d'inertie et du cabestan. Ce moteur étant synchronisé, l'avance de la bande

est stable et n'est pas influencée par les fluctuations de tension du secteur.

Verrouillage des bobines : Il est effectué par un système qui bloque la bobine d'une manière efficace par simple rotation du bout de l'axe.

Ce verrouillage très sûr est indispensable dans le type de travail vertical de l'appareil.

Taille des bobines : On peut utiliser des bobines de diamètre extérieur 178 mm ou 267 mm du constructeur. La capacité de ces bobines peut aller jusqu'à 370 mètres.

Têtes magnétiques : Les têtes d'enregistrement et de lecture sont de forme hyperbolique qui assurent un minimum de contact pour améliorer la durée de vie et le minimum de portée de la bande. L'entrefer très étroit permet la réponse à haute fréquence (24 000 Hz).

Un blindage magnétique efficace empêche toute perturbation. Un système écarte la bande des têtes lorsque l'on effectue une opération de rembobinage.

Enroulement-déroulement : Ces deux opérations sont assurées par deux moteurs commandant chacun une bobine. Ces moteurs à grand glissement donnent une tension de bande optimale pour réduire la portée des têtes et améliorer le contact tête-bande.

Un bouton-poussoir permet de choisir le couple des moteurs suivant notamment la taille des bobines. Le moteur qui déroule la bande travaille en retenue contrairement à celui qui enroule la bande. Ceci fait que lors de l'arrêt de l'entraînement, le moteur dérouleur joue le rôle d'un frein, facilitant ainsi l'action des freins mécaniques.

Sécurité de bande : Une sécurité arrête le défilement en cas de cassure de bande ou à la fin de celle-ci.

Comptage : Par un compteur à 4 chiffres avec remise à zéro.

Synchronisation simultanée :

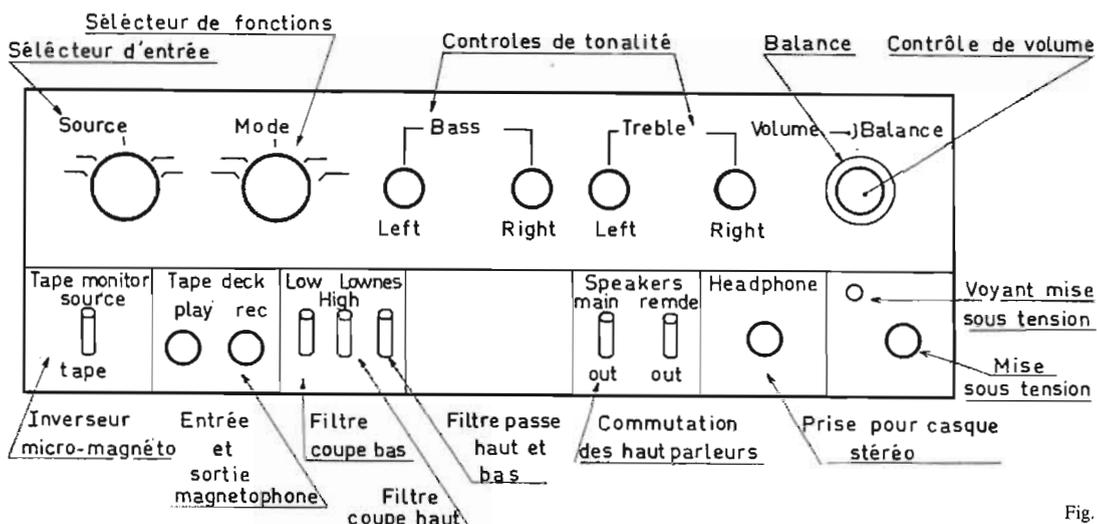


Fig. 1

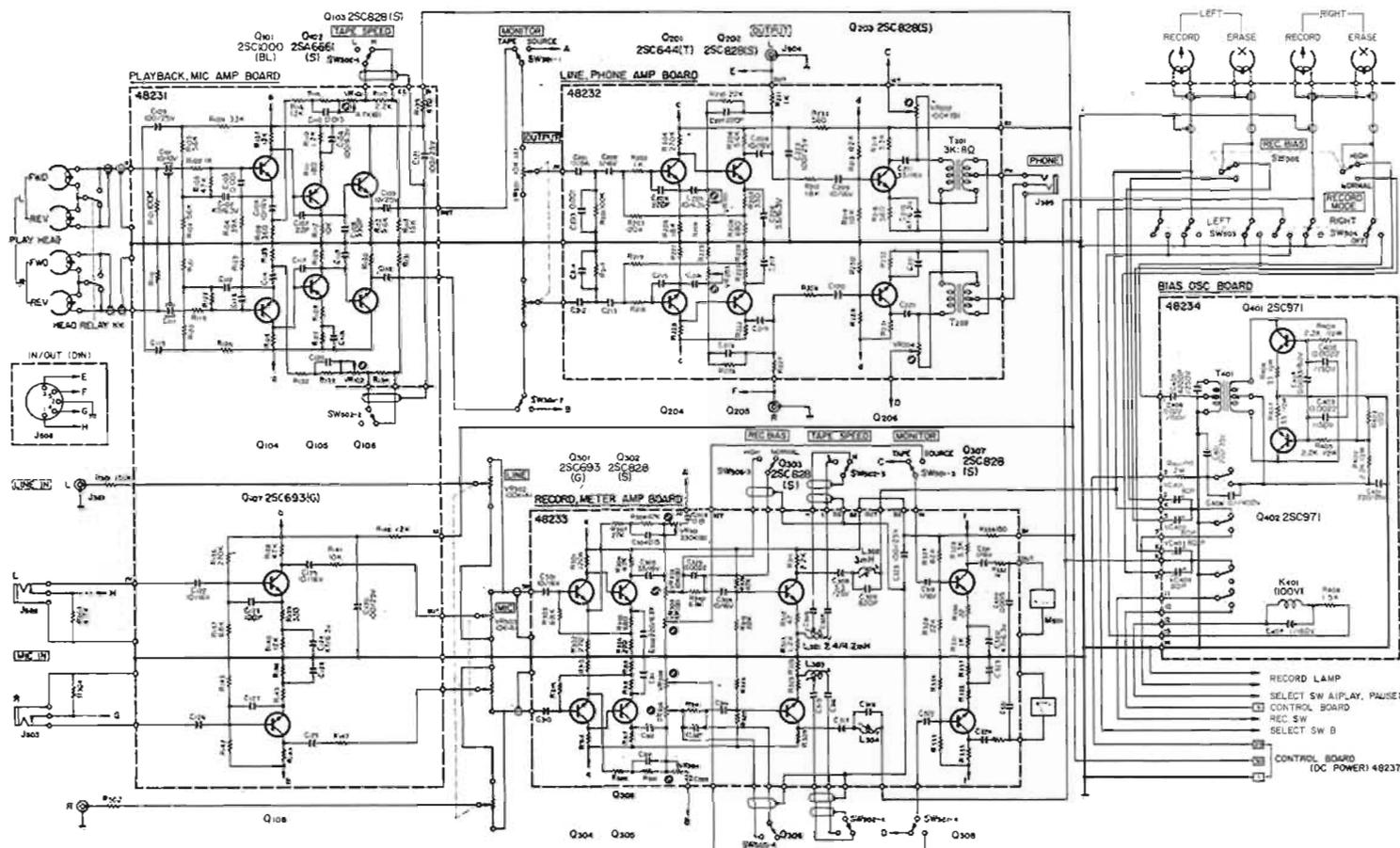


Fig. 2

C'est une des particularités les plus importantes du A3340. Dans les magnétophones ordinaires, lorsque l'on effectue un play-back, la lecture de la piste déjà enregistrée se fait par la tête de lecture qui est décalée de la tête d'enregistrement. Le play-back n'est donc pas entièrement synchronisé avec la piste originale.

Dans le système « Simul-sync » du A3340, la tête qui a servi à enregistrer la 1^{re} piste est utilisée en lecture lors d'un play-back.

La synchronisation est alors rigoureuse.

DESCRIPTION DU SCHEMA

Le schéma (Fig. 2) donne une vue d'un des ensembles stéréo (2 pistes), travaillant en play-back.

Le signal d'entrée des micros, est amplifié par un étage adaptateur à 1 transistor dont la sortie attaque le potentiomètre de niveau d'entrée - MIC - de 10 kΩ. A cet endroit, on mélange le signal micro avec le signal arrivant de l'entrée ligne par le potentiomètre - LINE - de 100 kΩ.

Le signal résultant est appliqué pour chacune des voies à un préamplificateur à 3 étages. A la sortie du 2^e étage, l'inverseur SW502 (Record bias) corrige le gain de l'ampli suivant le type de bande utilisée (normale ou la nouvelle bande au bioxyde de chrome).

Le 3^e étage assure l'alimentation de la tête d'enregistrement et la prémagnétisation de celle-ci.

La fréquence de prémagnétisation est commutée par l'inverseur SW502 (tape speed) qui agit suivant la vitesse de défilement de la bande (19 ou 38 cm/s).

Sur le même circuit imprimé, un étage est destiné à alimenter le vu-mètre.

Un inverseur (Monitor tape ou Source) permet de visualiser sur ce vu-mètre les niveaux de sortie de la lecture de bande ou le niveau fourni par le préampli Micro de façon à effectuer un mixage correct.

Cet inverseur n'agit que sur une piste. Il y a donc dans l'appareil 4 inverseurs assurant cette fonction.

A la lecture de la bande assurée par des têtes doubles, le signal délivré est amplifié par 3 étages avant d'être appliqué, par l'intermédiaire de l'inverseur « Tape-Source » et du potentiomètre de sortie de 10 kΩ situé en face avant, au préamplificateur final qui comporte 3 étages.

A la sortie du 2^e étage, sont reprises les sorties lignes de sensibilité 0,3 V sur 10 kΩ minimum.

Le 3^e étage assure l'alimentation du casque après adaptation d'impédance par un transformateur (T201 ou 202). L'oscillateur d'effacement alimente les têtes d'effacement à travers les inverseurs définissant le mode d'enregistrement adopté.

Il faut signaler d'autre part l'existence dans cette gamme des magnétophones A3300 dont il existe 3 versions : 4 pistes - 2 canaux stéréo ou mono, vitesses 19 et 9,5 cm/s ; 2 pistes - 2 canaux stéréo ou mono, vitesses 38 et 19 cm/s ; 2 pistes - 2 canaux stéréo ou mono, vitesses 19 et 9,5 cm/s.

CONCLUSION

Cet appareil permet une multitude d'opérations dont le nombre n'est limité que par l'imagination de l'utilisateur.

La qualité de la présentation, des composants et des résultats sonores en font un appareil intéressant pour tous ceux qui désirent réaliser des travaux sonores originaux et délicats.

GAMME TEAC

Présentée par **Illel HiFi CENTER**

106-122, av. Félix-Faure - PARIS-15^e - Tél. : VAU. 55-70 et VAU. 09-20

● PLATINES MAGNÉTOPHONES 2 CANAUX - 3 MOTEURS		
A 1230/2T	: 2 pistes - 19/9,5 - 3 têtes	3 500 F
A 1230/4T	: 4 pistes - 19/9,5 - 3 têtes	3 500 F
A 1250	: 4 pistes - 19/9,5 - 3 têtes	4 250 F
A 3300-10	: 4 pistes - 19/9,5 - 3 têtes	4 800 F
A 3300-11	: 2 pistes - 38/19 - 3 têtes	4 980 F
A 3300-12	: 2 pistes - 19/9,5 - 3 têtes	4 800 F
A 4010 SL	: 4 pistes - 19/9,5 - 4 têtes	4 590 F
A 4070	: Reverse Enregistr. et Lecture - 4 pistes - 19/9,5 - 4 têtes	6 250 F
A 6010 SL	: 4 pistes - 19/9,5 - 4 têtes	7 290 F
A 7010 SL	: Lecture Reverse - 4 pistes - 19/9,5 - 4 têtes	8 640 F
A 7030	: 2/4 pistes - 38/19 - 4 têtes	6 250 F
A 7030 SL	: 2/4 pistes - 38/19 - 4 têtes	8 370 F
A 3340	: 4 canaux - Lecture et enregistrement	7 890 F

● CASSETTES DECK/Ampli-préampli/Dolby		
A 350	: Lecteur-enreg. de cassettes - Système Dolby	2 600 F
AN 50	: Adaptateur Dolby pour cassettes	700 F
AN 80	: Adaptateur Dolby professionnel	1 400 F
AN 180	: Adaptateur Dolby professionnel	2 600 F

AMPLIFICATEUR STÉRÉO 2 × 40 W TEAC MODÈLE AS-100

INTRODUCTION

Le choix d'un amplificateur dans une chaîne haute-fidélité est toujours délicat et les performances demandées doivent s'harmoniser avec le reste des éléments.

Il serait inutile d'utiliser un amplificateur aux performances élevées dans une chaîne de qualité moyenne.

A quoi cela servirait-il en fait de pouvoir amplifier des signaux dont les fréquences ne peuvent pas être fournies par le générateur ?

L'amplificateur AS 100 devra donc être inséré dans un ensemble de qualité.

A cet effet, le constructeur a développé dans la même série un tuner FM stéréo (référence AT 100) dont les performances s'accordent très bien avec celles de l'amplificateur et dont la présentation est identique.

PRESENTATION

L'amplificateur TEAC AS 100 est présenté dans un coffret lui conférant une esthétique soignée et une sobriété toute professionnelle.



Les commandes, de manipulation facile, sont accessibles sur la face avant « 2 tons » dont les inscriptions sont très lisibles.

La plupart des entrées et sorties sont implantées sur la face arrière.

Cet appareil trouve très bien sa place dans tous les styles et surtout dans un ensemble moderne.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

L'amplificateur AS 100 se compose d'un preamplificateur et d'un amplificateur de puissance pouvant être utilisés séparément.

CARACTERISTIQUES DU PREAMPLIFICATEUR

Entrées :

— 2 entrées phono 1 et 2, sensibilité 2 mV/ 50 000 Ω.

— 2 entrées auxiliaires 1 et 2, sensibilité 150 mV/50 000 Ω.

— 1 entrée tuner, sensibilité 150 mV/ 50 000 Ω.

— 1 entrée magnétophone « Tape deck play », sensibilité, 150 mV/60 000 Ω.

Sorties :

— 1 sortie magnétophone, 150 mV à la sensibilité nominale.

— 2 sorties pouvant être coupées à l'amplificateur de puissance : 1 V à la sensibilité nominale.

Réponse en fréquence : de 10 à 50 000 Hz ± 1 dB.

Rapport signal / bruit de fond : 70 dB sur les entrées phono ; 80 dB sur les entrées auxiliaires.

Efficacité du contrôle de tonalité : basses : ± 10 dB à 100 Hz ; aiguës : ± 10 dB à 10 000 Hz.

Le contrôle des basses et des aiguës est effectué au moyen de commutateurs agissant de 2 dB en 2 dB par bonds très précis, ce qui permet une balance exacte entre les 2 canaux.

Efficacité des filtres : coupe-bas : 6 dB par octave au-dessus de 100 Hz ; coupe-haut : 6 dB par octave au-dessus de 8 000 Hz ; passe haut - passe-bas : + 7 dB à 50 Hz, + 4 dB à 10 000 Hz.

CARACTERISTIQUES DE L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

Puissance de sortie : 40 W pour chacun des canaux ; 60 W pour les 2 canaux fonctionnant ensemble.

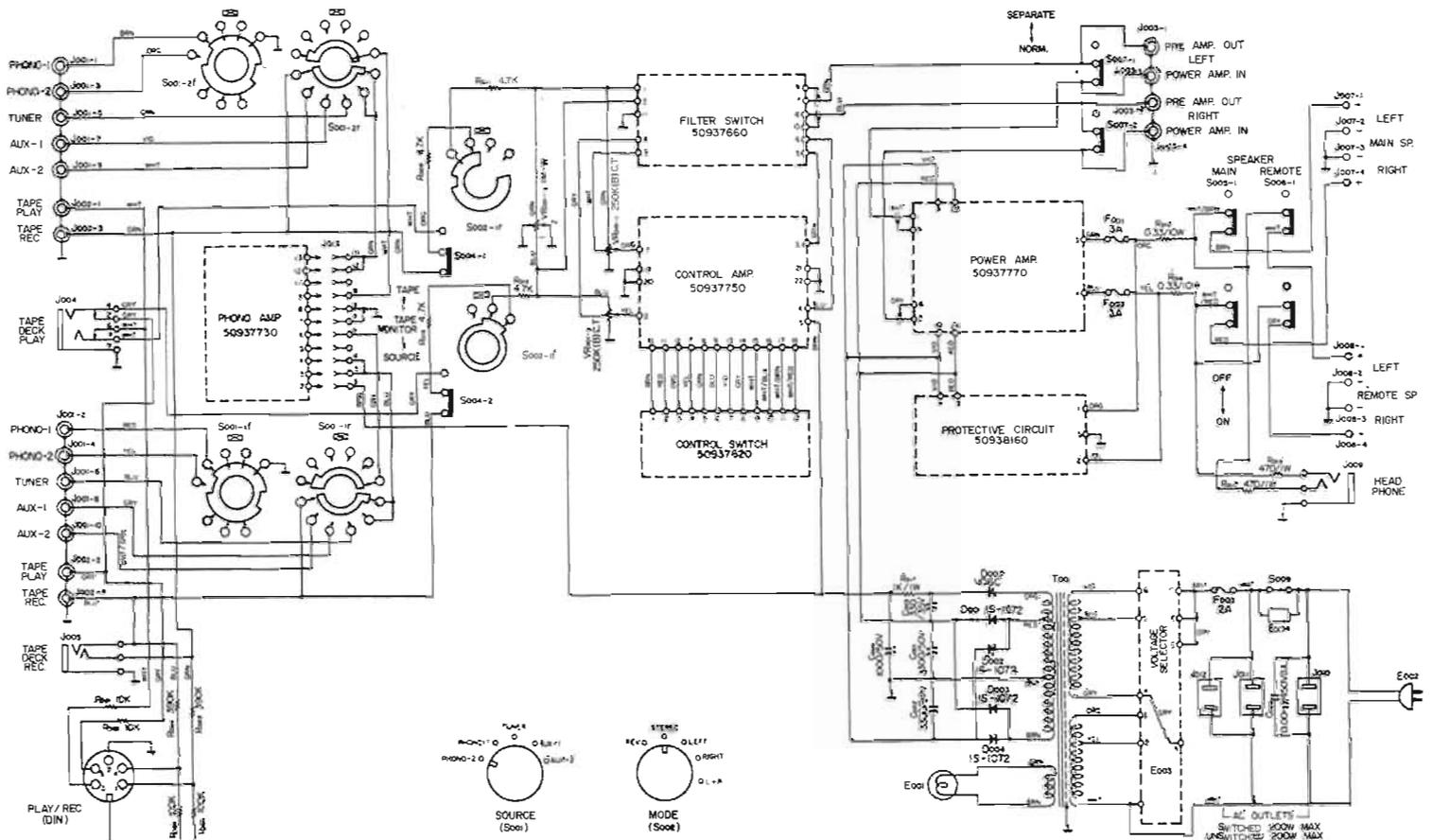
Taux de distorsion harmonique : 0,2 % à puissance nominale.

Taux de distorsion d'intermodulation : 0,2 % à puissance nominale.

Réponse en fréquence : de 5 à 200 000 Hz ± 0,2 dB.

Rapport signal sur bruit de fond : meilleur que 90 dB.

Sensibilité des entrées : 1 V à puissance nominale.



Impédance d'entrée : 50 000 Ω.
 Impédance de sortie : pour des charges de 4 à 16 Ω.

CARACTERISTIQUES GENERALES

Alimentation : secteur 50 ou 60 Hz pour des tensions de 100, 117, 220 et 240 V.

Consommations : sans signal : 15 W ; à puissance nominale : 160 W.

Dimensions : 410 (largeur) × 141 (hauteur) × 328 (profondeur).

Poids : 10 kg.

DESCRIPTION DU SCHEMA

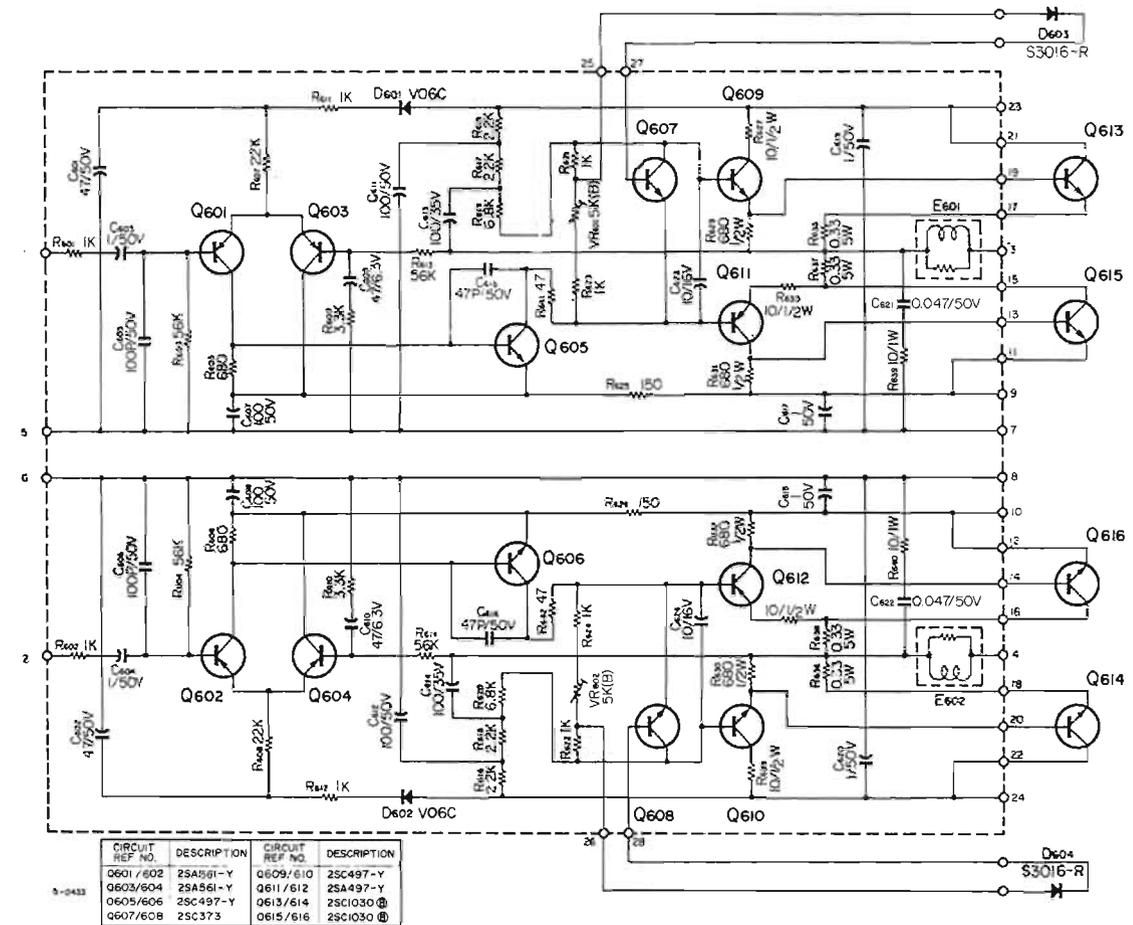
Les entrées phono 1 et 2 passent par le sélecteur d'entrée S₀₀₁ pour attaquer un préamplificateur comportant 3 étages par voie (Q₅₀₁ à Q₅₀₆), destiné à rendre compatible les niveaux phono 1 et 2 de l'ordre de 2 mV avec les entrées auxiliaires 1 et 2 et tuner (150 mV).

Ces 3 dernières entrées sont sélectionnées ensuite par le même commutateur S₀₀₁.

Le signal sélectionné peut alors sortir d'une part, sur une prise « Tape Rec. », destinée à l'enregistrement sur un magnétophone et d'autre part sur un inverseur S₀₀₄ nommé « Tape Source » qui permettra, sur la position « Tape » de recueillir un signal provenant d'un magnétophone par la prise « Tape play », et sur la position « Source » le passage du signal d'entrée sélectionné.

Ce signal passe ensuite par un sélecteur de fonction S₀₀₂ dont les 5 positions sont : stéréo, stéréo inversée, mono gauche, mono droite et mono droite et gauche.

Les sorties de ce sélecteur sur lesquelles sont prises en dérivation les bornes du potentiomètre de balance à point milieu, vont ali-



menter le potentiomètre double de 2 × 250 kΩ commandant le volume.

Les curseurs de ce potentiomètre sont branchés aux entrées du préamplificateur à circuits intégrés auquel sont couplés les commutateurs de contrôle de tonalité.

Les signaux de sortie attaquent ensuite les filtres de coupure ou de relevé de fréquences « Filter switch », qui délivrent les signaux de sortie de la partie préamplificatrice de l'ensemble.

Ces signaux, prélevables sur les prises J₀₀₃, peuvent être utilisés extérieurement ou couplés à l'entrée de la partie amplificatrice suivant la position de l'inverseur S₀₀₇ « Separate Norm ».

L'amplificateur de puissance « power amplifier » comporte pour chacune des voies 4 étages d'amplification.

Le 1^{er} étage comprenant 2 transistors (Q₆₀₁ et Q₆₀₃ pour la voie gauche) est un étage différentiel ; une entrée reçoit le signal à amplifier et l'autre permet la contre-réaction de tension de l'ampli.

Le second étage (Q₆₀₅) assure une polarisation correcte du 3^e étage, réglable par un potentiomètre de 5 kΩ, définissant le courant de repos de l'amplificateur.

Un transistor (Q₆₀₇) assure la protection contre les courts-circuits extérieurs de la charge. Les transistors du 3^e étage (Q₆₀₉ et Q₆₁₁) sont les drivers des transistors de puissance (Q₆₁₃ et Q₆₁₅) qui constituent le dernier étage.

Ces transistors de puissance, en montage push-pull, sont équilibrés par 2 résistances de 0,33 Ω insérées dans leurs émetteur et collecteur respectifs. Les sorties sont protégées contre les oscillations HF, par des circuits RC et RL, et contre les courts-circuits prolongés, par des fusibles de 3 A, avant d'attaquer les inverseurs alimentant les haut-parleurs principaux (Speaker Main) ou auxiliaire (Speaker Remote) et le jack du casque stéréo.

Un circuit de protection, pris en dérivation sur les sorties de l'amplificateur, (Protective circuit), protège les haut-parleurs des parasites de mise sous tension en court-circuitant la sortie pendant 1 à 2 secondes, le temps que les circuits se soient stabilisés.

ALIMENTATION

Le secteur arrivant par la prise E₀₀₂ peut être distribué pour l'alimentation d'appareils extérieurs par 3 prises ; J₀₁₀, sortie directe ; J₀₁₁ et J₀₁₂ sorties après interrupteur de l'ampli (S₀₀₉). La consommation de ces prises ne doit pas excéder 200 VA.

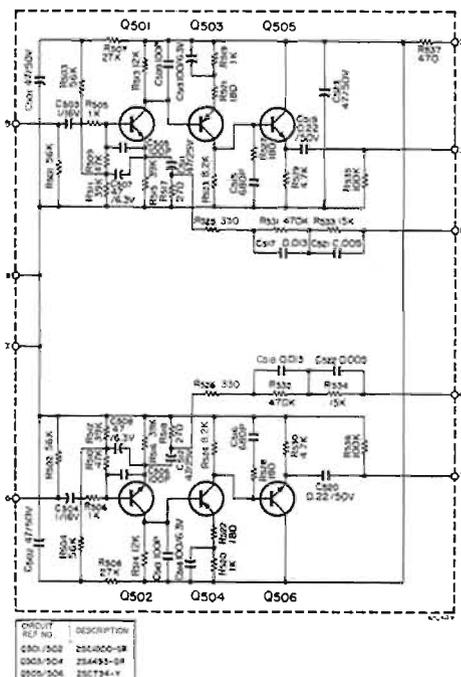
Le sélecteur de tension alimente le primaire du transformateur dont le secondaire fournit les tensions suivantes :

- une basse tension non redressée alimente le voyant de mise sous tension ;
- un enroulement à point milieu mis à la masse est suivi d'un redressement délivrant une tension continue double filtrée ;
- un enroulement supplémentaire, fournit une tension qui, une fois redressée et filtrée alimentera les préamplificateurs.

CONCLUSION

Ses qualités technologiques esthétiques et sa facilité d'emploi, font que cet appareil a sa place dans les meilleures chaînes haute-fidélité.

J.C. R.



LA CHAÎNE STÉRÉOPHONIQUE

« 5050 D »



Fig. 1. — La chaîne « 5050 D ».

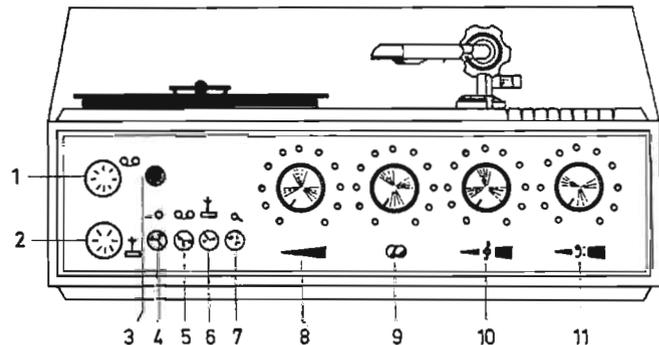


Fig. 1 bis. — Vue schématique de la face avant du bloc principal de la chaîne présentée par l'Audioclub. Les organes sont les suivants : 1. Prise magnétophone (entrée et sortie). - 2. Prise pour tuner (sensibilité aux normes HI-FI). - 3. Voyant. - 4. Bouton « arrêt ». - 5. Sélecteur pour l'entrée magné-

tophone. - 6. Sélecteur pour tuner. - 7. Sélecteur pour platine tourne-disque. - 8. Contrôle de volume. - 9. Balance. - 10. Aigus. - 11. Graves. On distingue aussi sur ce schéma l'anneau servant au pivotement tous azimuts du bras.

LA chaîne stéréophonique « 5050 D » est un ensemble de haute fidélité assez économique, tout en conservant une qualité suffisante pour satisfaire bien des amateurs de musique. Cette chaîne se compose d'un bloc central, incluant platine tourne-disque, et amplificateur stéréophonique, et de deux baffles séparés.

LA PLATINE TOURNE-DISQUE

Les disques prévus pour la vitesse 16 tours étant toujours inexistantes, et les disques 78 tours nécessitant des « aiguilles » dont la masse est peu compatible avec l'équipement normal d'un bras, ces deux vitesses ont été abandonnées sur ce modèle. On pourra par conséquent choisir entre 45 et 33 tours. Cette platine a été étudiée pour offrir, malgré un prix de revient très bas, tous les avantages d'un équipement mécanique bien conçu. Ainsi, le bras tubulaire en alliage léger pivote à l'aide d'un coussinet à sphère, d'une exécution extrêmement précise. Ainsi, les mouvements horizontaux et verticaux sont ils écartés de l'influence d'un frottement parasite. Ce bras est en outre équilibré par un dispositif à ressort très ingénieux. Un petit contrepois coulisse, à l'arrière du tube, réalisant une plus ou moins grande tension sur un minuscule ressort spirale, et corrigeant ainsi les éventuels défauts d'équilibre. L'en-

diamètre est moyen), se fait par galets.

L'AMPLIFICATEUR STEREOPHONIQUE

Cet amplificateur est inclus dans le boîtier principal, qui sert aussi de socle à la platine tourne-disque. Les commandes et prises de liaisons sont groupées sur la face avant. La figure 2 nous donne un schéma de principe complet de cet amplificateur.

Comme la platine est équipée d'une tête de lecture piézo-électrique, un préamplificateur d'entrée n'est pas nécessaire. Sur chacun des deux canaux, la modulation

est donc appliquée directement à un potentiomètre de 1 M Ω , qui contrôle le volume.

Puis, nous trouvons un transistor monté en émetteur commun, dont le rôle est d'élever le niveau du signal, avant que celui-ci soit affaibli par les dispositifs de correction. Cet étage préamplificateur comporte une contre-réaction collecteur-base, constituée par un condensateur de 100 pF en parallèle avec une résistance de 820 k Ω . La sortie se fait, pour cet étage,

par le collecteur, au travers d'une capacité de 5 μ F. Nous trouvons ensuite les étages de correction, avec réglages séparés des graves et des aigus (potentiomètres de 100 k Ω). On remarquera encore, sur une ligne allant du canal droit au canal gauche, un potentiomètre de 500 k Ω , dont le curseur est relié à la masse. Il s'agit là de la balance.

En sortie, nous trouvons, après les étages déphaseurs, deux push-pull avec sortie sur la charge (haut-parleur) par l'intermédiaire d'une assez forte capacité chimique (500 μ F). Le montage est en classe B. De ce fait, une alimentation simple suffit au circuit. Cette alimentation se compose d'un transformateur abaisseur, d'un pont de quatre diodes, et d'un condensateur chimique de 2000 μ F assurant un filtrage efficace, ce qui est indispensable pour éliminer le ronflement.

Le moteur devant toujours être utilisé en 220 V, le primaire du transformateur est utilisé, en 110 V, en autotransformateur.

Les sorties sont prévues pour des haut-parleurs de 4 Ω .

Les deux prises DIN que l'on distingue sur le schéma de principe sont destinées à recevoir :

— L'une, un tuner stéréophonique ;

CE MATÉRIEL EST NOTAMMENT EN VENTE :

CHAÎNE HI-FI 5050

2 x 10 WATTS

- Prises magnétophone et tuner
- Sélection par contacteur sur la face avant
- Livré avec couvercle plexi.

PRIX : 470 F (port 30,00 F)

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

— L'autre, un magnétophone.
 Cet amplificateur assez simple reste, comme on peut le constater, très nettement suffisant pour obtenir une qualité excellente de reproduction, en appartement. Nous sommes loin de ce que l'on appelait dans le temps «l'électrophone stéréophonique», formule qui, devant de bonnes petites réalisations du type de celle présentée ici, n'a plus guère d'avenir.

La puissance que l'on peut obtenir avec cet appareil est de 10 W par canal (en crête) et de 5 W (puissance nominale).

La réalisation matérielle de cet ensemble électronique est désormais classique : circuit imprimé bien étudié, en fonction de la longueur des liaisons, des possibilités de rayonnement, grands refroidisseurs pour les transistors de puissance, etc.

LES BAFLES

Les baffles séparés sont aussi fournis avec l'ensemble. Ils sont constitués par deux coffrets en matière injectée très compacte permettant d'absorber les vibrations parasites. Des haut-parleurs à large bande sont inclus dans ces enceintes ainsi formées. Leur impédance est de 4 Ω.

PRESENTATION

Tout à fait dans le style « design », cet ensemble est ultra plat, avec des alternances de couleurs claires et sombres, et une face avant en métal finement brossé. Nous voyons en figure 3 un détail de cette face avant. Un couvercle en plexiglass teinté recouvre la partie platine.

LA CHAÎNE « 5050 D » EN CHIFFRES

Tourne-disque 33/45 tours avec arrêt automatique.

Bras équilibré (0 à 6/8 g).
 Puissance nominale totale : 10 W.

Dimensions du bloc principal : 34 × 25 × 12 cm.

Poids : 3,100 kg.
 Equipement : 10 transistors et 4 diodes.

Sorties sur 4 Ω (minimum).
 Alimentation : 110/220 V, 50 Hz.

NOTRE CONCLUSION

Certes, nous ne pourrions prétendre que cette chaîne va pouvoir rivaliser avec les sommets de la haute fidélité. Néanmoins, il faut reconnaître, en toute objectivité, que cet ensemble présente un rapport qualité/prix très intéressant. Sa bonne conception, le soin apporté à sa finition, en font un élément de tout premier ordre parmi les chaînes « économiques ».

Yves DUPRE.

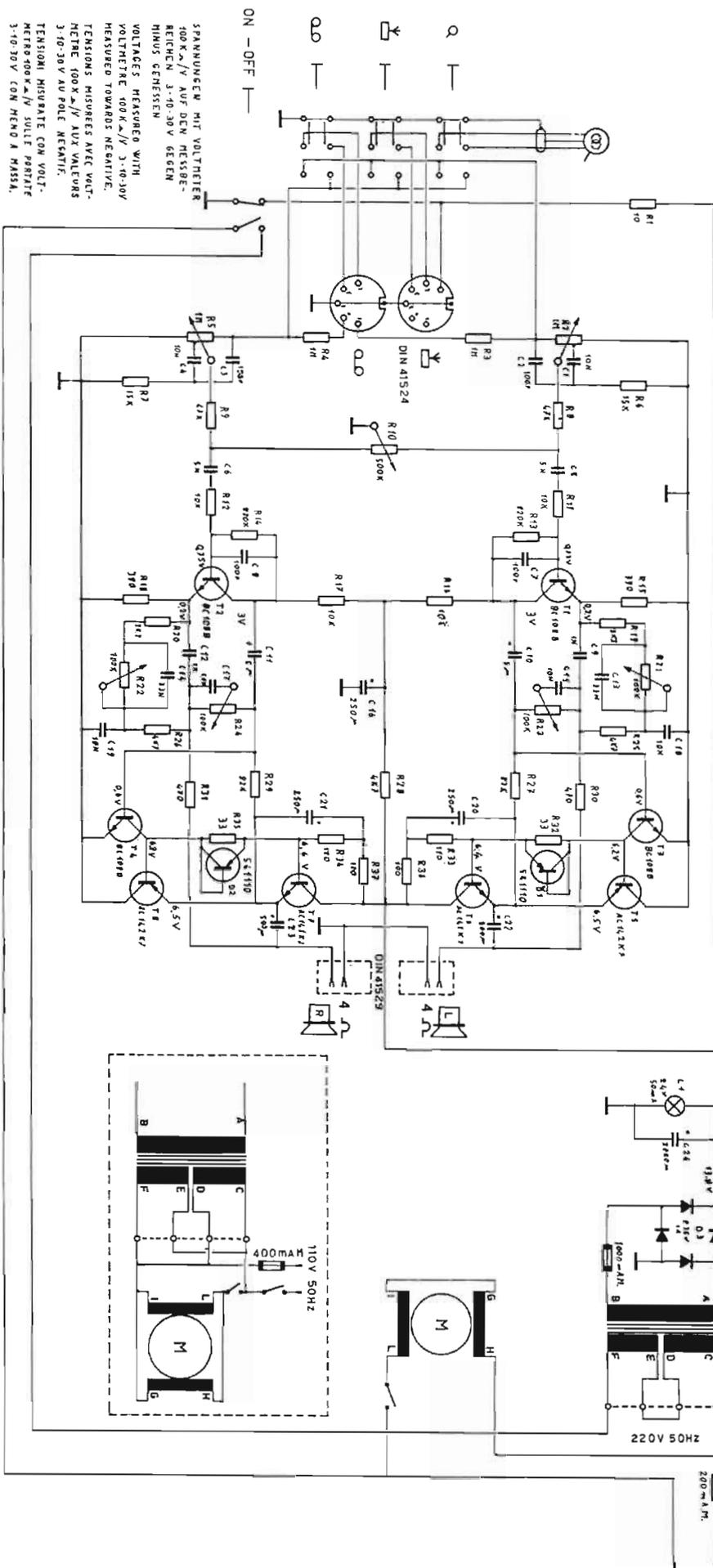
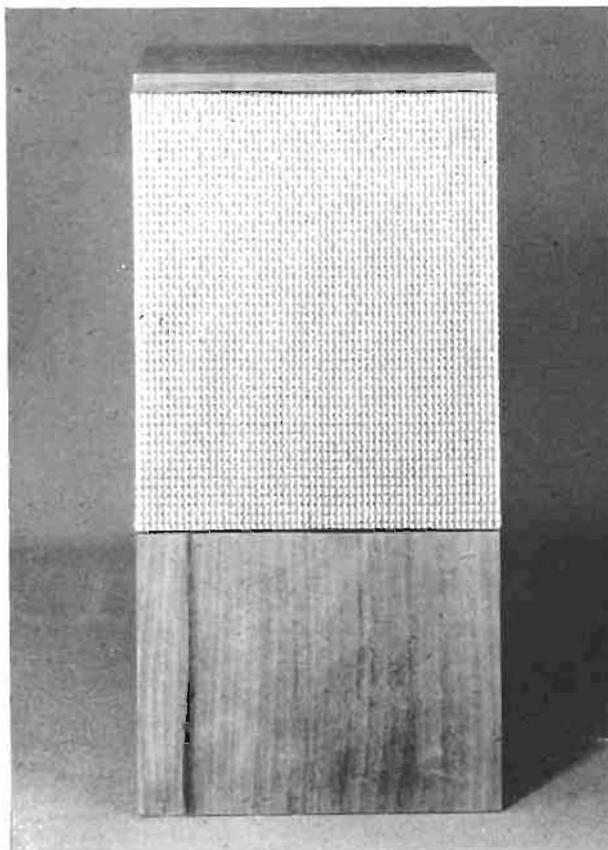


Fig. 3. — Schéma de principe de la partie électronique de la chaîne « 5050 D ».

LE CABASSE QUE L'ON ATTENDAIT...

LE PETIT PONANT



Résultat d'études très poussées de comparaisons de sons en chambre sourde, le PONANT, dernier né de la gamme, donne une courbe de réponse excellente dans toute la gamme audible. Le tissu de la face avant du PONANT déborde sur les côtés afin d'éviter les effets de bord. Les haut parleurs sont décalés pour un meilleur rendu de la courbe polaire et pour un respect plus absolu des phases de ces deux haut parleurs. Équipement un 17cm et un tweeter TWM3 de 9cm, puissance admissible 20 watts, impédances standard 8 et 16 ohms, rendement en bruit blanc 90dB, bande passante 50 à 18000 Hz, système baffle clos à raidisseur, poids 4,9kg, dimensions 20x24x49,5 cm.

Cabasse
FRANCE

Usine et bureaux : KERGONAN - 29 N. BREST. Téléphone : 44.64.50 • TELEX : 74587-Cabasse-Brest
Salles d'écoute : 182, rue La-Fayette - PARIS 10^e / Tél. 202.74.40 • TELEX : 21887-Cabasse-Paris
Ouvert du lundi au samedi, de 9 h à 12 h 30 et de 13 h 30 à 19 h, et sur rendez-vous

Un catalogue complet et tous les renseignements que vous souhaitez vous seront expédiés sur simple demande à CABASSE, 11 rue de l'Eau Blanche, Zone Industrielle de Kergonan, 29200 BREST.

DIASON :
12, rue St-Merri,
Paris 4^e.

TERAL :
26, rue Traversière,
Paris 12^e.

NOUVELEC :
77, av. de la Libération,
54 - Laxou.

LE BERT :
66, rue Desaix,
44 - Nantes.

IFFLI :
30, rue Pasteur,
57 - Metz.

ANDRIN :
34, avenue de Saintignon,
54 - Longwy.

TELE CENTRE
2, rue du Tabou,
45 - Orléans.

GUERINEAU :
14, place Colonel Fabien,
54 - Nancy.

PHOTO-RADIO-CLUB :
1, place Franklin,
68 - Mulhouse

TABEY :
18, rue Childebert,
69 - Lyon.

TECMA :
161, av. des Chartreux,
83 - Marseille. 4^e.

TECMA :
1, route de Toulouse,
31 - Toulouse l'Union.

RÉDUCTEUR DE BRUIT DE FOND

GENERALITES

Le rapport signal/bruit est une caractéristique essentielle d'une chaîne Hi-Fi. On peut désormais dépasser un rapport de 60 dB, mais bien souvent, les dispositifs d'enregistrement et de lecture sont défavorables et le rapport signal/bruit se détériore. Aussi une solution aux problèmes du bruit devenait urgente, surtout lors de l'utilisation de magnétophones à cassettes. Le système Dolby B paraît une solution séduisante mais il est fort complexe et difficilement réalisable par l'amateur. Le dispositif anti-souffle proposé est à la fois simple et très efficace : L'atténuation du bruit atteint 6 dB à 4 kHz et 14 dB à 10 kHz d'après le tableau I.

Pendant les fortissimi ou les mezzo-forte, il est totalement masqué par la musique. L'idée principale va donc être d'agir uniquement pendant les faibles niveaux musicaux les plus sensibles au souffle. Le système va atténuer le bruit pendant les pianissimi par l'utilisation progressive d'un filtre passe-bas (anti-souffle). Tandis que les niveaux musicaux plus forts seront restitués intégralement sans modification de la bande passante. Ce circuit est beaucoup plus logique qu'une coupure pure et simple des aigus.

PRINCIPE

La partie essentielle de ce système est constituée par un filtre modifiant sa pente suivant les mo-

Fréquence	2 kHz	4 kHz	8 kHz	10 kHz	20 kHz	32 kHz
Atténuation	3 dB	6 dB	12 dB	14 dB	20 dB	24 dB

Il peut s'utiliser avec toutes les sources : magnétophone, tournedisques, radio ainsi qu'avec un microphone (Fig. 1). Il s'adapte très facilement entre le préamplificateur et l'amplificateur.

ETUDE DE BASE DU REDUCTEUR DE BRUIT

Le bruit de fond est particulièrement gênant et audible lors des pianissimi ou des silences.

difications de niveau (Fig. 2). Etant donné que le son complexe des passages musicaux n'occupe statistiquement que la bande de 20 à 2 000 Hz, tandis que les harmoniques de très faibles niveaux occupent la bande supérieure, on choisira notre fréquence de pivotement à 2 kHz. L'asservissement de la pente d'atténuation se fera suivant la densité des signaux dont la fréquence est supérieure

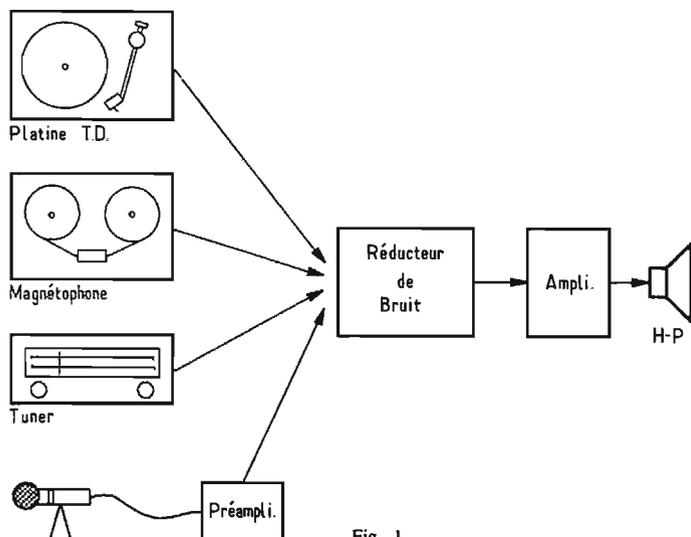


Fig. 1

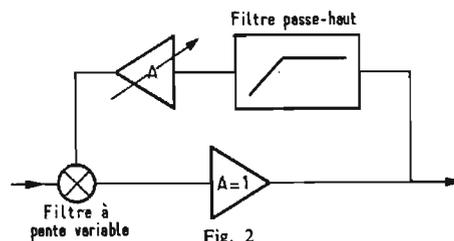


Fig. 2

à 800 Hz. Ainsi pour un signal dont la fréquence sera de l'ordre de 800 Hz, même si ses harmoniques sont très faibles, ils seront transmis intégralement. A fortiori un signal très riche, comme le piano ou le clavecin ne sera pas affecté par le dispositif. Les signaux transitoires, comme les attaques d'instruments seront bien rendus et la distorsion est négligeable.

Expérimentalement, le seuil de déclenchement se situe à -40 dB pour avoir une bonne qualité et une réduction de bruit appréciable. On pourra suivant la chaîne dont on dispose ou ses goûts personnels modifier la valeur du seuil jusqu'à l'effet désiré.

Comme le montre la figure 3, la pente du filtre s'adapte donc à la richesse d'harmoniques de l'information musicale.

DESCRIPTION DES CIRCUITS ET FONCTIONNEMENT

Commençons tout d'abord par le circuit d'asservissement. Il est

constitué par un étage préamplificateur. Un condensateur C_1 , de 10 μF sert de liaison entre la sortie du dispositif et l'entrée de l'asservissement. Les transistors Q_3 et Q_5 sont à liaison directe ce qui contribue à une bonne stabilité du point de fonctionnement en température. La polarisation de Q_6 se fait par l'intermédiaire de R_{16} . Les éléments C_9 , R_{19} et P permettent un réglage du gain très efficace. Sans contre-réaction le gain avoisine les 80 dB. On verra par la suite comment on pourra le réduire en débranchant le condensateur C_8 , si les signaux d'entrée sont trop importants. Le potentiomètre P de 10 k Ω sert à régler le taux de contre-réaction pour faire varier le seuil de déclenchement du filtre.

On attaque ensuite un filtre actif à coupure rapide (40 dB/octave) constitué par le transistor Q_4 qui ne laisse passer que les harmoniques musicaux. Comme Q_4 est monté en collecteur commun son impédance de sortie est très

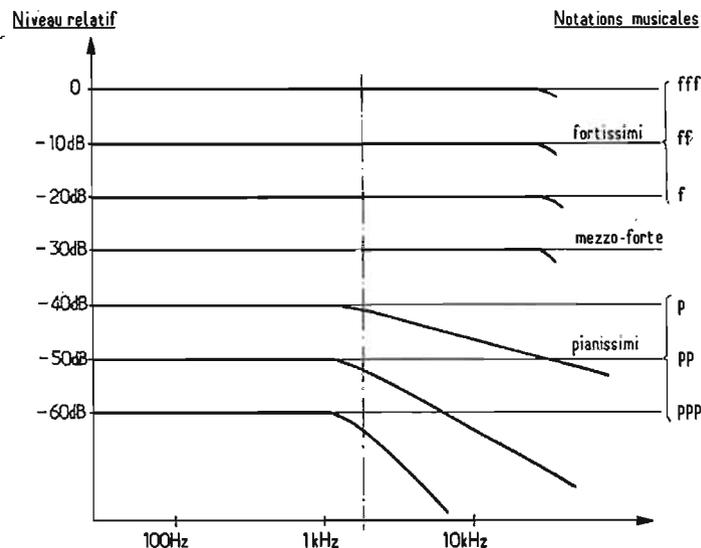


Fig. 3

faible, le détecteur de crête constitué par C_4, C_5, D_2, D_3 travaille donc dans de bonnes conditions. La tension redressée va être injectée sur Q_3 qui est utilisé comme amplificateur logarithmique. On aura ainsi la progressivité de la pente du filtre. La charge de C_3

est dépend du niveau relatif des harmoniques et sa différence de potentiel commande la mise en service du filtre dynamique par le transistor à effet de champ Q_2 . Quelques lecteurs s'étonneront du sens de D_1 par rapport au FET Q_2 mais ici on utilise le courant inverse de fuite de la diode pour commander le FET.

Le cœur du dispositif est constitué par Q_1 et Q_2 . L'étage comportant Q_1 a un gain unitaire puisque les charges d'émetteur et de collecteur sont égales à $2,2 \text{ k}\Omega$ et $47 \text{ k}\Omega$ en parallèle physiquement. Si on déséquilibre le pont R_6, R_5 il va y avoir une contre-réaction due à C_2 , le rapport R_6 sur R_5 détermine la pente du filtre. On va donc utiliser le FET Q_2 pour déséquilibrer le pont par la modification de la résistance drain-source. Ainsi suivant le niveau des harmoniques on réduit progressivement la bande passante c'est-à-dire le bruit de fond et le souffle lequel est particulièrement gênant lors des passages musicaux doux.

En court-circuitant X et Y on élimine l'action du réducteur de bruit.

CARACTERISTIQUES

- Gain BF = 1.
- Impédance d'entrée > 10 k Ω .
- Impédance de sortie doit être > 10 k Ω .

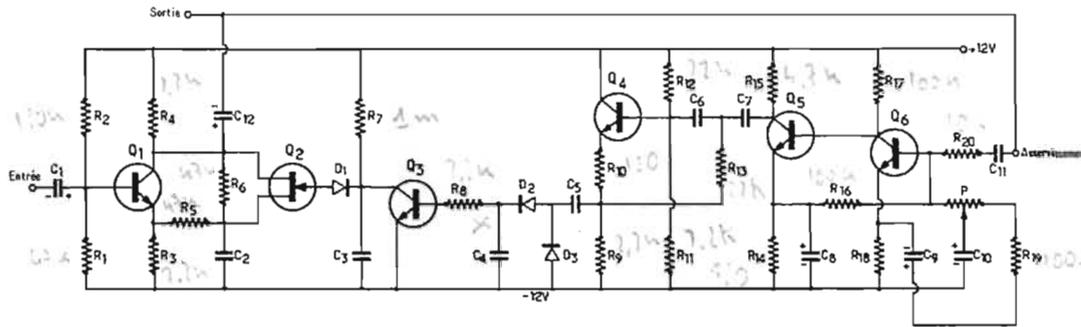


Fig. 4

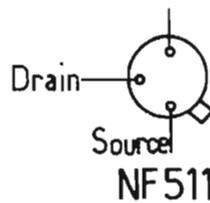
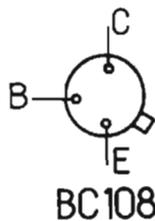
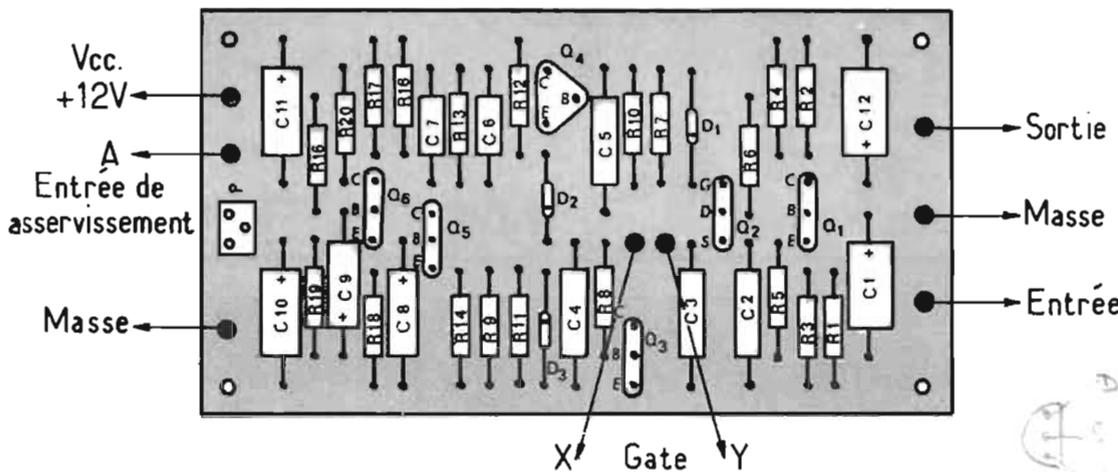
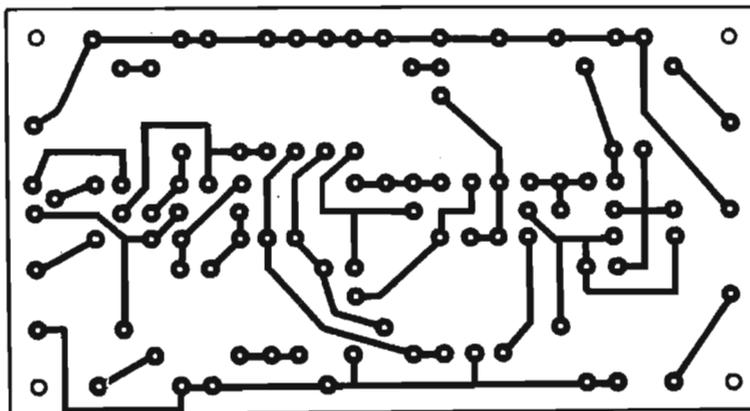
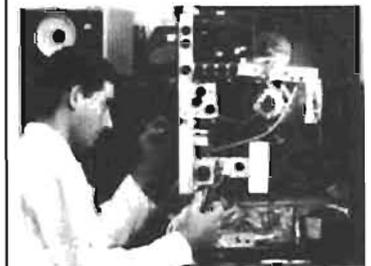


Fig. 5



MAITRISE DE L'ÉLECTRONIQUE



COURS PROGRESSIFS
PAR CORRESPONDANCE
**L'INSTITUT FRANCE
ÉLECTRONIQUE**
24, rue Jean-Mermoz - Paris (8^e)

FORME **l'élite** DES
RADIO-ÉLECTRONICIENS

MONTEUR • CHEF MONTEUR
SOUS-INGÉNIEUR • INGÉNIEUR
TRAVAUX PRATIQUES
**PRÉPARATION AUX
EXAMENS DE L'ÉTAT**

(FORMATION
THÉORIQUE)
PLACEMENT
Documentation **HRB**
sur demande

BON à découper, coller et retourner. Veuillez m'adresser sans engagement la documentation demandée (je tiens à m'inscrire pour l'année suivante).

DATE: _____ NOM: _____ ADRESSE: _____

HRB22
infra

AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT: Dessin Industriel, Aviation, Automobile

Amélioration du rapport signal/bruit voir tableau I.

Niveau d'entrée de 10 mV à 3 V.

Gain de la boucle d'asservissement 90 dB.

Fréquence de coupure 2 kHz à pente progressive.

Seuil de mise en service du filtre :

- réglable de 0 à - 80 dB pour $v_e = 500$ mV optimum,

- réglage optimum - 40 dB.

Tension d'alimentation + 12 V. Consommation 4,5 mA.

REALISATION PRATIQUE ET MISE AU POINT

Tous les composants sont disposés horizontalement sur la plaquette de circuit imprimé dont on peut calquer l'implantation (Fig. 5). La plaquette de 130 x 70 mm est à l'échelle 1.

Il est recommandé de souder les semi-conducteurs en dernier pour leur éviter un échauffement dangereux. Pour souder le FET et pour lui assurer une durée de vie normale il vaut mieux débrancher le fer à souder du secteur.

On reliera les picots sortie et entrée asservissement.

La mise au point est tout à fait superflue, lors de l'étude on a conçu le dispositif tel qu'il ne nécessite pas de réglage. De même, en ce qui concerne le niveau et les impédances, compte tenu de la diversité des caractéristiques des amplificateurs. Le gain étant de 1, il est possible d'insérer le réducteur de bruit dans la plupart des chaînes, à condition de respecter les valeurs des résistances d'entrée et de sortie, ce qui doit pouvoir se faire dans 99% des cas.

Si le niveau d'entrée est élevé on pourra avoir un réglage plus fin du seuil en déconnectant C_8 ce qui réduit le gain de l'asservissement.

INTEGRATION DU REDUCTEUR DANS LA CHAÎNE

Si l'on dispose d'une chaîne stéréophonique, il y a lieu de prévoir deux circuits pour les deux voies.

On obtiendra le meilleur résultat en la plaçant entre le préamplificateur et l'amplificateur ; certains amplis possèdent déjà ses sorties pour l'utilisation d'une chambre de réverbération ou d'un second amplificateur.

On peut aussi le placer juste avant le potentiomètre de volume.

Les amplificateurs récents disposent la plupart du temps d'une prise Monitoring pour magnétophone, il est alors facile de placer le réducteur de bruit à condition que les niveaux d'entrée et de sortie soient identiques.

Bien sûr ce n'est qu'un aperçu de mise en place de ce réducteur. Encore un petit conseil on pourra constater sa grande efficacité sur un bruit blanc par exemple le bruit de souffle d'un tuner entre les stations.

Les composants sont disponibles chez Radio-Prim.

P. LEGRIS.

NOMENCLATURE DES ELEMENTS

Q_1 : BC108
 Q_2 : NF511
 Q_3 : BC108
 Q_4 : BC108
 Q_5 : BC108C
 Q_6 : BC108

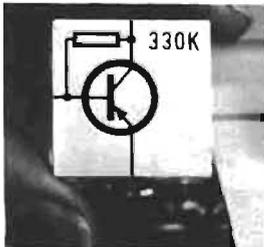
D_1 : OA85
 D_2 : OA85
 D_3 : OA85

R_1 : 47 k Ω
 R_2 : 130 k Ω
 R_3 : 2,2 k Ω
 R_4 : 2,2 k Ω
 R_5 : 47 k Ω
 R_6 : 47 k Ω
 R_7 : 1 M Ω
 R_8 : 2,2 k Ω
 R_9 : 2,2 k Ω
 R_{10} : 150 Ω
 R_{11} : 2,2 k Ω
 R_{12} : 22 k Ω
 R_{13} : 2,2 k Ω
 R_{14} : 820 Ω
 R_{15} : 4,7 k Ω
 R_{16} : 100 k Ω
 R_{17} : 100 k Ω
 R_{18} : 6,2 k Ω
 R_{19} : 100 Ω
 R_{20} : 10 k Ω

C_1 : 10 μ F/40 V
 C_2 : 47 nF/250 V
 C_3 : 47 nF/250 V
 C_4 : 100 nF/250 V
 C_5 : 100 nF/250 V
 C_6 : 22 nF/250 V
 C_7 : 22 nF/250 V
 C_8 : 10 μ F/40 V
 C_9 : 10 μ F/40 V
 C_{10} : 10 μ F/40 V
 C_{11} : 10 μ F/40 V
 C_{12} : 10 μ F/40 V

Résistances 1/2 W : 10 %

VOUS DEVEZ CONNAITRE les POSSIBILITÉS de l'ÉLECTRONIQUE



Conquêtes spatiales, ordinateurs, informatique, télévision, l'électronique est devenue partie intégrante de notre vie.

BRAUN

a créé le système **LECTRON** pour vous initier à l'électronique ou pour vous recycler. Le matériel **LECTRON** ne nécessite aucun outillage ni appareil de mesure. Les contacts sont assurés par des blocs magnétiques. Un appareil de mesure est livré avec chaque système. Présentation claire et didactique. Les programmes **LECTRON** s'adressent à :

L'ENSEIGNEMENT : Cours et TP des classes de 4^e aux Facultés, IUT, Grandes Ecoles, etc.

L'INDUSTRIE : Recyclage d'Ingénieurs, Electronique de base, automatisation, cybernétique, technique des ordinateurs.

Aux Amateurs désirant acquérir des connaissances sérieuses pouvant leur être utiles dans leur profession.

Documentation sur demande et vente directe :

SIEBER SCIENTIFIC S.A. 103, r. du M^{al} Oudinot, 54000 NANCY

AGENTS :

PARIS : ITECH, 57, rue Condorcet 75009

CLERMONT-FERRAND : P. GOUTEYRON - ZI COURNON

BREST : BELLION Electronique, 40, quai de l'Ouest

TOULON : DIMEL, avenue Claude-Farrère

TOULOUSE : SODIMEP, 8, rue Jean-Sauv

St-PRIEST-EN-JAREZ : FEUTRIER, rue des Trois Glorieuses

RAPY

INSTITUT D'ENSEIGNEMENT COMMERCIAL

ÉTABLISSEMENT D'ENSEIGNEMENT PRIVÉ
 144, BOULEVARD DE CHARONNE, PARIS-20^e
 Tél. : 748-46-09 - Métro : Alexandre-Dumas
 Renseignements à l'École de 15 à 19 heures

L'ÉLECTRONIQUE... ...VOTRE AVENIR



Sans connaissances au départ

Stages pratiques à l'École

Matériel chez soi

Un cadeau à nos élèves

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

Les diplômes d'Etat forment les bons techniciens

V - ELECTRONIQUE - Automatisation industrielle

VI - RADIO - TV - Électricité

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

Programmation - Analyse

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

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

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

NOM, Prénom.....

Adresse.....

Niveau d'études.....(Pas de démarchage) HP3

LES TEMPORISATEURS

TEMPORISATEUR LONGUE DUREE

LES temporisateurs classiques à résistance-capacité ne permettent pas d'obtenir de très longues durées de temporisation, on a alors recours à des dis-

positifs utilisant un bon nombre de semi conducteurs. La réalisation que nous vous proposons reste cependant très simple grâce à l'emploi d'un transistor à effet de champ très courant.

L'appareil comporte deux gammes de temporisation dont la plus courte correspond à une pré-

cision de $\pm 5\%$ et la plus longue $\pm 10\%$. La temporisation maximale du dispositif est ainsi de 14 minutes.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

Il est proposé figure 1. Comme on peut le constater, son extrême simplicité incite à entreprendre sa

réalisation. Le cœur du montage fait appel à un transistor à effet de champ 2N3819. La constante de temps du circuit est assurée par le condensateur C_1 associé aux résistances séries R_1 , R_2 et R_3 .

La résistance R_3 permet, elle, d'obtenir une temporisation minimum utilisable. La tension qui apparaît progressivement aux bornes de C_1 est appliquée par l'intermédiaire de R_6 à la porte du transistor à effet de champ. Comme chacun sait, ces transistors outre une impédance d'entrée excessivement importante, n'ont que de très faibles exigences en courant de l'ordre de 1 nA à la température ambiante. Dans ces conditions, ces exigences sont mineures vis-à-vis de la résistance de fuite du condensateur au tantale C_1 , si bien qu'une précision relativement importante peut être obtenue.

La tension continue augmente en concomitance avec celle de C_1 et on la retrouve grâce à T_1 aux extrémités du diviseur de tension formé par R_8 et R_4 . La tension aux bornes de R_8 se trouve alors appliquée par l'intermédiaire de R_9 à la gâchette du thyristor. Lorsque cette tension atteint l'ordre de 0,5 V, le thyristor entre en conduction et actionne la sonnerie.

Pour arrêter le retentissement de la sonnerie, il suffit de manœuvrer l'interrupteur S_1 qui permet de décharger à l'aide de R_4 et de R_5 , de faible valeur, le condensateur C_1 . Au moment de la décharge de ce dernier, une tension négative apparaissant aux extrémités de R_5 est acheminée via C_2 à la gâchette du thyristor qui se bloque.

La résistance variable R_8 permet ainsi de régler ou plus précisément d'ajuster la durée de temporisation la plus longue soit 14 ou 15 minutes. Par analogie, bien sûr R_1 variable sert à déterminer la temporisation la plus courte.

Le contacteur S_2 fait office de sélecteur de gammes, lorsqu'il est ouvert, la temporisation s'élève jusqu'à 15 minutes puisqu'une résistance R_3 est insérée dans le circuit RC; dans l'autre cas, la totalité du déplacement de R_2 peut correspondre à 2 minutes.

D'autre part, la valeur adéquate de R_3 est obtenue à l'aide de deux résistances de 10 M Ω placées en parallèle.

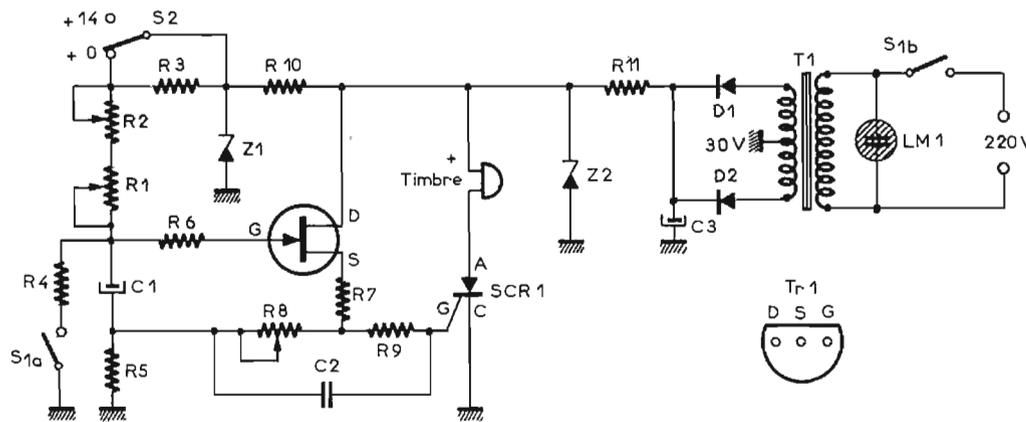


Fig. 1

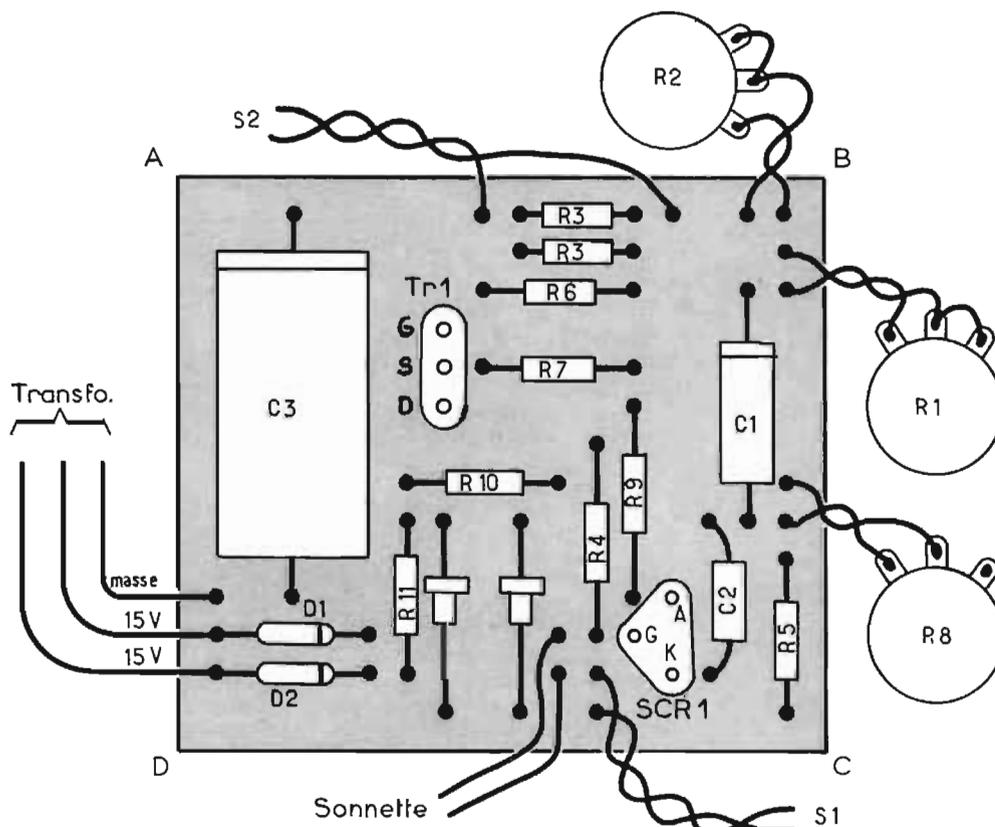


Fig. 2

CONTROLE ÉLECTRONIQUE DE TEMPS

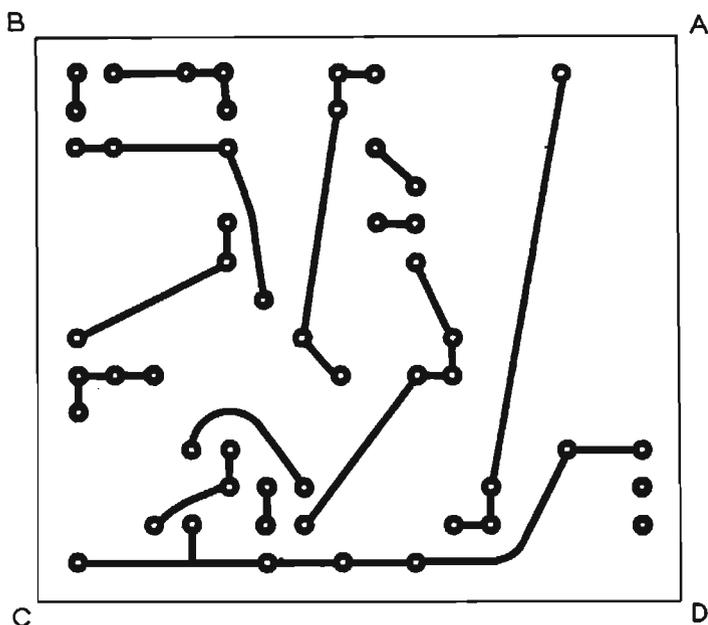


Fig. 3

L'ensemble du montage est alimenté par secteur. Pour ce faire, on utilise un transformateur de 220 V/2 x 15 V 300 mA. Afin d'assurer une bonne précision au temporisateur, il est nécessaire de soigner la stabilisation en tension.

Un redressement double alternance est prévu aux moyens de D_1 et D_2 suivies d'une capacité de filtrage C_3 . Une cellule de stabilisation $R_{11} - Z_2$ fixe la tension d'alimentation à 15 V pour la sonnerie et TR_1 . Une deuxième cellule de stabilisation R_{10}, Z_1 procure une tension rigoureuse de 10 V pour cette fois-ci, l'alimentation du circuit R.C de temporisation. Enfin, un voyant néon renseigne sur la mise en service du dispositif.

REALISATION PRATIQUE

Elle peut être menée à bien sur n'importe quel support de montage, toutefois l'emploi d'une plaquette perforée facilitera grandement la construction. Tous les composants peuvent donc trouver place sur une plaquette perforée à l'exception du transformateur d'alimentation et des deux contacteurs.

La figure 2 présente à cette fin, une disposition pratique des éléments tandis que la figure 3 représente les diverses liaisons à effectuer du côté opposé de la plaquette.

D'autre part, le transistor à effet de champ reste fragile, il convient par conséquent de prendre toutes les précautions nécessaires et surtout de faire attention au brochage de ce dernier qui peut différer suivant le constructeur. Toutes les résistances possèdent une tolérance de $\pm 5\%$.

Ensuite, il suffit de procéder à l'étalonnage de l'appareil à l'aide d'un chronomètre. En abaissant S_1, S_2 restant ouvert, on s'assure que la temporisation atteint au moins 16 minutes. Dans le cas contraire, il faut diminuer la valeur de R_8 . On vérifie alors la temporisation et l'on ajuste R_8 afin d'obtenir la précision. On place ensuite R_2 à sa valeur minimale et l'on ferme S_2 , et l'on contrôle la temporisation, si elle est inférieure à 2 minutes, on règle R_1 pour l'augmenter légèrement.

Il suffit alors d'établir diverses graduations en regard duquel se déplacera le bouton flèche placé sur R_2 .

LISTE DES COMPOSANTS

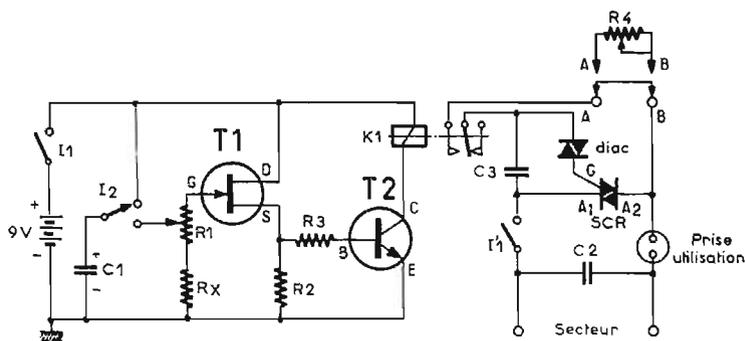
- R_1 = potentiomètre linéaire 1 M Ω
 - R_2 = potentiomètre linéaire 5 M Ω
 - R_3 = 2 résistances de 10 M Ω en parallèle
 - R_4 = 100 Ω 1/2 W
 - R_5 = 100 Ω 1/2 W
 - R_6 = 47 k Ω 1/2 W
 - R_7 = 15 k Ω 1/2 W
 - R_8 = potentiomètre bobine de 3 000 Ω
 - R_9 = 10 k Ω 1/2 W
 - R_{10} = 470 Ω 1/2 W
 - R_{11} = 220 Ω 1 W
 - C_1 = 220 à 250 μ F/15 V tantale
 - C_2 = 10 nF plaquette
 - C_3 = 500 à 750 μ F/25 V
 - Z_1 = Zener de 10 V/1,5 W, BZY95/C10
 - Z_2 = Zener de 15 V/1,5 W, BZY95/C15
 - D_1, D_2 = BY126, BY127
 - T_1 = 2N3819 (Texas Instruments)
 - ScR $_1$ = thyristor 1 A/50 à 100 V
 - Sonnerie = 12 V
- Bibliographie : Electronica n° 209

LES dispositifs électroniques de temporisation peuvent trouver leurs applications dans les usages domestiques parfois bien que leurs destinations primitives soient les applications industrielles. Ainsi, le contrôle électronique de temps que nous vous proposons permet de commuter de grandes puissances, autrement dit tous les appareils ménagers courants, grâce à l'emploi d'un triac et de ces éléments associés.

Un contrôle de régulation est par ailleurs possible moyennant l'adjonction d'un composant supplémentaire. On peut, par exemple, par l'intermédiaire de ce dispositif, mettre en fonctionnement sa chaîne haute-fidélité qui sera automatiquement débranchée du réseau de distribution une heure après son branchement.

La charge de la capacité s'effectue au moyen d'une clé ou d'un inverseur S_1 et d'une tension de 9 V, celle de l'alimentation générale. La constante de temps du circuit est rendue réglable par l'intermédiaire d'un potentiomètre R_1 associé à une résistance de garde R_x .

Le transistor à effet de champ T_1 est monté en « drain commun » ou « source asservie ». La tension de C_1 est donc appliquée à la porte « G » de T_1 , tandis que l'on retrouve dans le circuit « source » la résistance de charge R_2 . Afin de satisfaire aux conditions précitées le circuit « drain » est directement appliqué à la ligne positive d'alimentation. Le transistor T_1 constitue, ainsi monté, un adaptateur d'impédance.



LE SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe de ce dispositif est présenté figure 1. Afin d'obtenir une grande temporisation, l'emploi d'un transistor type effet de champ reste nécessaire, de ce fait, une faible capacité en l'occurrence 200 μ F suffit à procurer un contrôle de temps pouvant atteindre une heure.

Durant tout le temps de décharge de C_1 , le transistor T_1 permet de commander utilement le transistor T_2 dont la charge collecteur est essentiellement constituée par l'enroulement d'un relais électro-magnétique. La décharge très lente de C_1 autorise la fermeture du relais K_1 pendant un temps déterminé.

NOUVEAUTÉ



BOITIERS EN MATIERE SYNTHETIQUE POUR PETITS APPAREILLAGES ÉLECTRIQUES.

Boitiers plats en 2 parties d'exécution rectangulaire, belles formes modernes, utilisation universelle.

La face et l'arrière des boitiers sont adaptés à la fixation des disjoncteurs, bornes, entrées et sorties du câble, et autres composants liés à la partie fond du boitier.

Polystyrol 454 H résistant aux chocs et étanche .
 Nous possédons 4 sortes de boitiers et d'autres modèles sont en préparation dont un pupitre pour Haut-Parleur.

- I - 100 x 50 x 25
- II - 120 x 50 x 40
- III - 150 x 80 x 50
- IV - 188 x 110 x 60

Le contact travail du relais K_1 commande alors un autre dispositif de commutation de forte puissance à triac. Il s'agit d'un circuit très classique de contrôle de phase à l'aide d'un diac permettant éventuellement un contrôle de vitesse de moteur électrique ou d'intensité lumineuse (exceptés les lampes fluorescentes et les moteurs inductifs). Le déphasage est alors assuré par l'intermédiaire de C_3 et R_4 potentiomètre de 250 k Ω linéaire.

Suivant le « type » de triac utilisé, la puissance de commande peut atteindre 1 kW, puissance plus que suffisante pour les applications envisagées. Cette charge est évidemment placée en série avec le triac sur le réseau de distribution.

Enfin l'alimentation du contrôle de temporisation électronique s'effectue à l'aide d'une tension de 9 V procurée par deux piles de 4,5 V montées en série.

REALISATION PRATIQUE

Elle peut s'effectuer le plus simplement possible sur une petite plaque à cosses. Le montage peut alors se scinder en deux parties distinctes, le temporisateur et le circuit de commande secteur. On utilisera donc à cette fin deux plaquettes à cosses différentes montées à l'intérieur d'un petit chassis en forme de U sur la face avant

duquel on aura pris soin de ramener les deux commandes de potentiomètres R_1 et R_4 .

On choisira pour R_1 un potentiomètre de 10 M Ω linéaire si l'on désire une temporisation maximale de une heure. On adoptera pour R_x une valeur de l'ordre de 100 k Ω permettant d'assurer une temporisation minimale utilisable de trente secondes. Par ailleurs, l'emploi d'une capacité plus importante reste possible afin d'étendre les possibilités du dispositif.

B.F.

LISTE DES COMPOSANTS

(Radio Television Pratica n° 1187, Elementary Electronics)

- R_1 = Potentiomètre 5 à 10 M Ω linéaire.
- R_x = Environ 100 k Ω .
- R_2 = 2,7 k Ω .
- R_3 = 47 k Ω .
- R_4 = Potentiomètre 250 k Ω linéaire.
- C_1 = 200 μ F tantale 12 V.
- C_2 = 47 nF polyester 400 V.
- C_3 = 0,1 μ F polyester 400 V.
- K_1 = Relais 9 V de 100 à 2 500 Ω 1 RT.
- T_1 = Transistor à effet de champ 2N3819.
- T_2 = AC187 2N1711.
- SCR₁ et D₁ = Diac et triac 6 A/400 V.

OMNITRON

BOUTONS DE COMMANDE ODENWÄLDER KUNSTSTOFFWERK 6967 BUCHEN/ODW. ALLEM. FÉD.

pour :

- RADIO-TÉLÉVISION
- USAGE PROFESSIONNEL
- APPAREILS DE MESURE
- USAGE AMATEURS,
- POTENTIOMÈTRES A CURSEUR RECTILIGNE

vendus par :

des GROSSISTES-DISTRIBUTEURS
même en petites quantités.

Cherchons à élargir notre réseau de distribution, et demandons aux revendeurs et grossistes d'écrire au :

REPRESENTANT POUR LA FRANCE :

OMNITRON

31, rue Villebois-Mareuil
78-LE VÉSINET (Yvelines)
Tél. : 966-18-90 et 976-03-50

REPRÉSENTANT POUR 06-20-83-84 MONACO
S.M.D.

60, rue Dabray - 06-Nice

REPRÉSENTANT POUR 04-05-06-07-13-20-26-30-34-48-83 84-MONACO :

PROMO ÉLECTRONIQUE

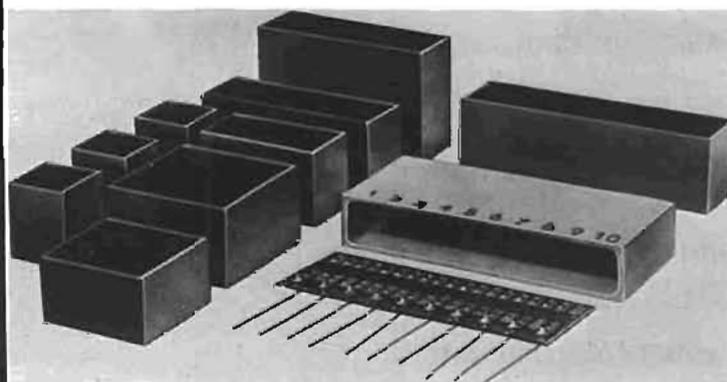
36, rue de Villeneuve - 13-Marseille-1^{er}

REPRESENTANT POUR LA BELGIQUE :

Firme Jean IVENS S.A.
27, rue du Val-Benoît
B-4000 Liège - Belgique

REPRÉSENTANT POUR LA SUISSE :

Firme JEAGER AG Bern
Elektronische Erzeugnisse
Nägeliquasse 13
CH-3001 Bern-Transit - Suisse



BOITIERS VIDES POUR MODULES EN MATIÈRE SYNTHÉTIQUE POUR Y COULER DES ENSEMBLES DE COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES.

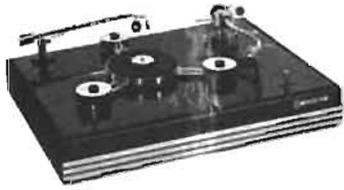
Avantages des boîtiers vides pour modules :

- Les ensembles de composants qui y sont coulés sont protégés des chocs, de l'humidité, et contre les influences chimiques.
- Grande adhérence des boîtiers et plaques de fond fabriqués en Dialllyl aux résines époxy, matière pour y couler les ensembles de composants.
- Les boîtiers et les plaques de fond sont fabriqués en Dialllyl et du type 31, quelques-uns des boîtiers se fabriquent également en ABS matière à injection. Ils correspondent aux spécifications militaires Mil-M-14 F, etc.
- Dimensions : de 12 x 12 x 15 jusqu'à 100 x 100 x 40. Environ 50 modèles de boîtiers et plaques de fond.
- Epaisseur des parois : de 0,8 à 1,5 mm.

NOUVEAUTÉS SCIENTELEC

LE lundi 24 juillet la direction de la Société Scientelec avait convié toute la presse technique à une visite de son usine de Mer et à la présentation de sa nouvelle gamme 73.

Voici avec leurs photographies et caractéristiques les nouveaux appareils présentés qui seront commercialisés très prochainement.



PLATINE SCIENTELEC

CARACTÉRISTIQUES MÉCANIQUES

Dimensions de l'appareil complet : 350 x 455 x 115 mm. Poids de l'appareil : 4,100 kg.

TABLE DE LECTURE

A deux vitesses : 33 1/3 et 45 tr/mn \pm 0,2%. Fluctuations mesurées inférieures à 0,15%. Rapport signal/bruit global : 42 dB. Rapport signal/bruit pondéré : 54 dB. Plateau amagnétique tripode à haute inertie. Entraînement par moteur flottant synchrone et courroie rectifiée. Suspension ultrasouple de l'ensemble de l'appareil. Bruits mécaniques : inaudibles et non mesurables. Alimentation : 110 à 230 V 50 Hz - 4 W.

BRAS DE LECTURE

Pivot vertical à micro-roulements à billes. Pivot horizontal à couteau en acier traité. Équilibrage vertical et horizontal par contre-poids excentré. Lève et pose-bras à piston freiné - Ajustage en hauteur : 2 mm. Réglage de hauteur de bras : 8 mm. Réglage de distance pointe-pivot : 4 mm. Réglage de force d'appui à lecture directe de 0 à 3 g (résolution : 0,25 g). Tête aisément retournable et démontable. Lisibilité latérale sans distorsion > 80°. Lisibilité verticale sans distorsion > 40°. Erreur de piste sur spire terminale 33 1/3 : 0°. Distorsion H2 maximale 0,2%. La tête peut s'adapter à toutes les cellules haute fidélité du marché.

Page 230 - N° 1370



AMPLIFICATEUR SCIENTELEC MACH CARACTÉRISTIQUES MÉCANIQUES

Amplificateur stéréo à transistors au silicium, présenté en deux versions d'aspect et de caractéristiques identiques mais de puissances différentes (2 x 25 W et 2 x 40 W).

Coffret métal 454 x 306 x 120 mm. Face avant en profilé massif décor noir et alu, deux claviers à touches, six potentiomètres à déplacement linéaire, deux prises casque, deux indicateurs de niveau de sortie. Poids : 9 kg environ.

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES

Cinq entrées de modulation : radio, P.U. (magnétique), microphone, auxiliaire, magnéto (monitoring). Sorties pour deux paires de haut-parleurs commutables à l'avant. Sorties pour deux casques stéréo (sur face avant). Secteur 110-130 ou 220-240 V. Quatre fusibles : un fusible secteur, un fusible d'alimentation, un fusible par sortie de haut-parleur.

Caractéristiques des sorties : 2 x 25 W ou 2 x 40 W (selon version) sur charge 4 ohms, impédance de 4 ohms à l'infini ; 4 ohms par haut-parleur est un minimum pour le cas où une seule paire de haut-parleurs est raccordée ; 8 ohms par haut-parleur est un minimum pour le cas où deux paires de haut-parleurs sont raccordées.

Organes de contrôle : Ils sont commandés par potentiomètres à déplacement linéaire : le volume (1 par canal) ; les graves (\pm 14 dB à 20 Hz) ; les aigus (\pm 17 dB à 20 kHz).

Les autres commandes sont faites par touches-poussoirs : la sélection des entrées, le monitoring, mono/stéréo, filtre coupe bas, filtre coupe haut, filtre physiologique (action variable en fonction du volume), la commutation des sorties.

TUNER FM

Le bloc décrit ci-dessous équipe la chaîne « Espace », la chaîne

Scientelec, la chaîne Gego ainsi que les amplis-tuners Scientelec et Gego.



TÊTE HF

Entrée 75/300 ohms. Sensibilité 1 μ V pour 24 dB S/B. Quatre transistors dont trois FET. CAF amplifiée. Accord de 4 circuits par diodes Varicap. Sélectivité 500 kHz à 6 dB. Trois touches préréglées et une gamme continue de 86 à 108 MHz. Oscillateur séparé. Mélangeur non soumis à la CAG. Quatre circuits VHF imprimés sur cuivre doré.



AMPLIFICATEUR FI

Entrée à basse impédance. Fréquence d'accord 10,7 MHz. Tous bobinages imprimés cuivre doré. Quatre étages amplificateurs. Discriminateur incorporé, sorties BF, CAF, CAG (deux étages contrôlés). Indicateur d'accord à aiguille. Bande passante FI 350 kHz. Excursion linéaire du discriminateur. Correction de détection FI réduisant les risques d'intermodulation.

DÉCODEUR STÉRÉOPHONIQUE

Circuits d'accord RC sans bobinage 19 et 30 kHz. Détection synchrone. Distorsion inférieure à 0,5%. Diaphonie 30 dB. Compatibilité mono-stéréo assurée.

CIRCUITS AUXILIAIRES

Quatre émissions préréglées et un accord couvrant la bande FM.

Une touche de mise en service d'accord silencieux (Squelch). Une touche mono-stéréo d'élimination du décodeur. Une touche de mise en service du CAF amplifié. Une touche optionnelle de lecture du champ reçu. Préamplificateurs-adaptateurs de sorties BF : 400 mV.

CHAÎNE « ESPACE »

PLATINE « ESPACE »

Présentée en coque ABS blanche. Caractéristiques : voir platine Scientelec.

AMPLIFICATEUR « ESPACE »

Caractéristiques mécaniques

Amplificateur stéréo à transistors au silicium de 2 x 40 W présenté dans un coffret en plastique ABS blanc, la face avant étant en altuglas noir. Dimensions : 488 x 380 x 138 mm. Poids : 9 kg environ.

Caractéristiques électriques

Identiques à l'amplificateur Scientelec 2 x 40 W.

TUNER « ESPACE »

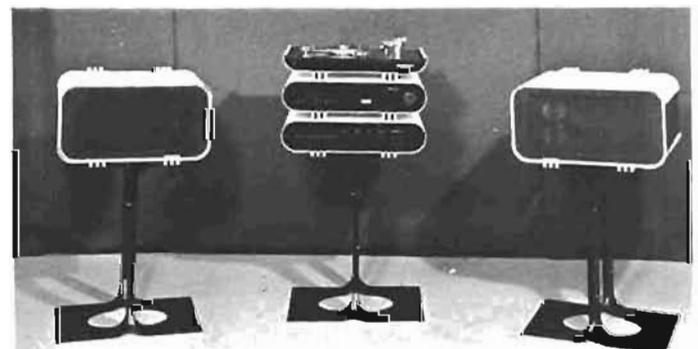
Présenté en coque ABS blanche. Caractéristiques : voir tuner Scientelec.

ENCEINTES « ESPACE »

Enceintes acoustiques à rayonnement horizontal couvrant 180°, spécialement étudiées pour la chaîne « Espace ».

Équipement : 1 haut-parleur de 20 cm, 1 tweeter de 8 cm, 1 filtre à 2 voies. Fréquence de raccordement : 2 500 Hz. Puissance nominale : 40 W. Puissance de crête : 50 W. Bande passante : 45 à 20 000 Hz. Volume utile : 21 litres. Impédance : 4 ohms.

Présentation en coques plastiques ABS blanches, livrables avec piétement de 55 cm en acier noir satiné.



ALIMENTATION CIRCD

$\pm 15\text{ V } 1\text{ A}$ et $5\text{ V } 3\text{ A}$

L'ALIMENTATION de laboratoire que nous vous présentons a été étudiée et mise au point par les Ets R.D. Electronique de Toulouse et elle s'adresse tout particulièrement à ceux qui utilisent souvent des circuits intégrés soit logiques, soit linéaires.

potentiomètres ajustables du type 10 tours dont dépend la stabilité dans le temps de cette alimentation stabilisée. Un transformateur largement dimensionné alimente l'ensemble.

Le premier module dénommé AL53 fournit une tension de 5 V sous 3 A, il est équipé d'un circuit

le rôle de radiateur pour l'ensemble de l'alimentation.

Un pont ITT redresse le courant fourni par le transformateur et un condensateur de $5000\ \mu\text{F}$ filtre énergiquement la tension redressée. Un potentiomètre 10 tours (P_1) permet de régler la tension avec précision une fois pour toutes.

La deuxième alimentation délivre la tension négative de $-15\text{ V } 1\text{ A}$; elle est équipée du circuit LM304 spécialement étudié pour fournir des tensions négatives. Sur ce module, les deux alimentations sont pourvues d'un redresseur indépendant du type ITT (B40 C2200) fournissant une tension redressée et filtrée par des condensateurs de $2500\ \mu\text{F}$. Là aussi, nous trouvons des potentiomètres 10 tours qui permettent d'ajuster avec précision la tension de sortie.

Les deux transistors de puissance de ce module (2N3055) sont également fixés sur le radiateur commun à l'arrière du boîtier. Sur la face avant du coffret on trouve vers le haut un interrupteur de mise en marche, un fusible et 3 voyants qui indiquent le bon fonctionnement des 3 alimentations. Vers le bas, deux douilles standard de 4 mm permettent le branchement de l'alimentation 5 V et 4 autres douilles identiques permettent l'utilisation du plus et moins 15 V. On remarquera que le négatif de l'alimentation plus 15 et le positif de l'alimentation moins 15 V sont communs.

Nous terminerons cette description en signalant la sécurité totale d'emploi de cet appareil sérieux qui permet en particulier des court-circuits de longue durée sans dommage aucun.

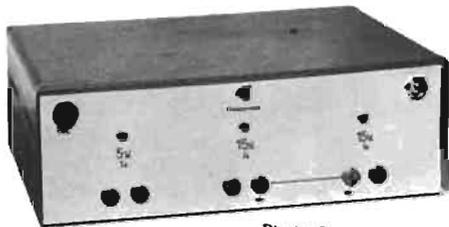


Photo a

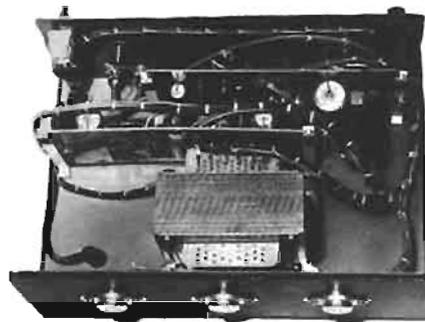


Photo b

Les utilisateurs de ce type de composant savent combien il simplifie leurs montages car le nombre d'éléments intégrés permet de réaliser simplement des ensembles qui auraient demandé un nombre imposant de composants discrets.

Les circuits intégrés linéaires fonctionnent dans leur grande majorité avec deux alimentations ($+15$ et -15) et les circuits intégrés logiques de la série TTL demandent quant à eux une alimentation unique de 5 V, aussi lorsqu'on utilise ces 2 types de circuits intégrés, trois alimentations différentes deviennent alors indispensables ce qui n'est pas toujours possible dans les laboratoires de moyenne importance.

L'alimentation Cird a été pensée et réalisée pour faciliter l'emploi des C.I.; elle permet à elle seule de fournir les 3 tensions nécessaires aux montages à circuits intégrés avec une stabilité de 10^{-3} , largement suffisante dans la majorité des cas.

Comme toutes les réalisations de la firme, cet appareil peut être vendu soit en kit, soit en modules précablés, soit enfin tout monté, prêt à l'emploi.

DESCRIPTION DE L'ENSEMBLE

Un solide coffret en acier émaillé au four renferme 2 modules câblés sur circuits imprimés en époxy avec des composants professionnels et nous citerons au passage, les

intégrés du type LM305 de chez N.S. et ce composant dont la diffusion augmente rapidement est le responsable des excellentes performances de cet ensemble, il remplit à lui seul le rôle de référence, d'appréciateur et de disjoncteur en cas de surintensité.

Le LM305 attaque la base de T_3 qui à son tour attaque un ensemble T_2-T_1 monté en Darlington. T_1 est un transistor de puissance, il se trouve à l'extérieur du coffret, sur l'arrière, équipé d'une épaisse plaque d'aluminium noirçie, jouant

Toutes les précautions ont été prises pour diminuer au maximum la résistance interne, c'est ainsi que la référence fournie par P_1 est directement branchée aux bornes d'utilisation (R_7 sur le schéma d'implantation).

Le deuxième module (AL ± 15) comporte deux alimentations distinctes: la première est pratiquement identique à la précédente mais elle comporte un transistor de moins car l'intensité qu'elle fournit (1 A) est inférieure à celle du module AL53.

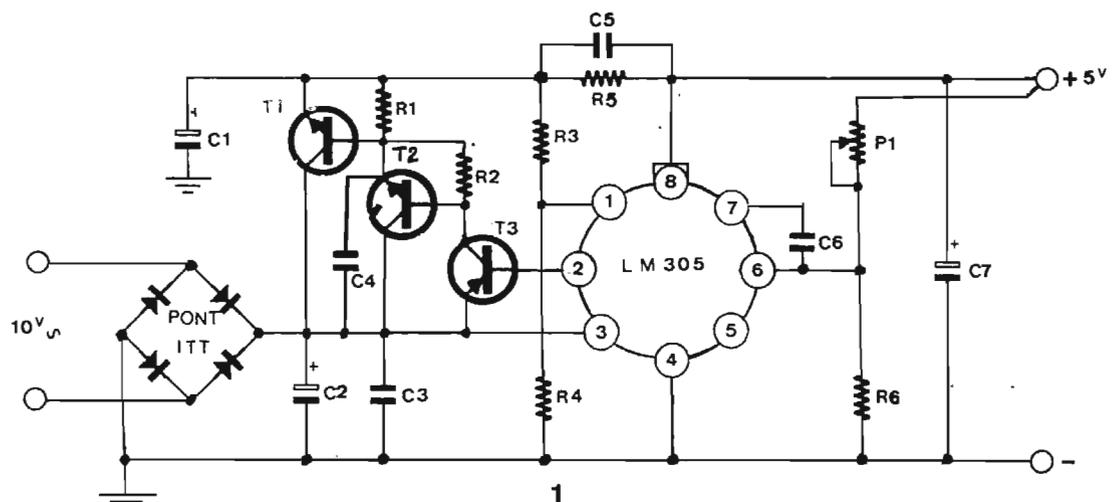


Fig. 1

MONTAGE DE L'ENSEMBLE

On commencera par fixer la plaque-radiateur à l'arrière du coffret sans oublier d'intercaler les rondelles de mica sous les transistors 2N3055 ainsi que les entretoises isolantes sur les vis de fixation. Ce montage terminé, un contrôle à l'ohmmètre est indispensable pour s'assurer que les 3 transistors 2N3055 sont bien isolés de la plaque. Un mauvais isolement pourrait perturber gravement le fonctionnement de l'ensemble.

Placer les 4 pieds sur le coffret et les fixer à l'aide des bagues plastiques que l'on fera pénétrer à force. Mettre en place le transformateur d'alimentation (photo b) puis fixer sur la face avant, la plaque auto-collante en « scotch-cal » (opération très délicate). A l'aide d'un outil pointu et tranchant découper toutes les ouvertures de la face avant et fixer les différents accessoires en se basant sur la photo a.

CABLAGE DES MODULES

Les schémas des 2 modules sont donnés par les figures 1, 2 et 3, quant aux figures 4 et 5, elles serviront de référence pour l'implantation des composants. Un câblage soigné est indispensable et on veillera à bien positionner les différents éléments surtout les condensateurs électrochimiques et les circuits intégrés LM305 et LM304. Il ne

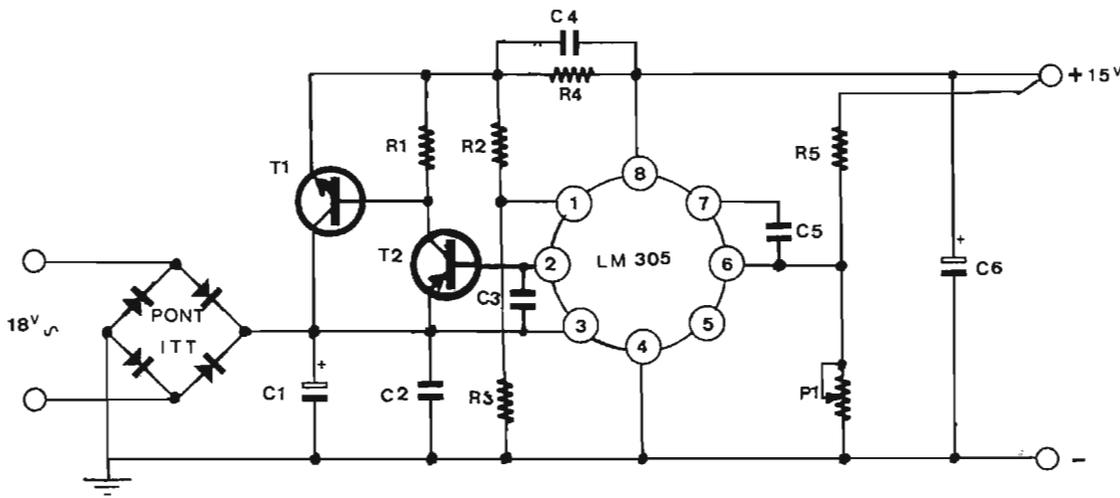


Fig. 2

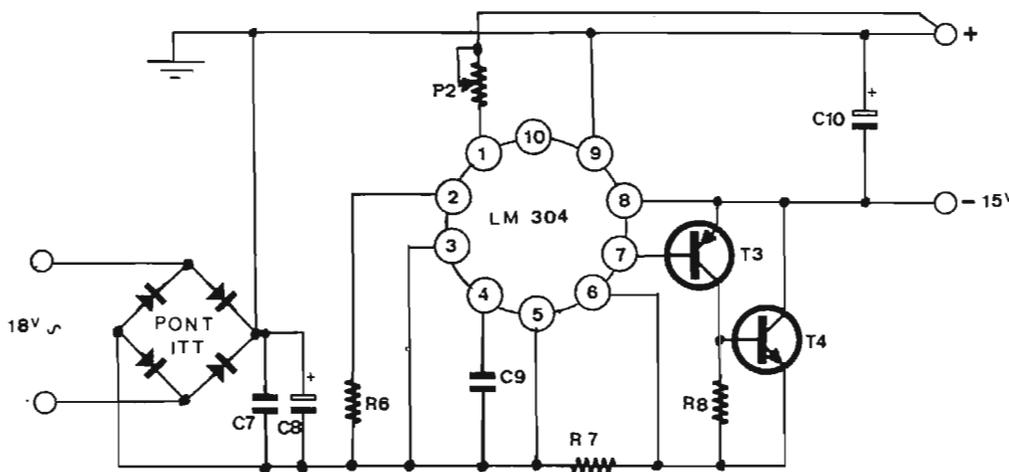


Fig. 3

Photo c

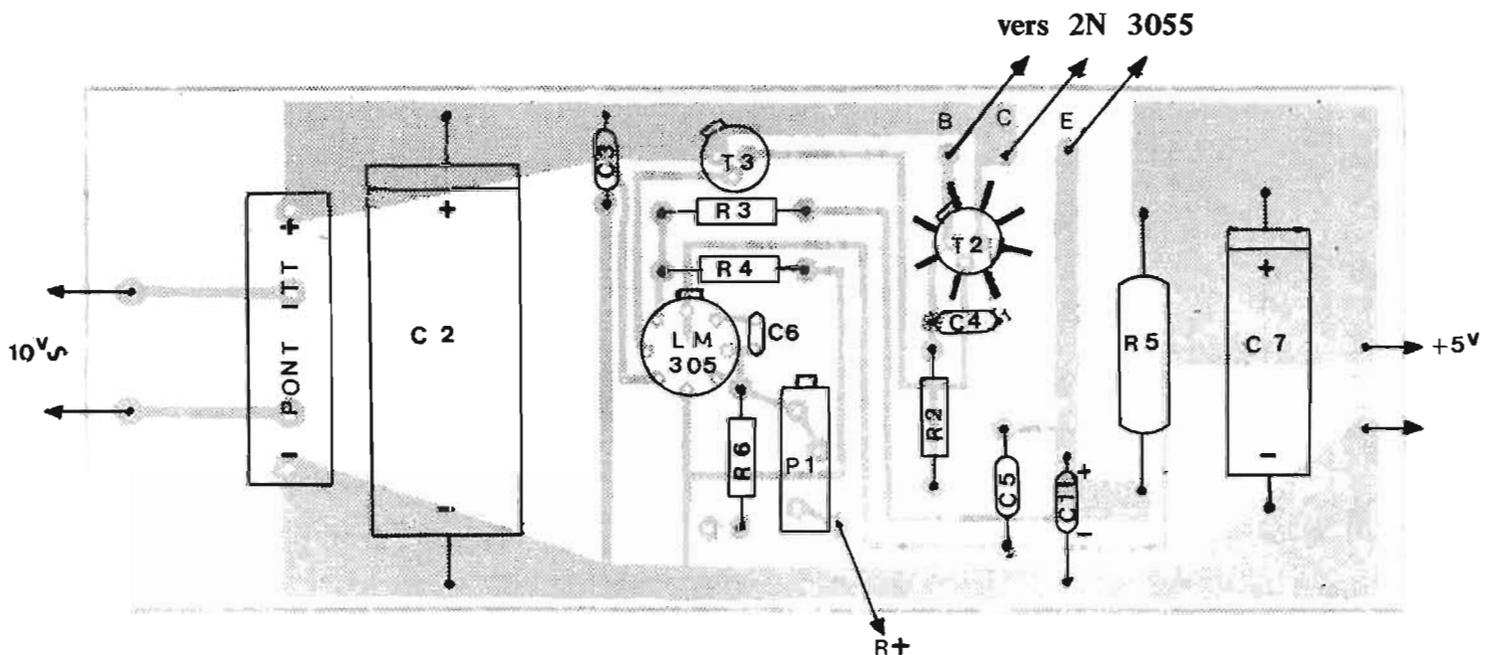


Fig. 4

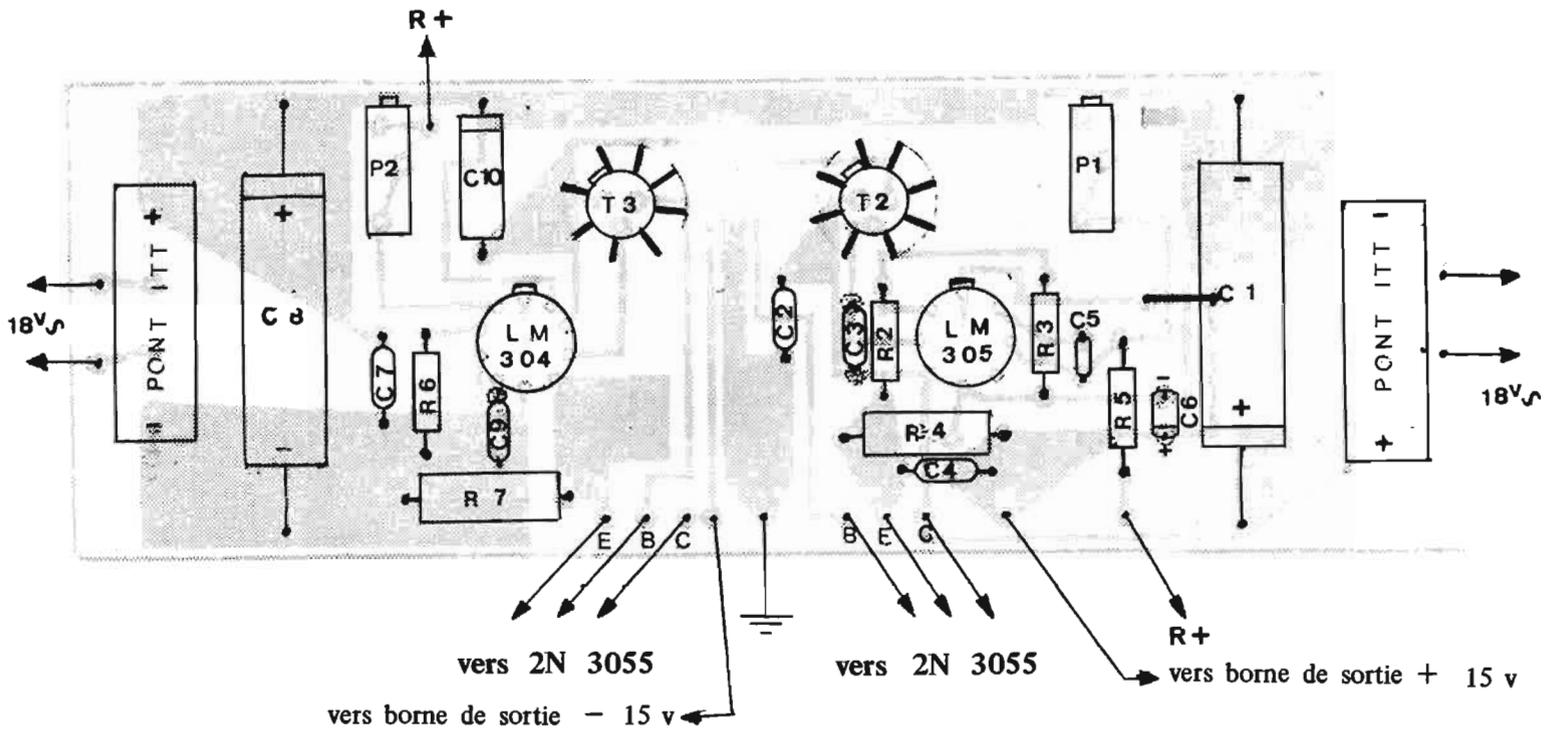


Fig. 5



Photo d

faudra pas oublier non plus de fixer les radiateurs sur les transistors ainsi que celui qui est prévu sur le pont ITT du module AL53 (photos c et d). Ces 2 modules seront fixés sur le châssis à l'aide de glissières en plastique livrées dans le kit (photo b).

En se référant à la figure 4 on câblera l'entrée 10 V alternatifs sur le module AL53 puis on branchera la sortie 5 V aux douilles d'utilisation. Le point R+ viendra également se brancher à la douille positive (rouge). Les 3 départs marqués BCE seront à souder sur un des transistors fixés à l'arrière du boîtier et les 3 fils vont respectivement à la base, au collecteur et à l'émetteur du 2N3055; on soudera également R₁ entre base et émetteur de ce transistor.

En se référant à la figure 5 on câblera de la même façon la partie + 15 V du module AL ± 15 et là aussi, on n'oubliera pas de souder R₁ entre base et émetteur du transistor de puissance. Comme précédemment le point R+ sera branché sur la douille positive + 15 V.

La partie - 15 V ne présente pas plus de difficultés que les deux autres et ici aussi il faudra relier le point R+ (référence) à la douille positive de la sortie - 15

et ne pas oublier R₈ entre base et émetteur du 2N3055.

Le fil secteur sera introduit pardessous l'appareil (photo b) et branché au primaire du transfo en passant par le fusible et l'interrupteur général.

Nous pensons qu'un frettage améliorera considérablement la présentation de cette alimentation, lui donnant un aspect professionnel qu'elle mérite bien, disons-le en passant.

CONCLUSION

L'alimentation CIRDC peut trouver sa place dans tous les laboratoires d'électronique, de recherches et surtout dans l'enseignement où son prix de revient relativement modeste en fonction de ses caractéristiques ne risque pas de grever lourdement le budget des établissements scolaires.

C. DIFIORE.

LISTE DES COMPOSANTS

AL53

- R₁ = 68 Ω.
- R₂ = 68 Ω.
- R₃ = 47 Ω.
- R₄ = 150 Ω.
- R₅ = 0,2 Ω.
- R₆ = 2,37 K (couche métallique).

- P₁ = 10 tours - 4,7 K.
- C₁ = 15 μF 15 V.
- C₂ = 5 000 μF 15/18 V.
- C₃ = 50 000 pF.
- C₄ = 80 000 pF.
- C₅ = 50 000 pF.
- C₆ = 68 pF.
- C₇ = 500 μF 15/18 V.
- T₁ = 2N3055.
- T₂ = 2N1893.
- T₃ = 2N2905.
- Pont ITT B40C3200/5000.
- C.I. LM305NS.

LISTE DES COMPOSANTS

AL ± 15

- R₁ = 68 Ω.
- R₂ = 27 Ω.
- R₃ = 560 Ω.
- R₄ = 0,7 Ω bobinée 5 W.
- R₅ = 17,4 kΩ (couche métallique).
- R₆ = 2,21 kΩ (couche métallique).
- R₇ = 0,47 Ω 5 W bobinée.
- R₈ = 68 Ω.
- P₁ = 4,7 K (10 tours).
- P₂ = 10 K (10 tours).
- C₁ = 2 500 μF 25/30 V.
- C₂ = 50 000 pF.
- C₃ = 47 000 pF.
- C₄ = 47 000 pF.
- C₅ = 68 pF.
- C₆ = 15 μF 25 V.
- C₇ = 50 000 pF.
- C₈ = 2 500 μF 25/30 V.
- C₉ = 47 000 pF.
- C₁₀ = 12 μF 25 V.
- T₁ = 2N3055.
- T₂ = 2N2905.
- T₃ = 2N2905.
- T₄ = 2N3055.
- Pont ITT B40C3200/2200.
- C.I. LM304NS.
- C.I. LM305NS.

REVENDEURS

La saison s'avance et, en raison de votre grand nombre, nos représentants n'ont pu vous présenter à temps notre nouvel amplificateur.

Si vous désirez devenir distributeur agréé du tout nouveau matériel HI-FI V.D.E., envoyez-nous simplement votre carte professionnelle, nous vous ferons connaître par retour du courrier les conditions (très intéressantes d'ailleurs!) que nous pouvons vous accorder.

Le matériel V.D.E. qui n'est disponible en France que depuis septembre, est un matériel de grande classe, qui allie des qualités grand public (prix-présentation-caractéristiques) et des qualités techniques remarquables (conception permettant l'échange standard composants TOUS disponibles en France). Il est l'amplificateur présentant le meilleur rapport qualité/prix.

V.D.E. LAGARDÈRE, 32310 VALENCE-SUR-BAISE

CONSTRUISEZ-LES VOUS-MÊMES

NOUVELLE FORMULE EN « KIT »
LIVRES AVEC PLAN DE CABLAGE échelle 1/1
Schéma de principe et mode d'emploi
Nos appareils TRANSISTORISÉS sont livrés en SOUS-ENSEMBLES PRECABLES

2 NOUVEAUX OSCILLOSCOPES TOUT TRANSISTORS, CIRCUITS INTEGRÉS



MK 001. Du continu à 2 MHz. Atténuateur étalonné, compensé de 5 mV à 10 V. BT de 10 Hz à 200 kHz.
PRIX EN KIT 733,00



MK 002. Du continu à 5 MHz. Atténuateur étalonné, compensé de 5 mV à 10 V. BT de 50 milli/sec. à 0,1 micro/sec. **PRIX EN KIT 930,00**

OSCILLOSCOPE ME 114 SPECIAL DEPANNEUR TELE



• Tout transistors circuit intégré • Avec synchro TV ligne et image.
• BP : 8 MHz. Sensibilité 5 mV division • Atténuateur étalonné • BT déclenchée de 5 secondes à 1 microseconde • Tube rectangulaire 5 x 7 • Poids 5 kg.
PRIX EN KIT T.T.C. 1 700,00

OSCILLOSCOPE ME 113



TOUT TRANSISTORS CIRCUITS INTEGRÉS

BP de 0 à 8 MHz - Atténuateur étalonné - SENSIBILITE 5 MILLIVOLTS DIVISION.
BT déclenchée de 5 secondes à 1 microseconde.
PRIX EN KIT T.T.C. 1 350,00

ME 106

De 10 Hz à 1,2 MHz. BT : 10 Hz à 120 K.
KIT T.T.C. 520 F



ME 108

De 10 Hz à 2 MHz. BT : de 10 Hz à 120 K.
PRIX EN KIT : T.T.C. .. 580 F

• MINI-MIRE 825-619 • TV NOIR ET COULEUR

Convergences - Géométrie - Pureté



Sortie UHF 10 canaux centrés sur le canal 35.

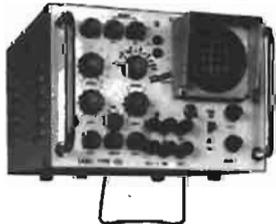
Consommation : 270 mW. Allim. : 6 piles 1,5 V.
Équipement : 28 transistors - 10 diodes.
Dim. : 155x105x65 mm. Poids 800 g.
EN ORDRE DE MARCHÉ, T.T.C. 977,00

GENERATEUR BF ME 117



A transistors.
Signaux Sinus de 10 Hz à 200 kHz.
Signaux carrés de 10 Hz à 200 kHz.
KIT T.T.C. 415 F

BI-COURBE ME 102



de 10 Hz à 4 MHz • BT 10 Hz à 300 K
PRIX EN KIT T.T.C. 798,00

BI-COURBE ME 115



TOUT TRANSISTORS CIRCUITS INTEGRÉS
BP de 0 à 10 MHz sur chaque voie.
BT déclenchée de 5 sec. à 1 microseconde. Tube 13 cm.
PRIX EN KIT T.T.C. 2 200 F
Modèle mono-courbe
EN KIT T.T.C. 1 900 F

— TOUS NOS APPAREILS SONT LIVRABLES EN ORDRE DE MARCHÉ.
— ASSISTANCE TECHNIQUE ASSURÉE • FRAIS D'ENVOI EN SUS.
— DOCUMENTATION GENERALE TECHNIQUE GRATUITE SUR DEMANDE.

Mobel

35, rue d'Alsace
PARIS-10^e
Tél. : 607.88.25 - 83.21
Métro : Gares Est et Nord

CREDIT

PARKING

ELECTRONIQUE
Fermé DIMANCHE et LUNDI MATIN - Ouvert de 9 h à 12 h et de 14 h à 19 h

L'INTERPHONE SECTEUR ACADEMY

LES interphones secteur présentent de multiples avantages compte tenu de leur souplesse d'utilisation. Ils ne nécessitent pas en effet l'établissement préalable d'un réseau d'interconnexion comme c'est le cas des interphones conventionnels. Leur principe de fonctionnement consiste donc à utiliser les fils secteur pour la transmission de la parole d'un poste à un autre. Les interphones secteur constituent alors une solution élégante pour l'établissement de liaisons téléphoniques intérieures.

ministration des Postes et Télécommunications ayant le monopole de tous les types de transmissions nous précisons que les liaisons d'un interphone secteur avec un autre poste ne doivent pas dépasser les limites d'une même propriété.

L'interphone Academy se présente sous la forme d'un boîtier aux dimensions réduites et de présentation très soignée comme le laisse entrevoir la figure 1. Les communications entre les divers postes s'effectuent à l'aide des trois touches principales TALK, LOCK et CALL. Le potenti-



Fig. 1

L'INTERPHONE ACADEMY

L'évolution grandissante de la technique parallèle à la miniaturisation des composants, permet de réaliser des interphones secteur tels que le modèle Academy aux caractéristiques fort intéressantes. Ainsi la portée de ces appareils atteint facilement plusieurs centaines de mètres à condition qu'il s'agisse bien sûr d'un même réseau de distribution intérieure. Les conditions de leur emploi se résument au branchement de deux cordons secteur sur un réseau à 220 V.

Que ce soit dans les limites d'installations industrielles, d'exploitations agricoles, d'entrepôts ou de propriétés privées, que les bâtiments soient implantés à des distances variables la liaison reste toujours possible. Cependant l'ad-

mètre situé sur la partie gauche du boîtier sert à la mise en service et au réglage du niveau d'écoute. Un haut-parleur de large dimension autorise une écoute très confortable ainsi qu'une sensibilité particulièrement intéressante puisque à l'émission le haut-parleur fait office de micro.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

Il fait l'objet de la figure 2. Chaque appareil est donc doté d'un amplificateur et d'un module de principe peut se scinder en deux parties ou fonctions distinctes: les circuits et étages destinés à la production des signaux HF (Q₃ et Q₄) et les étages d'amplification (Q₁ et Q₂).

Puisqu'il s'agit d'un principe de liaison par courant porteur, des signaux HF d'une fréquence d'environ 140 kHz sont engendrés par un classique étage oscillateur Q_3 . On remarquera par ailleurs que cet oscillateur n'est alimenté qu'en position émission (S_{2-4}) et que par conséquent le schéma de principe correspond à la position réception.

Ces signaux HF sont ensuite et au moyen du transformateur L_2 appliqués à un étage « tampon » destiné à procurer une stabilité en fréquence plus que suffisante, il s'agit du transistor Q_4 . On comprend aisément que compte tenu du niveau des signaux HF les liaisons peuvent s'effectuer sur des distances relativement importantes.

La modulation en amplitude de ces signaux est obtenue d'une manière particulièrement simple puisque l'alimentation collecteur de Q_3 chargée par L_1 s'effectue par l'intermédiaire de l'enroulement primaire du transformateur BF de sortie T_1 jouant le rôle de bobine d'arrêt HF.

Quant au transistor Q_1 il constitue l'étage préamplificateur à émetteur commun. En position « émission » le haut-parleur utilisé comme microphone est appliqué au circuit de base tandis que le transformateur de couplage T_1 attaque lui-même la base de l'étage modulateur Q_2 .

En position « réception » la porteuse HF, prélevée sur les fils secteur aux moyens des capacités C_{15} et C_{16} , est appliquée à un filtre passe-bande, en l'occurrence les bobinages L_1 et L_3 . L'opération de détection est alors confiée à la diode D_1 OA90. Les signaux BF apparaissent aux bornes du potentiomètre de réglage du niveau d'écoute.

Pour une meilleure utilisation, voire même un branchement 24 heures sur 24 une alimentation interne est prévue à l'aide d'un transformateur miniature suivi d'un pont redresseur et d'un filtrage à l'aide d'une cellule en π .

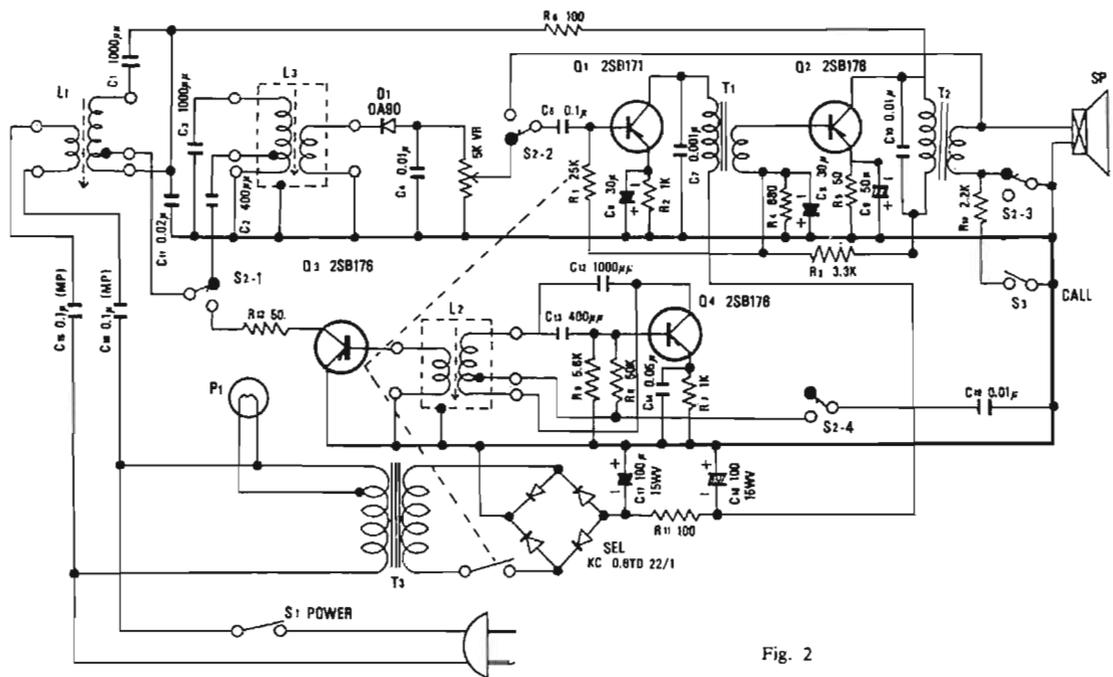


Fig. 2

UTILISATION

Il suffit de brancher l'appareil sur une prise de courant dont la tension est de 220 V et de mettre l'appareil en circuit en tournant le potentiomètre de volume comme pour un récepteur ordinaire, un voyant s'allume et indique que l'appareil est prêt à fonctionner.

Pour appeler le correspondant on enfonce la touche CALL située à l'extrémité droite de l'appareil, ce qui a pour but d'émettre, alors un sifflement caractéristique qui l'invite à se porter près de l'interphone.

Pour parler il faut appuyer sur la touche TALK, la relâcher pour écouter.

Quant à la touche bleue LOCK dotée d'un verrouillage, elle est destinée à maintenir l'appareil en position parole ou émission. Ce dispositif reste très intéressant pour la surveillance auditive à distance d'un atelier, d'une classe, d'une chambre d'enfant ou de malade.

Dans le cas d'une installation à deux postes, la façon de communiquer est fort simple, mais dans une installation à 3 postes et plus, et afin d'entrer en communication avec un poste bien déterminé, il conviendra d'adopter au préalable un code dans le signal d'appel.

L'interphone Academy est particulièrement bien adapté pour la recherche du personnel car de n'importe quel poste vous pouvez exécuter les mêmes manœuvres (appel général).



TOUS LES MOIS
EN VENTE PARTOUT **2,50 F**

l'interphone "ACADEMY"



est en vente exclusive
la paire **249,00 T.T.C.**
l'appareil supplémentaire **124,00**
port et emballage **6,00**
(voir notre publicité page 4)

Aux Etablissements :
LAG 26, rue d'Hauteville
75-PARIS-10^e, tél. 824-57-30



BEYER DYNAMIC

HEILBRONN-NECKAR - ALLEMAGNE

20 microphones électrodynamiques différents,
10 casques électrodynamiques différents,
6 combinaisons différentes de micro-émetteurs et récepteurs HF,
un choix incomparable d'accessoires de prise de son...



Demandez notre documentation gratuite :

BUREAU DE PARIS : 14 bis, RUE MARBEUF, 75 - PARIS 8^e - TEL. : 225.02.14 et 225.50.60



TESTEUR DE C.I. LINÉAIRE

ACTUELLEMENT, les montages utilisant les amplificateurs opérationnels sont de plus en plus nombreux: ils font une entrée fort remarquée chez les « expérimentateurs », et nous pensons que la réalisation décrite ci-dessous permettra de dissiper les doutes pouvant apparaître quant à la qualité d'un amplificateur ne donnant pas entière satisfaction dans un montage. Après essai, deux solutions sont envisageables: ou bien l'amplificateur possède des caractéristiques inférieures à celles données par le fabricant dans ses feuilles de caractéristique et il faut le remplacer, ou bien ses caractéristiques restent dans les tolérances admises, et il faut alors incriminer le montage lui-même (compensations mal choisies, mauvais raccordement, etc.). Nous pouvons même ajouter qu'un amplificateur neuf peut-être défectueux, et par conséquent l'utilité d'un tel appareil peut se révéler aussi importante pour l'acheteur que pour le vendeur. En effet les circuits intégrés, de même que les transistors peuvent présenter ce que l'on appelle communément un défaut de jeunesse, défaut qui se manifeste avant ou après le contrôle de fin de chaîne chez le fabricant. Lorsqu'il se manifeste avant, le circuit est rejeté lors du contrôle final, donc aucun risque pour l'utilisateur, mais lorsque le défaut se manifeste après, l'utilisateur a toutes les raisons d'être fortement déçu.

A l'échelon industriel le problème est presque totalement résolu en faisant subir au circuit intégré ou au transistor, un vieillissement artificiel au terme duquel tout élément dont les caractéristiques correspondent à celles du fabricant peut être considéré apte au service.

Pour l'amateur, il n'est pas question de réaliser cette opération de déverminage, et il faut faire confiance au matériel acheté ou tester le circuit avant de l'utiliser.

Il existe sur le marché un certain nombre de testeurs fabriqués par les grandes sociétés spécialisées dans ce genre de matériel, mais dans bien des cas il s'avère nécessaire de coupler l'appareil à un oscilloscope.

Nous avons donc été amené à réaliser un appareil simplifié qui permet de mesurer le courant et la tension d'offset, et le courant de polarisation, ces trois paramètres

étant parmi les plus intéressants avec le gain que nous avons volontairement laissé de côté, la mesure de ce paramètre étant difficile à réaliser sans compliquer par trop le montage.

Ces trois paramètres sont définis de la manière suivante :

— Tension d'offset (ou tension résiduelle d'entrée) : tension qui doit être appliquée entre l'entrée nverting et l'entrée non nverting pour que la tension en sortie de l'amplificateur soit nulle.

— Courant d'offset (ou courant résiduel d'entrée) : différence existant entre les courants aux entrées de l'amplificateur lorsque la tension de sortie est nulle.

— Courant de polarisation : moyenne des deux courants d'entrée.

Pour réaliser ces trois mesures nous avons choisi d'utiliser les montages indiqués figure 1, ceux-ci présentant l'avantage d'être simples et de ne pas nécessiter un matériel coûteux ou difficile à trouver.

Dans le cas de la mesure de la tension d'offset, l'amplificateur à tester est monté en inverseur avec un gain déterminé. La tension existant par construction entre les deux entrées est amplifiée dans le rapport des résistances R_1 et R_2 , et il est possible d'effectuer la mesure de la tension en sortie de l'amplificateur. Une précaution indispensable à prendre sera de choisir le rapport entre les résistances R_1 et R_2 , tel que l'amplificateur ne soit jamais amené à saturation. Ainsi pour un LM709 dont la tension d'offset peut atteindre 7,5 mV et dont la tension de saturation en sortie peut être de l'ordre de 10 V lorsqu'il est alimenté sous ± 12 V, il ne faut pas que le rapport $\frac{R_1}{R_2}$ soit supérieur à $\frac{10}{7,5 \times 10^{-3}} \approx 1300$. Si ceci

n'était pas respecté, les mesures seraient faussées à partir d'une certaine valeur de la tension d'offset, par exemple 5 mV pour un gain de 2 000.

Pour connaître la valeur du courant d'offset on mesure en fait la différence des tensions créées par le passage du courant de chaque entrée dans deux résistances de valeur aussi proche que possible, et connaissant la valeur de ces résistances, il suffit d'appliquer la loi d'Ohm.

Enfin pour le courant de polarisation, on fait la somme des courants des deux entrées, et le courant résultant est ensuite divisé en deux courants égaux par l'utilisation de deux résistances identiques. En mesurant le courant dans l'une de ces résistances, on obtient la valeur moyenne des deux courants d'entrée. Dans notre appareil, si le principe de mesure est conservé, nous n'avons utilisé qu'une seule résistance, la tension aux bornes de celle-ci étant recopiée et amplifiée. Il a simplement fallu tenir compte du fait que nous mesurons une tension double de celle qui serait apparue aux bornes de la même résistance parcourue par le courant de polarisation.

Voici donc pour le principe: nous parlerons maintenant de la réalisation pratique et à ce sujet

nous sommes obligés de préciser certains points qui pourraient intriguer le lecteur. Ainsi nous avons dans certains cas utilisé plusieurs résistances en série, ceci est loin d'être impératif, mais n'ayant pas de résistances de précision d'une valeur suffisamment importante, nous avons choisi cette solution qui si elle n'est pas élégante, présente l'avantage d'être plus rapide. Nous avons par ailleurs utilisé un nombre impressionnant de potentiomètres ceci afin d'éviter les tâtonnements sur le choix de la valeur des résistances placées en série avec les appareils de mesure. Pour les autres, c'est-à-dire P_2 , P_4 , P_6 et P_7 , ils sont utilisés dans le but de compenser la tension d'offset des amplificateurs destinés à la mesure. Enfin, nous avons utilisé trois galvanomètres, soit un pour chaque paramètre à mesurer, mais il est bien évident qu'un seul galvanomètre avec trois échelles pourrait parfaitement convenir à condition de commuter les sorties de A01, A02 et A03 en même temps que S_1 passe successivement sur les positions A, B et C, ce qui revient à ajouter une galette à ce commutateur.

En ce qui concerne l'alimentation, nous avons utilisé un montage très classique pour lequel il n'est pas nécessaire de faire des commentaires, ce genre de montage ayant été décrit maintes fois dans ces colonnes.

Voyons maintenant les réglages à effectuer avant de mettre en service l'appareil, en raisonnant sur le schéma de la figure 2 c'est-à-dire avec trois galvanomètres. En premier lieu, s'assurer que le zéro mécanique des galvanomètres est correct, puis régler le zéro des amplificateurs à l'aide des potentiomètres P_2 , P_4 , P_6 et P_7 . Pour A01 il faut relier le point commun de R_4 et R_5 à la masse et jouer sur P_2 afin d'obtenir une tension nulle sur la borne 6 de A01. Il est possible de se servir soit d'un millivoltmètre soit du galvanomètre M_1 , puisque le zéro de celui-ci doit correspondre à une tension nulle en sortie de A01. Pour A02 on reliera le point commun de R_{17} et R_{20} à la masse et on ajoutera comme indiqué ci-dessus la tension sur la borne 6 de A02 à zéro en jouant sur P_4 . Ensuite, en court-circuitant R_{29} , il faut régler la tension sur la borne 6 de A04 à zéro en jouant

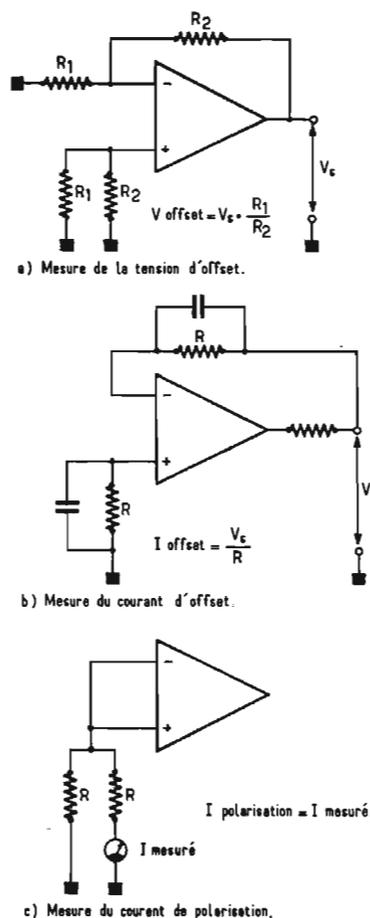
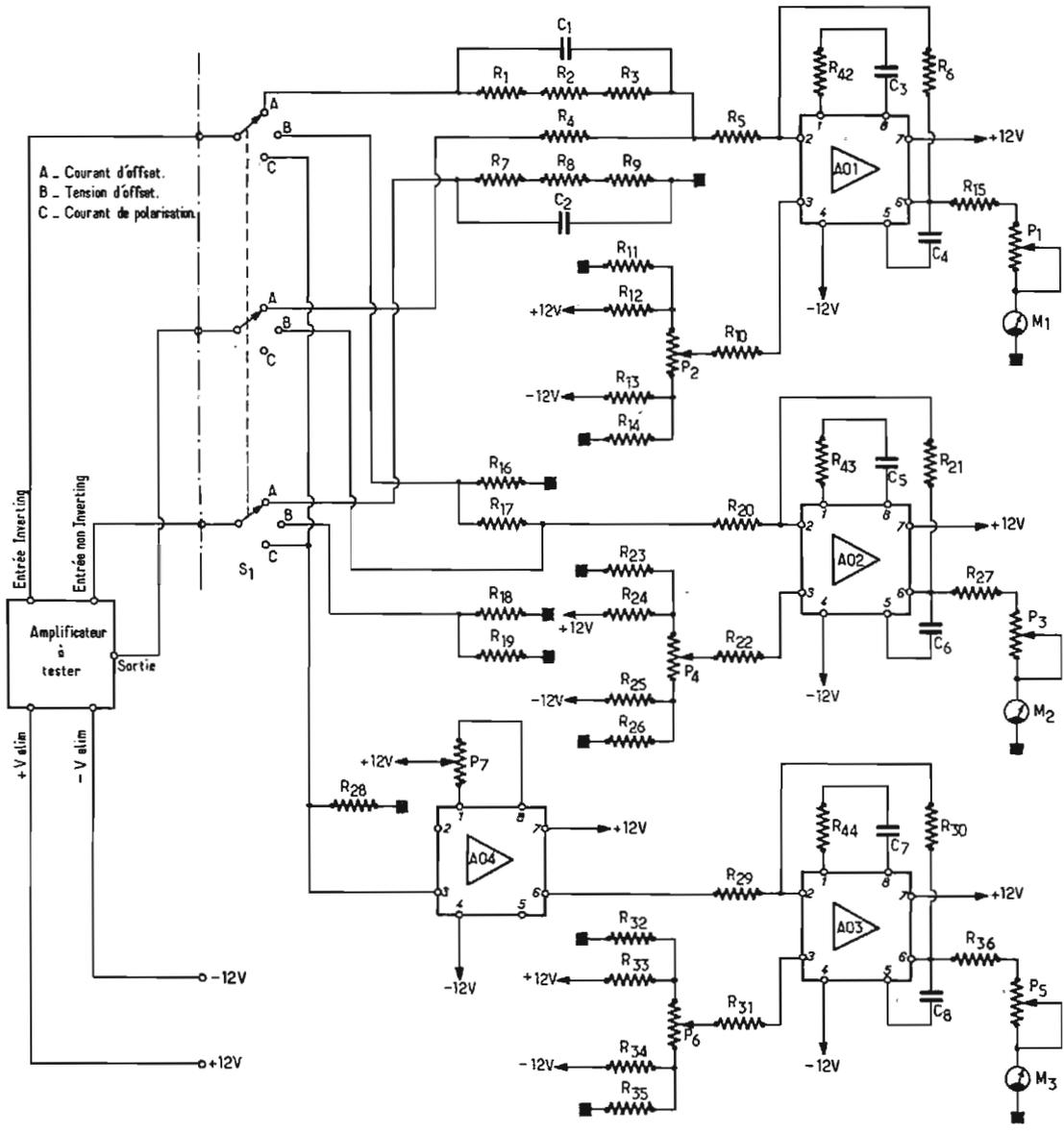


Fig. 1

Nomenclature des composants de la figure 2



- R₁ = 422 kΩ 1 %
- R₂ = 422 kΩ 1 %
- R₃ = 422 kΩ 1 %
- R₄ = 47 Ω
- R₅ = 10 kΩ 1 %
- R₆ = 100 kΩ 1 %
- R₇ = 422 kΩ 1 %
- R₈ = 422 kΩ 1 %
- R₉ = 422 kΩ 1 %
- R₁₀ = 9,1 kΩ
- R₁₁ = 22 Ω
- R₁₂ = 12 kΩ
- R₁₃ = 12 kΩ
- R₁₄ = 22 Ω
- R₁₅ = 26,7 kΩ 1 %
- R₁₆ = 100 Ω 1 %
- R₁₇ = 10 kΩ 1 %
- R₁₈ = 100 Ω 1 %
- R₁₉ = 10 kΩ 1 %
- R₂₀ = 9,1 kΩ 1 %
- R₂₁ = 68 kΩ 1 %
- R₂₂ = 8,2 kΩ
- R₂₃ = 22 Ω
- R₂₄ = 12 kΩ
- R₂₅ = 12 kΩ
- R₂₆ = 22 Ω
- R₂₇ = 34 kΩ 1 %
- R₂₈ = 422 kΩ 1 %
- R₂₉ = 6,8 kΩ 1 %
- R₃₀ = 30 kΩ 1 %
- R₃₁ = 5,6 kΩ
- R₃₂ = 22 Ω
- R₃₃ = 12 kΩ
- R₃₄ = 12 kΩ
- R₃₅ = 22 Ω
- R₃₆ = 34 kΩ
- R₃₇ = 1,5 kΩ
- R₃₈ = 1,5 kΩ
- R₃₉ = 1 kΩ
- R₄₀ = 1 kΩ
- R₄₁ = 1 kΩ
- R₄₂ = 1 kΩ
- R₄₃ = 1,5 kΩ
- R₄₄ = 1,5 kΩ
- R₄₅ = 1 kΩ
- R₄₆ = 1 kΩ
- R₄₇ = 1 kΩ
- C₁ = 10 nF
- C₂ = 10 nF
- C₃ = 10 nF
- C₄ = 220 pF
- C₅ = 10 nF
- C₆ = 220 pF
- C₇ = 10 nF
- C₈ = 220 pF
- C₁₀ = 2 200 μF 48 V
- C₁₁ = 2 200 μF 48 V
- C₁₂ = 47 μF 16 V
- C₁₃ = 47 μF 16 V
- P₂ = 200 Ω
- P₃ = 5 kΩ
- P₄ = 200 Ω
- P₅ = 5 kΩ
- P₆ = 200 Ω
- P₇ = 1 kΩ
- M₁ = 200-0-200 μA
- M₂ = 200-0-200 μA
- M₃ = 0-200 μA
- A01 = μA 709
- A02 = μA 709
- A03 = μA 709
- A04 = LM302
- T₄ = 2N4923
- T₅ = 2N1711
- T₆ = 2N2905
- T₇ = 2N4920
- D₁ à D₈ = 1N649
- Tr₁ = primaire 220 V, 2 200 sp 15/100, secondaire 2 x 14,5 V 140 + 140 sp 35/100, tôles 62,5 x 75

Fig. 2

sur P₇, puis R₂₈ toujours court-circuitée il faut régler la tension sur la borne 6 de A03 à zéro, en jouant sur P₆. Ceci nous donne les points zéro sur les trois galvanomètres.

Pour les différents points d'étalonnage il faudra maintenant appliquer sur les trois circuits de mesure les tensions continues indiquées dans les tableaux 1, 2 et 3. Nous avons choisi pour les trois galvanomètres les échelles suivantes :

Courant d'offset : 500-0-500 nA (nanoampères).

Tension d'offset : 10-0-10 mV.

Courant de polarisation : 0-2 μA.

Pour ceux de nos lecteurs qui ne souhaiteraient pas utiliser des galvanomètres à zéro central, il est possible d'employer un galvanomètre standard en ajoutant un système d'inversion de polarité sur

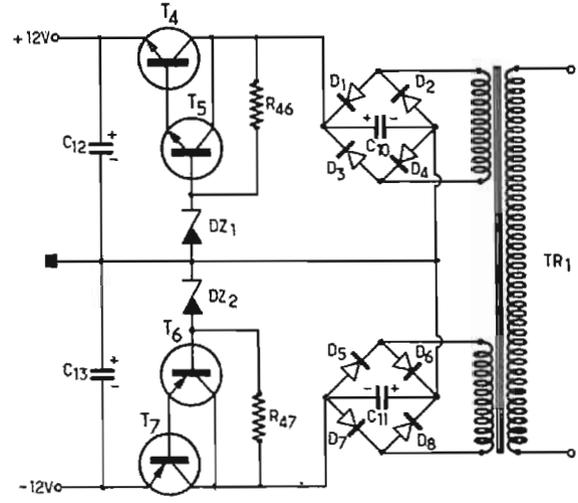


Fig. 3

- S₁ = Commutateur 3 circuits 3 positions.
- DZ₁ Diodes Zener 13 V
- DZ₂

chacun d'eux, mais ceci présente évidemment l'inconvénient d'amener l'aiguille en butée assez violemment lorsque la polarité n'est pas respectée.

Pour étalonner M_1 , les tensions indiquées dans le tableau 1 seront à appliquer entre le point commun de R_3 et R_5 et la masse. Pour étalonner M_2 , les tensions indiquées dans le tableau 2 seront appliquées entre le point commun de R_{17} et R_{20} et la masse. Pour étalonner M_3 , les tensions indiquées dans le tableau 3 seront appliquées aux bornes de R_{28} .

Avant d'étalonner les points intermédiaires, il faudra s'assurer que le point maximum de l'échelle ne se trouve pas au delà de la butée et amener de toute façon l'aiguille quelques millimètres avant la butée de bout d'échelle. Ceci est possible en jouant sur les potentiomètres P_1 , P_2 et P_3 et éventuellement suivant le type des galvanomètres utilisés, sur R_{15} , R_{27} et R_{36} .

Le gain des amplificateurs, ainsi que les résistances en série avec les galvanomètres ont été choisis en fonction des composants dont nous disposons et dont les valeurs sont indiquées dans la nomenclature. En conséquence toute valeur différente utilisée dans les circuits de mesure, entraînera la modification d'autres éléments, et ceci est parfaitement envisageable.

Lors de la mise en service de cet appareil nous n'avons pas rencontré de difficulté et il n'y a pas de précaution particulière à prendre pour le montage.

Ne pas oublier de prévoir les compensations d'entrée et de sortie sur l'amplificateur à tester lorsque cela s'avère nécessaire; c'est le cas en particulier du $\mu A 709$ pour lequel il faut prévoir $1,5 k\Omega + 5$ à $10 nF$ en série entre les bornes 1 et 8, et $220 pF$ entre les bornes 5 et 6. Les valeurs des compensations sont toujours indiquées sur les feuilles de caractéristiques.

Tableau 4 : Valeur maximale des 3 paramètres pour plusieurs types d'amplificateurs opérationnels

Amplificateur	SFC2709 TOA2709 LM709 $\mu A 709$ SN72709	LM748	LM741
Courant de polarisation	1,5 μA	0,5 μA	0,5 μA
Courant d'offset	0,5 μA	0,2 μA	0,2 μA
Tension d'offset	7,5 mV	5 mV	6 mV

À titre d'information, nous donnons dans le tableau, les valeurs maximales des trois paramètres mesurés à l'aide de cet appareil, pour trois types d'amplificateurs opérationnels très courants; les différentes références correspondent

Tableau 1
Etalonnage du galvanomètre M_1

Point d'étalonnage	Tension à appliquer
0	0
50 nA	63,3 mV
100 nA	126,6 mV
150 nA	189,9 mV
200 nA	253,2 mV
250 nA	316,5 mV
300 nA	379,8 mV
350 nA	443,1 mV
400 nA	506,4 mV
450 nA	569,7 mV
500 nA	633 mV

Tableau 2
Etalonnage du galvanomètre M_2

Point d'étalonnage	Tension à appliquer
0	0
1 mV	100 mV
2 mV	200 mV
3 mV	300 mV
4 mV	400 mV
5 mV	500 mV
6 mV	600 mV
7 mV	700 mV
8 mV	800 mV
9 mV	900 mV
10 mV	1 V

Tableau 3
Etalonnage du galvanomètre M_3

Point d'étalonnage	Tension à appliquer
0	0
0,2 μA	169 mV
0,4 μA	338 mV
0,6 μA	507 mV
0,8 μA	676 mV
1 μA	845 mV
1,2 μA	1,014 V
1,4 μA	1,183 V
1,6 μA	1,352 V
1,8 μA	1,521 V
2 μA	1,69 V

chacune à un fabricant mais désignent le même type. Nous restons à la disposition de nos lecteurs pour toute information concernant des circuits ne figurant pas dans ce tableau.

J.-Cl. PIAT.

Moving Sound

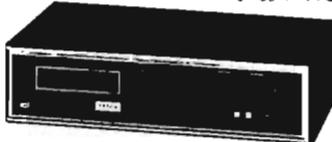


BY AP AUTOMATIC RADIO



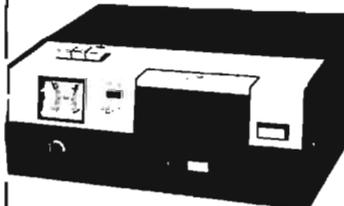
AMPLI-TUNER AM/FM/FMX

avec lecteur ENREGISTREUR de cartouches 8 pistes. Appareil de haute fidélité. Puissance 2×30 Watts RMS
3 450 F TTC



AMPLI-TUNER AM/FM/FMX

avec lecteur de cartouches 8 pistes
Puissance 2×8 W.. livrable avec 2 H.P
1 500 F TTC



PLATINE

Enregistreur Stéréo 8 pistes avec pré-ampli et 2 micros... 1.650 F TTC

PLATINE

Lecteur Stéréo 8 avec préampli

QuadARmatic ampli lecteur quadrophonique.

Enceintes acoustiques.
Haut-parleurs "auto" haute qualité.
Cartouches Stéréo 8 enregistrées et vierges, etc...

Toute la Stéréo 8 pour l'écoute en tous lieux avec

AP AUTOMATIC RADIO
(USA)

Distributeur exclusif
SERVIMPEX

23, boulevard Princesse-Charlotte
Tél. 30.64.76 MONTE-CARLO

Distributeurs régionaux demandés
(Secteurs disponibles)

(Voir page 228)

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

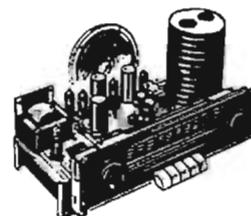
qui vous conduiront rapidement à une brillante situation.

- 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

*promesse
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^{re} leçon gratuite

- contre 2 timbres à 0,50 (France)
- contre 2 coup.-réponse (Etranger).

INSTITUT SUPERIEUR DE RADIO-ELECTRICITE

Etablissement privé
Enseignement à distance

27 bis, rue du Louvre, 75002 PARIS
(Métro : Sentier)

Téléphone : 231-18-67

COMPTE-TOURS ÉLECTRONIQUE

pour automobile

GENERALITES

LA connaissance de la vitesse de rotation d'un moteur automobile est devenue indispensable pour tester et régler ce dernier. Les garagistes sérieux possèdent en général un appareil compte-tours volant qui peut alors être facilement adapté sur la voiture à tester. Ce compte-tours est alors branché à l'aide de câbles flexibles, d'une part sur la bobine d'allumage, et sur la batterie d'autre part. C'est ainsi que des parcours test sont alors effectués et le comportement du moteur peut être analysé à l'aide de ce compte-tours. Le réglage du ralenti d'un moteur nécessite également la mesure de sa vitesse de rotation ; ce procédé présente de grands avantages par rapport à la méthode ancienne dite : « à l'oreille ». Nombreux sont les conducteurs qui s'intéressent personnellement au bon fonctionnement du moteur de leur véhicule, et pour cela procèdent eux-mêmes au réglage du ralenti ou à celui de l'allumage. Le présent article se propose d'indiquer aux personnes intéressées au réglage de leur mécanique, la manière de construire eux-mêmes un compte-tours électronique. De façon à donner à l'appareil un aspect tout à fait sérieux, l'électronique a été montée sur circuit imprimé (Fig. 4). Le galvanomètre de 1 mA de déviation totale, s'adapte parfaitement dans le boîtier.

L'appareil utilise le principe

généralement adopté pour la construction des compte-tours électroniques. En effet, il existe une relation linéaire entre les impulsions d'allumage et la vitesse de rotation. Il faut donc faire parcourir un galvanomètre par un courant proportionnel à la fréquence des impulsions d'allumage qui sont prélevées aux bornes du rupteur.

DESCRIPTION DU MONTAGE

La figure 1 représente le schéma théorique du montage. L'alimentation de ce dernier se fait entre les bornes 1 et 2, la borne 2 devant être réunie au potentiel positif de la batterie.

La tension de 12 V qui est prélevée sur la batterie est régulée à l'aide de R_{11} et de la diode zener ZD 5,1.

Le point de raccordement 3 reçoit l'impulsion d'allumage qui est transmise sur la base du transistor T_1 par l'intermédiaire des éléments différentiateurs R_1 , C_1 et R_2 , C_2 . Le condensateur C_3 transmet l'impulsion à l'étage de mise en forme composé principalement par le transistor T_1 . Cet étage joue en même temps le rôle de limiteur d'amplitude de l'impulsion afin de ne pas surexciter les multivibrateurs T_2 et T_3 . L'état non excité du multivibrateur monostable est tel que T_3 est saturé alors que T_2 est bloqué. Si une impulsion positive apparaît sur la base du tran-

sistor T_2 , ce dernier devient conducteur, ce qui entraîne un saut de tension sur son collecteur. Le condensateur C_5 transmet ce saut de tension négatif sur la base du transistor T_3 qui devient alors bloquant.

La décharge de C_5 se produit à travers les résistances R_8 et R_9 , ce qui remet le montage de nouveau dans son état stable. Le potentiomètre R_9 permet le réglage du temps de décharge de C_5 , et par conséquent de la durée pendant laquelle T_2 est conducteur. Ce temps est aussi celui durant lequel le courant parcourt l'instrument de mesure (M). Le circuit est conçu de telle sorte qu'avec un appareil de mesure de 1 mA pour la déviation totale, des vitesses jusqu'à 10 000 tr/mn peuvent être mesurées. Dans le cas où la gamme de mesure se situe entre 0 et 5 000 tr/mn, il faut augmenter la valeur de C_5 jusqu'à 1 μ F. La précision de mesure dans la gamme de 0 à 10 000 tr/mn est de 0,1 mA par 1 000 tr/mn. La variation suit une loi linéaire, par conséquent une vitesse de rotation de 4 000 tr/mn est traduite par un courant de 0,4 mA. Pour régler avec précision le ralenti du moteur, un interrupteur permet de passer sur une position dilatée de l'échelle.

La fermeture de l'interrupteur S_1 permet en effet d'augmenter la valeur de C_5 et en même temps la sensibilité de l'ensemble comme déjà cité plus haut. Dans ce cas la déviation totale de l'appareil

de mesure se fait pour une vitesse de rotation de 1 000 tr/mn. Une augmentation de la vitesse de rotation de 100 tr/mn produit donc une variation de 0,1 mA sur l'appareil de mesure. Il est à remarquer que la vitesse de rotation au ralenti des moteurs à explosion courants est toujours inférieure à 1 000 tr/mn. Par conséquent à l'aide de la position dilatée de l'échelle ces réglages sont réalisables avec beaucoup de précision.

Le branchement de l'appareil est réalisé en raccordant ce dernier au moteur à l'aide de 3 conducteurs flexibles. Les bornes 2 et 1 sont à raccorder respectivement aux bornes + et - de la batterie. Ainsi la masse électrique de l'appareil est raccordée en même temps. La borne 3 est reliée à la bobine d'allumage.

ETALONNAGE DE L'APPAREIL

Pour l'étalonnage de l'appareil on utilise un générateur basse fréquence qui est branché à la place de l'impulsion d'allumage. La tension d'alimentation de 12 V peut être obtenue par une batterie d'accumulateurs ou par un système de transfo-redresseur branché sur le secteur. Il existe une relation entre la fréquence et la vitesse de rotation du moteur.

Le rapport entre ces deux grandeurs dépend du type de moteur considéré, à deux temps ou à quatre temps, ce dernier étant le plus répandu. La relation entre la fréquence et la vitesse de rotation est aussi fonction du nombre de cylindres que possède le moteur.

TABLEAU I

tr/mn	Moteur à 4 cylind.	Moteur à 6 cylind.	Moteur à 8 cylind.
	Hz	Hz	Hz
750	25	37,5	50
1 500	50	75	100
3 000	100	150	200
4 500	150	225	300
6 000	200	300	400
7 500	250	375	500
9 000	300	450	600

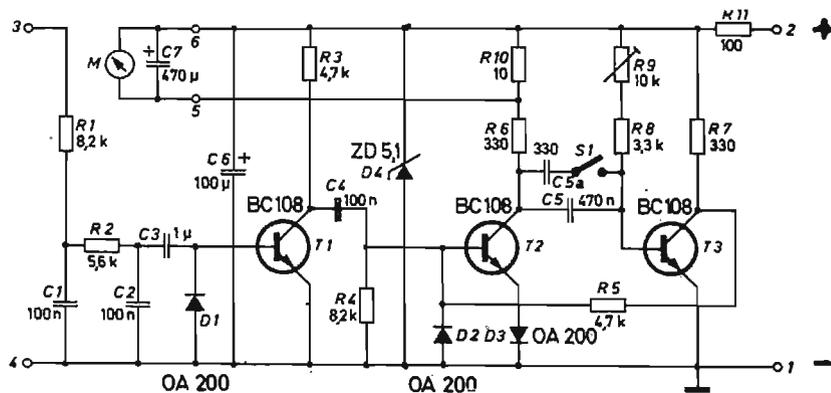
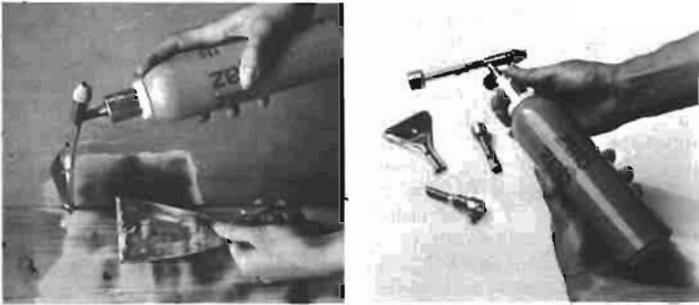


Fig. 1. — Le circuit électrique du compte-tours

64,50^F

réalisez vous-même
toutes vos soudures
grâce à cette
LAMPE A SOUDER



D'une grande simplicité d'emploi elle bénéficie de la garantie de sécurité du gaz butane.
Pour toutes vos soudures, sur tous matériaux, grâce à plusieurs brûleurs livrés avec l'appareil :

- Soudures de tuyauteries.
- Brasages, recuits.
- Brûlage de peintures et bois.
- Soudures fines pour appareils électriques.

Cette lampe à souder passe-partout permet grâce à ses dimensions réduites d'accéder dans les coins les plus difficiles.
Ses recharges de grande contenance, assurent une large autonomie d'emploi.
Livrée avec 4 brûleurs différents et 1 recharge.
Nous sommes tellement assurés de ses qualités que nous vous en garantissons le remboursement dans les 11 jours si vous n'êtes pas satisfait ; c'est une garantie du cercle du cadre.
Commandez-la dès aujourd'hui en nous retournant le bon de commande ci-dessous avec votre règlement dans la même enveloppe. à : P.R.I. Cédex N° 68
75300 Paris-Brune.



Je désire profiter de cette offre exceptionnelle sans tarder, veuillez me faire parvenir votre lampe à souder à gaz butane avec 4 brûleurs différents et une recharge, pour la somme de 64,50 F (port compris).

Règlement uniquement par :

- VIREMENT C.C.P. à l'ordre de P.R.I. C.C.P. n° 1193 Paris (joindre les 3 volets)
 CHÈQUE BANCAIRE à l'ordre de P.R.I.
 MANDAT-LETTRE à l'ordre de P.R.I. C.C.P. n° 1193 Paris :

NOM.....

PRÉNOM.....

N°..... RUE.....

N° DÉPT..... VILLE.....

(écrire lisiblement en majuscules)

H.P.1

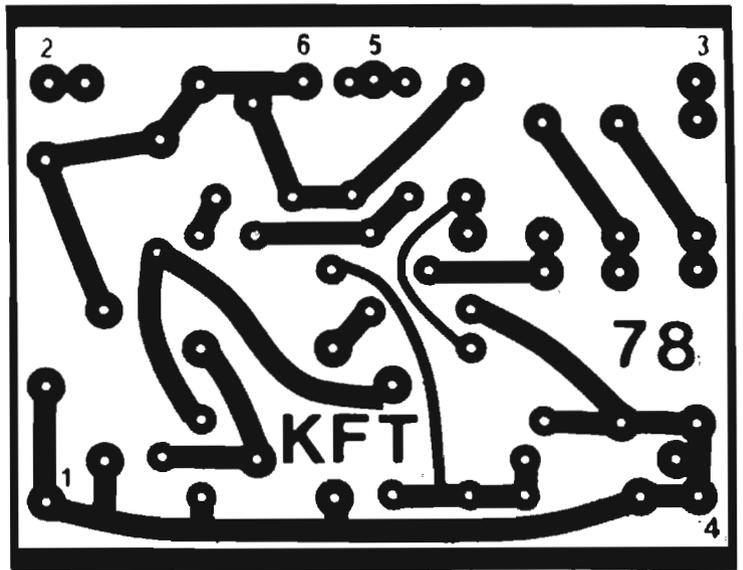


Fig. 2. — Circuit imprimé à échelle 1/1.

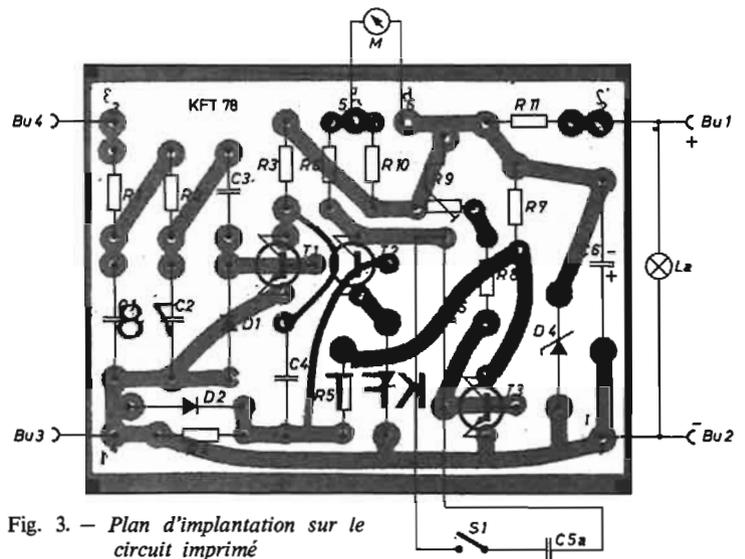


Fig. 3. — Plan d'implantation sur le circuit imprimé

Le tableau n° 1 donne la relation entre la fréquence et la vitesse de rotation pour des moteurs à 4 temps de 4, 6 ou 8 cylindres.

Le générateur basse fréquence est réglé de telle sorte qu'il fournisse une tension de 10 V alternatif 200 Hz. Avec l'aide du potentiomètre R_9 , l'appareil de mesure est amené à indiquer 0,6 mA, ce qui correspond à 6 000 tr/mn. L'étalonnage se termine avec ce réglage car du fait de la linéarité toutes les autres valeurs correspondent exactement. Une indication de 0,3 mA signifie 3 000 tr/mn, celle de 0,8 mA : 8 000 tr/mn. Pour étalonner la gamme comprise entre 0 et 1 000 tr/mn, on règle le générateur basse-fréquence à une valeur comprise entre 33 et 34 Hz pour laquelle le galvanomètre indique 0,1 mA. Après fermeture de l'interrupteur S_1 , l'aiguille doit indiquer la déviation maximale. A cause de la faible fréquence on note alors une vibration de l'aiguille. Cette vibration peut être diminuée en branchant

en parallèle sur l'appareil de mesure le condensateur C_7 . Si l'étalonnage doit être fait pour un autre type de moteur, par exemple un 8 cylindres, on peut alors relever les différentes fréquences dans le tableau 1. On calcule la fréquence pour un moteur à quatre temps à l'aide de la formule suivante :

$$f = \frac{n \cdot z}{120}$$

alors que pour un moteur à deux temps, la formule devient :

$$f = \frac{n \cdot z}{60}$$

Où :

f est la fréquence recherchée en Hz,
 n la vitesse de rotation en tr/mn,
 z la nombre de cylindres.

M.V.

(d'après Funk technik 13/72)

CHAINES HIFI PERSONNALISÉES AUTOUR D'UN AMPLIFICATEUR

CHAINES VOXSON HR213

Le tuner-amplificateur Voxson HR213 : Amplificateur 2 x 20 W eff., taux de distorsion < 0,3%. Réponse en fréquences 20 à 20 000 Hz. Tuner FM à transistors FET, circuit muting. Circuit « Solid state » avec 38 transistors et 25 diodes. Alimentation 50-60 Hz. 110-130-220-240 V. Deux prises auxiliaires de réseau asservies à l'interrupteur de l'appareil. Dimensions : 39 x 12 x 19 cm. Poids : 6,8 kg.

Chaines proposées :
Chaîne HR213-A1 avec platine Garrard SP25 et 2 enceintes Erelson.
Chaîne HR213-A2 avec platine ERA444 et 2 enceintes Siare PX20.
Chaîne HR213-A3 avec platine Connoisseur BD2 et 2 enceintes Cabasse Dinghy 1.

CHAINES GRUNDIG RTV700

Le tuner-amplificateur Grundig RTV700: 2 x 10 W. Gammes FM, PO, GO, OC (18,5/55,6). Décodeur stéréo automatique intégré, avec indicateur lumineux d'émission, 25 transistors, 20 diodes, 3 redresseurs. Cadre ferrite PO/GO et antennes OC/FM incorporés. Prises pour antennes extérieures AM et FM 240 Ω. Rattrapage automatique commutable en FM (AFC). Bloc FM monté avec diodes « Varicap » permettant le préréglage de 5 stations FM. Echelles d'accord éclairées. Indicateur lumineux d'accord général. Prise PU cristal (ou magnétique avec adjonction du pré-ampli MV3), 4 curseurs linéaires de réglage : balance stéréo, réglage des graves, réglage des aiguës, volume sonore. Prises pour sortie haut-parleurs. Secteur 110-240 V, 50 Hz. Coffret imitation noyer naturel. Dim. : 130 x 590 x 210 mm.

Chaines proposées :
Chaîne RTV700-B1 avec platine Dual 1214 et 2 enceintes Siare X2.
Chaîne RTV700-B2 avec platine Dual 1214 et 2 enceintes Erelson TS5.

CHAINES KENWOOD KR3130

Le tuner - amplificateur Kenwood KR3130 : Tuner : sensibilité : 2 μV. Impédance d'antenne : 300 Ω symétrique et 75 Ω asymétrique. Rapport signal/bruit : 60 dB. Séparation stéréo à 1 kHz : 30 dB. Partie AM-PO : sensibilité : 25 μV. Antenne ferrite incorporée. Amplificateur stéréophonique 2 x 20 W. Bande passante : 20 à 20 000 Hz. Sensibilité d'entrées : PU : 2,5 mV/50 kΩ, micro : 3 mV/100 kΩ, auxiliaire : 150 mV/30 kΩ. Entrée principale : 100 mV. Impédance des H.P. : 4 et 16 Ω. Equipement : 1 circuit intégré 1 transistor FET. 32 transistors, 33 diodes. Alimentation : 110/220 V, 50/60 Hz. Dimensions : 42,5 x 13,5 x 31,5 cm. Poids : 7,5 kg.

Page 244 - N° 1370

Chaines proposées :

Chaîne KR3130-C1 avec platine Garrard SP25 et 2 enceintes Erelson TS5.
Chaîne KR3130-C2 avec platine Lenco B55 et 2 enceintes Siare PX20.
Chaîne KR3130-C3 avec platine Connoisseur BD2 et 2 enceintes Cabasse Dinghy 1.

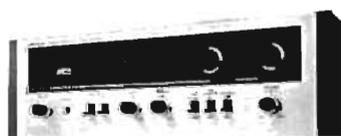
CHAINES FISHER 201



Le tuner-amplificateur Fisher 201 : Amplificateur 2 x 20 W. Distorsion harmonique 0,8%. Réponse en fréquences : 25 à 20 000 Hz ± 2 dB. Correcteurs de tonalités : basses : 24 dB. Aiguës : 24 dB. Sensibilité PU : 4 mV. Auxiliaire : 200 mV. Partie tuner : sensibilité : 2,5 μV. Rapport signal/bruit : 60 dB. Distorsion harmonique à 400 Hz. 100 % de modulation : 0,6%. Séparation stéréo : 35 dB. AM : sensibilité : 15 μV. Sélectivité : 44 dB.

Chaines proposées :
Chaîne 201-D1 avec platine Garrard SP25 et 2 enceintes Erelson TS5.
Chaîne 201-D2 avec platine Lenco B55 et 2 enceintes Siare PX20.
Chaîne 201-D3 avec platine Connoisseur BD2 et 2 enceintes Acoustic Research AR4X Pin.

CHAINES PIONEER LX440A



Le tuner-amplificateur LX440A : Equipement : 2 transistors FET, 32 transistors, 22 diodes. Partie FM : gamme : 87,5 à 108 MHz. Sensibilité : 2,5 μV. Rapport signal/bruit : 55 dB. Séparation stéréo : > 40 dB. Partie AM : gammes 525 à 1 605 kHz, sensibilité : 18 μV et 150 à 350 kHz, sensibilité : 30 μV. Rapport signal/bruit > 40 dB. Partie amplificateur : puissance : 2 x 17 W/4 Ω. Distorsion harmonique < 1%. Bande passante : 30 à 20 000 Hz. Sensibilité des entrées : PU 3,4 mV/50 kΩ. Aux. : 150 mV/60 kΩ. Magnéto : 200 mV/85 kΩ. Contrôle des graves - 8,5 dB + 10 dB/100 Hz. Contrôle des aiguës : - 10 dB + 10 dB à 10 kHz. Alimentation : 110/220 V, 50/60 Hz. Dimensions : 422 x 139 x 340 mm. Poids : 8,2 kg.

Chaines proposées :

Chaîne LX440A-E1 avec platine Lenco B55 ou platine Dual CS16 et 2 enceintes Erelson TS5.
Chaîne LX440A-E2 avec platine ERA444 et 2 enceintes Cabasse Dinghy 1.
Chaîne LX440A-E3 avec platine Connoisseur BD2 et 2 enceintes Acoustic Research AR4X Pin.

CHAINES SANSUI 310



Le tuner-amplificateur Sansui 310 : Tuner partie FM, gamme de fréquence 88 à 108 MHz. Sensibilité : 2,3 μV. Distorsion harmonique > 1%. Partie AM : gamme de fréquence 535 à 1 605 kHz. Sensibilité 180 μV à 1 000 Hz. Partie amplificateur : puissance : 2 x 18 W. Distorsion harmonique : < 1%. Bande passante : 25 à 25 000 Hz. Séparation des canaux > 50 dB. Sensibilités : PU 3 mV/50 kΩ. Aux. : 180 mV/100 kΩ. Monitoring : 180 mV/100 kΩ. Dimensions : 435 x 125 x 280 mm. Poids : 7,6 kg.

Chaines proposées :
Chaîne 310-F1 avec platine Garrard SP25 et 2 enceintes Erelson TS5.
Chaîne 310-F2 avec platine Lenco B55 et 2 enceintes Sansui SP10.

CHAINES SANSUI 5000



L'amplificateur Sansui 5000A : Tuner, partie FM, gamme de fréquence 88 à 108 MHz. Sensibilité : 1,4 μV. Distorsion harmonique < 0,5%. Partie AM : gamme de fréquence 535 à 1 605 kHz. Sensibilité : 1,5 μV à 1 MHz. Partie amplificateur : puissance 2 x 75 W/4 Ω. Distorsion harmonique < 0,8%. Bande passante 15 à 30 000 Hz sur 8 Ω. Sensibilité entrée : PU 2,5 mV. Magnéto : 2 mV. Aux. : 150 mV. Monitoring 200 mV. Séparation des canaux > 50 dB.

Chaines proposées :
Chaîne 5000-G1 avec platine Thorens TD150 et 2 enceintes Acoustic Research AR6 Pin.
Chaîne 5000-G2 avec platine Connoisseur BD2 et 2 enceintes Sampan léger.

CHAINES MARANTZ 29

Le tuner-amplificateur Marantz 29 : Accord par volant « Gyrotouch ». Entièrement équipé de semi-conducteurs au silicium. Raccordements DIN. Tape Monitor. Loudness. Antenne ferrite OM-GO. Sélecteur pour 2 groupes de haut-parleurs. Sensibilité FM : 3 μV. Séparation stéréo : 30 dB. Puissance : 2 x 15 W eff. de 40 à 15 kHz. Distorsion totale : moins de 0,5%. Dimensions : 35 x 9,5 x 32 cm. Poids : 9 kg.

Chaines proposées :

Chaîne 29-M1 avec platine Lenco B55 et 2 enceintes Siare PX20.
Chaîne 29-M2 avec platine Lenco B55 et 2 enceintes Sansui SP30.
Chaîne 29-M3 avec platine Connoisseur BD2 et 2 enceintes Cabasse Dinghy 1.

CHAINES MARANTZ 2230

Le tuner-amplificateur Marantz 2230 : Sensibilité FM (IHF) : 2,3 μV. Rapport signal/bruit : 63 dB à 50 μV. Séparation stéréo : 40 dB. Puissance : 2 x 30 W eff. de 30 Hz à 20 kHz. Distorsion totale : moins de 0,5%. Dimensions : 43 x 13 x 35,5 cm. Poids : 14,5 kg. Ebénisterie noyer. Accord par volant « Gyrotouch ». Silencieux interstations. Sortie pour adaptateur quadraphonique. Filtres : passe-haut et passe-bas. Contrôles séparés du grave, médium et aigu. Prises frontales pour magnétophone et casque. Sélection de 2 groupes de haut-parleurs.

Chaines proposées :

Chaîne 2230-J1 avec platine Lenco B55 et 2 enceintes Cabasse Dinghy 1.
Chaîne 2230-J2 avec platine Connoisseur BD2 et 2 enceintes Acoustic Research AR4X Pin.
Chaîne 2230-J3 avec platine Thorens TD150 et 2 enceintes Cabasse Sampan léger.

CHAINES MARANTZ 2215



Le tuner-amplificateur Marantz 2215 : Partie tuner FM. Rapport signal/bruit 50 dB à 5 μV. Séparation stéréo 40 dB à 1 kHz. Partie AM : sensibilité 35 μV. Partie amplificateur puissance : 2 x 15 W/8 Ω. Distorsion harmonique : < 0,5%. Réponse en fréquences : 20 Hz à 40 kHz (± 2 dB).

Chaînes proposées :

Chaîne 2215-11 avec platine Lenco B55 et 2 enceintes Cabasse Dinghy 1.
Chaîne 2215-12 avec platine Connoisseur BD2 et 2 enceintes Sansui SP30.

CHAÎNES LEAK DELTA 75



Le tuner-amplificateur Leak Delta 75 : Caractéristiques de l'amplificateur : puissance de sortie efficace (fréquence d'essais : 1 kHz) : 2 x 8 Ω : 35 W. Distorsion harmonique : 0,07 % max. Courbe de réponse (-3 dB) : 12,5 Hz à 50 kHz. Caractéristiques entrées tourne-disque : sensibilité : pour 35 W sur 8 Ω, 1 kHz. Magnétique : 2,5 mV céramique : 20 mV. Impédance d'entrée : magnétique : 47 kΩ. Céramique : 33 kΩ. Caractéristiques entrée enregistreur : sensibilité (pour 35 W sur 8 Ω) : 300 mV. Impédance : 150 kΩ. Caractéristiques sortie enregistreur : prise phono 100 mV nominal à basse impédance. Prise DIN : 100 mV nominal sur 100 kΩ. Caractéristiques du tuner FM : bande de fréquence : 87,5 - 108 MHz. Sensibilité (IHF) : 2,2 μV sur 75 Ω d'entrée. Distorsion harmonique : - de 0,5 % (75 kHz déviation). Sélectivité : 40 dB (IHF). Séparation des deux canaux : 35 dB à 1 kHz. Courbe de réponse : 40 Hz à 15 kHz ± 1 dB, 50 μ Sec. Impédance d'entrée : 75 Ω et 300 Ω. Tuner AM. Ondes moyennes. Bande de fréquence : 510-1650 kHz. Sensibilité : 25 μV (IHF, 1 MHz). Tuner AM Ondes longues. Bande de fréquence : 150-275 kHz. Sensibilité (200 kHz) : 50 μV. Dimensions : 414 x 123 x 311 mm.

Chaînes proposées :

Chaîne Delta 75-K1 avec platine Connoisseur BD2 et 2 enceintes KEF Choral.
Chaîne Delta 75-K2 avec platine Connoisseur BD2 et 2 enceintes Cabasse Sampan léger.
Chaîne Delta 75-K3 avec platine Thorens TD150/II et 2 enceintes KEF Cadanza.

CHAÎNES AUBERNON

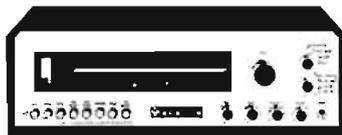


L'amplificateur Aubernon : Puissance 2 x 18 W musicale. Distorsion : 0,5 %. Bande passante 30 à 30 000 Hz. Entrées : PU basse impédance : 5 mV/47 kΩ. Haute impédance : 200 mV. Radio : 250 mV/100 kΩ. Magnéto : 400 mV/100 kΩ. Micro : 1,5 mV/15 kΩ. Correcteurs de tonalité : aiguës ± 15 dB à 10 000 Hz. Graves : ± 15 dB à 40 Hz. Sortie H.P. et casque : 8 Ω. Alimentation secteur 110/220 V. Dimensions : 390 x 250 x 95 mm. Poids : 4,5 kg.

Chaînes proposées :

Chaîne Aubernon-L1 avec platine Garrard SP25 et 2 enceintes Erelson T55.
Chaîne Aubernon-L2 avec platine Garrard SP25 et 2 enceintes Siare X2.
Chaîne Aubernon-L3 avec platine Lenco B55 et 2 enceintes Siare PX20.

CHAÎNES VOXSON H202



L'amplificateur Voxson H202 : Amplificateur stéréo de puissance musicale 2 x 50 W, avec une distorsion d'harmoniques inférieure à 0,2 % à 1 kHz. Circuits équipés de 30 semi-conducteurs au silicium, dont 4 transistors finals de puissance exceptionnelle. Indicateur lumineux breveté du seuil de distorsion sur les deux canaux. Impédance de sortie très basse, permettant un facteur d'atténuation supérieur à 40 dB. Circuit spécial qui permet de sortir en impédance négative pour une meilleure adaptation aux haut-parleurs utilisés. Dispositif spécial de sécurité contre une rupture accidentelle sur les étages de sortie et thermostat de protection sur le transformateur d'alimentation. Entrées pour tourne-disque, tuner, lecteur de bandes ou autre appareil. Prises pour écouteur stéréophonique. Dispositif pour intervertir les canaux (stéréo reverse).

Chaînes proposées :

Chaîne H202-M1 avec platine Garrard SP25 et 2 enceintes Erelson T55.
Chaîne H202-M2 avec platine Lenco B55 et 2 enceintes Siare PX20.
Chaîne H202-M3 avec platine Connoisseur BD2 et 2 enceintes Cabasse Dinghy 1.

CHAÎNES FISHER TX50



L'amplificateur Fisher TX50 : Puissance eff. 2 x 20 W. Distorsion harmonique : 0,5 %. Distorsion d'intermodulation : 1 %. Réponse en fréquences : 20 à 20 000 Hz, ± 2 dB. Bande passante : 25 à 25 000 Hz. Contrôle tonalité : graves : 24 dB. Aiguës : 24 dB. Sensibilité PU basse. Impédance : 2,5 mV, haute impédance : 7,5 mV. Auxiliaire : 250 mV. Impédance H.P. : 8 Ω.

Chaînes proposées :

Chaîne TX50-N1 avec platine Lenco B55 et 2 enceintes Erelson.
Chaîne TX50-N2 avec platine Lenco B55 et 2 enceintes Cabasse Dinghy 1.
Chaîne TX50-N3 avec platine Connoisseur BD2 et 2 enceintes Sansui SP50.

CHAÎNES MARANTZ 1030

L'amplificateur Marantz 1030 : Prise micro frontale. Filtre passe-bas. Sélecteur pour 2 groupes de haut-parleurs. Sortie casque. Prise DIN pour magnétophone. Puissance 2 x 15 W eff. de 40 Hz à 20 kHz. Distorsion totale : moins de 0,5 %. Dimensions : 36,5 x 12 x 31 cm. Poids : 7,8 kg.

Chaînes proposées :

Chaîne 1030-O1 avec platine Lenco B55 et 2 enceintes Sansui SP30.
Chaîne 1030-O2 avec platine Connoisseur BD2 et 2 enceintes Dinghy 1.
Chaîne 1030-O3 avec platine Connoisseur BD2 et 2 enceintes KEF Choral.

CHAÎNES SANSUI AU222



L'amplificateur Sansui AU222 : Amplificateur 2 x 18 W/8 Ω. Distorsion harmonique : < 0,8 %. Bande passante : 20 à 20 000 Hz. Séparation des canaux : > 50 dB. Impédance de sortie : 4 à 16 Ω. Sensibilité des entrées : PU₁ : 2 mV ± 3 dB/47 kΩ, PU₂ : 2 mV ± 3 dB/100 kΩ. Magnéto : 1,5 mV ± 3 dB/200 kΩ. Aux₁ : Aux₂ : 150 mV ± 3 dB/100 kΩ. Monitoring : 150 mV ± 3 dB/40 kΩ. Alimentation : 110/220 V, 50/60 Hz. Dimensions : 292 x 111 x 267 mm. Poids : 5,8 kg.

Chaînes proposées :

Chaîne AU222-P1 avec platine Lenco B55 et 2 enceintes Sansui SP30.
Chaîne AU222-P2 avec platine Connoisseur BD2 et 2 enceintes Cabasse Dinghy 1.

CHAÎNES SANSUI AU555



L'amplificateur Sansui AU555 : Amplificateur 2 x 25 W sur 4 Ω. Distorsion harmonique : 0,5 %. Distorsion d'intermodulation : 0,8 %. Bande passante : 20 à 30 000 Hz. Impédance de sortie : 4 à 16 Ω. Sensibilité d'entrée : 1 V. Le pré-amplificateur : tension de sortie : 1 V. Distorsion harmonique : 0,1 %. Réponse en fréquences : 20 à 40 000 Hz. Entrées : phono 1 : 2 mV ; phono 2 : 2 mV ; magnétophone : 3 mV. Tuner : 180 mV. Auxiliaire : 180 mV. Monitoring : 180 mV. Alimentation : 110/220 V.

Chaînes proposées :

Chaîne AU555-Q1 avec platine Connoisseur BD2 et 2 enceintes Cabasse Dinghy 1.
Chaîne AU555-Q2 avec platine Connoisseur BD2 et 2 enceintes Acoustic Research AR4X.

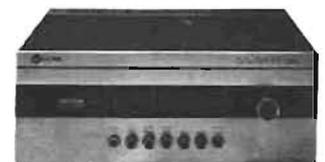
CHAÎNES SANSUI AU888

L'amplificateur Sansui AU888 : Amplificateur 2 x 50 W/4 Ω distorsion harmonique < 0,4 %. Bande passante : 10 à 40 000 Hz. Séparation des canaux > 50 dB. Sensibilité entrée ampli : 1 V/50 kΩ. Pré-amplificateur : distorsion harmonique : < 0,1 %. Réponse en fréquences : 15 à 50 000 Hz. Sensibilité des entrées : phono : 1 et 2 : 2 mV/50 kΩ. Micro : 2 mV/50 kΩ. Tuner, aux., magnéto : 180 mV/100 kΩ. Alimentation : 110/220 V. Dimensions : 140 x 460 x 305 mm. Poids : 12,6 kg.

Chaînes proposées :

Chaîne AU888-R1 avec platine Connoisseur BD2 et 2 enceintes Sampan léger.
Chaîne AU888-R2 avec platine Connoisseur BD2, tuner Sansui TU888 et 2 enceintes Acoustic Research AR6 Pin.

CHAÎNES LEAK DELTA 70



HI-FI CLUB



**53, RUE TRAVERSIÈRE
PARIS-12^e - TEL. : 344-67-00**

QUELQUES COMBINAISONS DE CHAINES HAUTE FIDELITE AVEC :

LES AMPLUS-TUNERS	G. 5000A SANSUI	M. H202 VOXSON
A. HR213 VOXSON	G/1 suggestion ... 4 990 F	M/1 suggestion ... 1 790 F
A/1 suggestion ... 2 160 F	G/2 suggestion ... 5 240 F	M/2 suggestion ... 2 030 F
A/2 suggestion ... 2 490 F	H. 29 MARANTZ	M/3 suggestion ... 2 490 F
A/3 suggestion ... 2 820 F	H/1 suggestion ... 2 990 F	N. TX50 FISHER
B. RTV700 GRUNDIG	H/2 suggestion ... 3 440 F	N/1 suggestion ... 1 890 F
B/1 suggestion ... 1 760 F	H/3 suggestion ... 3 340 F	N/2 suggestion ... 2 440 F
B/2 suggestion ... 1 690 F	I. 2215 MARANTZ	N/3 suggestion ... 3 090 F
C. KR3130 KENWOOD	I/1 suggestion ... 3 650 F	O. 1030 MARANTZ
C/1 suggestion ... 2 630 F	I/2 suggestion ... 3 780 F	O/1 suggestion ... 2 850 F
C/2 suggestion ... 2 830 F	J. 2230 MARANTZ	O/2 suggestion ... 2 990 F
C/3 suggestion ... 3 290 F	J/1 suggestion ... 4 740 F	O/3 suggestion ... 3 400 F
D. 201 FISHER	J/2 suggestion ... 4 800 F	P. AU222 SANSUI
D/1 suggestion ... 2 780 F	J/3 suggestion ... 5 760 F	P/1 suggestion ... 2 500 F
D/2 suggestion ... 2 980 F	K. DELTA 75 LEAK	P/2 suggestion ... 2 640 F
D/3 suggestion ... 3 600 F	K/1 suggestion ... 5 440 F	Q. AU555A SANSUI
E. LX440A PIONEER	K/2 suggestion ... 5 860 F	Q/1 suggestion ... 3 090 F
E/1 suggestion ... 2 890 F	K/3 suggestion ... 6 250 F	Q/2 suggestion ... 3 250 F
E/2 suggestion ... 3 600 F	LES AMPLIS	R. AU888 SANSUI
E/3 suggestion ... 3 680 F	L. A2015 AUBERNON	R/1 suggestion ... 5 060 F
F. 310 SANSUI	L/1 suggestion ... 1 460 F	R/2 suggestion ... 4 690 F
F/1 suggestion ... 2 790 F	L/2 suggestion ... 1 500 F	S. DELTA 70 LEAK
F/2 suggestion ... 3 040 F	L/3 suggestion ... 1 680 F	S/1 suggestion ... 4 050 F

a chacune de ces suggestions peut s'ajouter le tuner correspondant.

Les toutes dernières nouveautés BANG et OLUFSEN

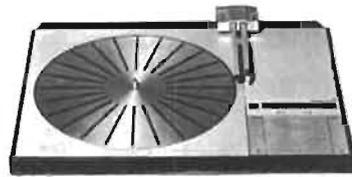
BEOSYSTEM 901, composé de la platine BEOGRAM 1001, l'ampli-tuner BEO-MASTER 901, 2 enceintes BEOVOX 901	3 270 F
BEOSYSTEM 1001, composé de la platine BEOGRAM 1001, l'ampli-tuner BEO-MASTER 1001, 2 enceintes BEOVOX 1001	3 790 F
BEO MASTER 4000	3 950 F
PLATINE BEOGRAM 4000	3 400 F
2 ENCEINTES BEOVOX 5700	4 100 F
	11 450 F

NOUVEAUTÉS B & O

L'amplificateur Leak Delta 70 : Puissance de sortie efficace : 2×35 W sur des hauts-parleurs de 8 Ω . Distorsion harmonique totale : 0,1%. Diaphonie : entre les deux canaux - 50 dB jusqu'à 1 kHz et - 30 dB à 10 kHz. Facteur d'amortissement : 40. Sensibilité d'entrée pour une puissance de sortie de 35 W sur 8 Ω . Tourne-disque 1 : 2 mV à 1 kHz/47 k Ω . Tourne-disque 2 : 10 mV ou 30 mV à 1 kHz/33 k Ω , 100 k Ω . Tuner 1 micro : 25 mV ou 2 mV, 47 k Ω . Tuner 2 : 60 mV ou 250 mV, 50 k Ω . Reproduction : 400 mV/47 k Ω . Courbe de réponse : (± 1 dB) 30 Hz à 20 kHz. Contrôle de tonalité : ± 16 dB à 50 Hz et 14 kHz. Filtre : 12 dB par octave. Dimensions : 344 x 118 x 254 mm.

Chaînes proposées :

Chaîne Delta 70-S1 avec platine Connoisseur BD2 et 2 enceintes Leak 300.



La platine Beogram 4000 : Platine Hi-Fi stéréophonique à bras de lecture tangentielle et commande électronique de toutes les fonctions, équipé d'une cellule SP15. Moteur synchrone à rotation lente. Plateau non magnétique. Caractéristiques techniques : Scintillement : $\pm 0,05$ %. Rumble : > 65 dB. Gamme d'ajustement de vitesse : > 6 %. Vitesses : 33 1/3 tr/mn, 45 tr/mn. Suspension du moteur. Fréquence de résonance horizontale : 3,5 Hz ; verticale : 5 Hz. Poids du châssis flottant : 4,5 kg. Erreur de piste : 0,04%. Longueur de bras : 155 mm. Cellule : SP15. Dimensions : 100 x 490 x 380 mm. Poids : 12 kg avec capot.



Le tuner amplificateur Beomaster 4000 : Caractéristiques techniques : Dimensions : 95 x 580 x 270 mm. Amplificateur : Puissance de sortie : efficace : 2×60 W, musique : 2×100 W. Impédance enceinte acoustique : 4 Ω . Distorsion harmonique : à 50 mW, $< 0,06$ %, à puissance nominale : $< 0,1$ %. Intermodulation : $< 0,3$ %. Réponse en fréquences à $\pm 1,5$ dB : 20-30 000 Hz. Bande passante pour 1% de distorsion : 10-35 000 Hz. Facteur d'amortissement : > 20 . Entrées : PU basse impédance : 3 mV/47 k Ω ; magnétophone : 250 mV/1 000 k Ω . Rapport signal/bruit : PU basse impédance > 60 dB. Impédance de charge : 1,2 k Ω . Magnétophone : > 60 dB. Impédance de charge : 4,7 k Ω . Séparation entre canaux à 1 000 Hz : > 60 dB entre 250-1 000 Hz : > 45 dB. Sortie magnétophone : 15 mV à 4,7 k Ω . Contrôle des basses à 40 Hz : ± 17 dB. Contrôle des aigus à 12 500 Hz : ± 14 dB.

Tuner FM : Gamme : 87,5 - 104 MHz. Sensibilité pour 26 dB de rapport signal/bruit : $< 1,4$ μ V à 75 Ω . Limitation : 1 μ V à 75 Ω . Rapport signal/bruit : > 65 dB. Sélectivité : > 55 dB. Gamme de fréquences : 20-15 000 Hz $\pm 1,5$ dB. Distorsion harmonique : $< 0,4$ %. Séparation entre canaux : 35 dB. Suppression fréquence pilote et porteuse : 40 dB.

Beovox 901 : type 6245 ébénisterie : palissandre. Caractéristiques techniques. Puissance continue : 20 W. Puissance musicale : 40 W. Réponse en fréquences : 80-18 000 Hz. Impédance : 4 Ω . Distorsion harmonique : < 3 %. Sensibilité : 3 W. Dispersion : 90°. Boomer : 1 x 6,5". Tweeter : 1 x 2,5". Dimensions : 330 x 240 x 112 mm. Volume : 5 l.

Beovox 1001 : type 6246. Ébénisterie : palissandre. Caractéristiques techniques. Puissance continue : 20 W. Puissance musicale : 40 W. Réponse en fréquences : 60-18 000 Hz. Impédance : 4 Ω . Distorsion harmonique : < 3 %. Sensibilité : 3 W. Dispersion : 90°. Boomer : 1 x 6,5". Tweeter : 1 x 2,5". Dimensions : 380 x 280 x 136 mm. Volume : 10 l.



Le « Beosystem » 901 : Chaîne haute-fidélité complète. Le Beomaster 901 est un tuner-amplificateur recevant modulation de fréquence, grandes ondes et ondes moyennes. La Beogram 1001 et deux Beovox 901 ou 1001 de volume réduit complètent ce système.

Beogram 1001 : Ébénisterie palissandre. Caractéristiques techniques. Dimensions : 360 x 115 x 310 mm. Connexions externes : sortie 47 k Ω 5 mV sur chaque canal à 5 cm/s. 1 000 Hz. Vitesses : 45-33 1/3 tr/mn avec réglage fin de vitesse. Rumble : supérieur à 55 dB (DIN B). Pleurage : $\pm 0,15$ % mesuré crête à crête. Réponse en fréquence : 20-2 000 Hz ± 3 dB. Bras et cellule : bras STL 15°. Cellule SP14A.

Beomaster 901, type 2602 : Ébénisterie palissandre. Caractéristiques techniques. Dimensions : 75 x 500 x 228 mm. Amplificateur : puissance de sortie : efficace : 2×20 W. Musique : 2×40 W. Impédance enceinte acoustique : 4 Ω . Distorsion harmonique : à 50 mW, $< 0,1$ %, à puissance nominale : $< 0,5$ %. Intermodulation : < 1 %. Réponse en fréquences à $\pm 1,5$ dB : 20-30 000 Hz. Bande passante pour 1% de distorsion : 10-35 000 Hz. Facteur d'amortissement : > 12 . Entrées : P.U. basse impédance : 2,5 mV-47 k Ω . Magnétophone : 150 mV-470 k Ω . Rapport signal/bruit : P.U. basse impédance : > 50 dB. Impédance de charge 1,2 k Ω . Magnétophone : > 55 dB. Impé-

dance de charge 4,7 k Ω . Séparation entre canaux : à 1 000 Hz : > 60 dB entre 250-1 000 Hz : > 55 dB. Sortie magnétophone : 25 mV-40 k Ω . Contrôle des basses à 40 Hz : ± 17 dB. Contrôle des aigus à 12 500 Hz : ± 14 dB.

Tuner FM : Gamme : 87,5-104 MHz. Sensibilité pour 26 dB de rapport signal/bruit : $< 1,8$ μ V à 75 Ω . Limitation : $< 1,5$ μ V à 75 Ω . Rapport signal/bruit : > 65 dB. Sélectivité : 55 dB. Gamme de fréquence : 20-15 000 Hz $\pm 1,5$ dB. Distorsion harmonique : $< 0,6$ %. Séparation entre canaux : > 30 dB. Suppression fréquence pilote et porteuse : > 35 dB.

Tuner AM : Gamme LW : 147-350 kHz. MW : 520-1 610 kHz. Sensibilité : LW = 15 μ V. MW : 20 μ V. Rejection image : 40 dB. Rejection IF : 65 dB. Bande passante : 4,5 kHz. Amplitude maximale : 500 mV.



Le Beosystème 1001 : Cette chaîne comprend un tuner amplificateur Beomaster 1001, la platine Beogram 1001, 2 enceintes Beovox 901 ou Beovox 1001.

Beomaster 1001 : Ébénisterie palissandre ou blanc. Caractéristiques techniques. Dimensions : 78 x 545 x 205 mm. Amplificateur : puissance de sortie : efficace : 2×15 W. Musique : 2×20 W. Impédance enceinte acoustique : 4 Ω . Distorsion harmonique : à 50 mW : $< 0,3$ % à puissance nominale : $< 0,5$ %. Intermodulation : < 1 %. Réponse en fréquences à $\pm 1,5$ dB : 20-30 000 Hz. Bande passante pour 1% de distorsion : 20-30 000 Hz. Facteur d'amortissement : < 12 . Entrées : PU basse impédance : 3,5 mV-47 k Ω . Magnétophone : 200 mV-470 k Ω . Rapport signal/bruit : PU basse impédance > 50 dB. Impédance de charge 1,2 k Ω . Magnétophone : > 60 dB. Impédance de charge : 4,7 k Ω . Séparation entre canaux : à 1 000 Hz : > 65 dB, entre 250-1 000 Hz : > 55 dB. Sortie magnétophone : 40 mV à 80 k Ω . Contrôle des basses à 40 Hz : ± 17 dB. Contrôle des aigus à 12 500 Hz : ± 14 dB.

Tuner FM : Gamme : 87,5-104 MHz. Sensibilité pour 26 dB de rapport signal/bruit : 1,8 μ V à 75 Ω . Limitation : 2,2 μ V à 75 Ω . Rapport signal/bruit : > 65 dB. Sélectivité : > 20 dB. Gamme de fréquence : 40-15 000 Hz $\pm 1,5$ dB. Distorsion harmonique : $< 0,9$ %. Séparation entre canaux : > 30 dB. Suppression fréquence pilote et porteuse : > 35 dB.

Êtes-vous prêt?

la télévision en couleurs à portée d'



le diapo-télé test



infra INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE

Mieux qu'aucun livre, qu'aucun cours. Chaque volume de ce cours visuel comporte : textes techniques, nombreuses figures et 6 diapositives mettant en évidence les phénomènes de l'écran en couleurs ; visionneuse incorporée pour observations approfondies.

BON A DÉCOUPER

Je désire recevoir les 7 vol. complets du "Diapo-Télé-Test" avec visionneuse incorporée et reliure plastifiée.

NOM

ADRESSE

CI-INCLUS un chèque ou mandat-lettre de 88,90 F. TTC frais de port et d'emballage compris.



L'ensemble est groupé dans une véritable reliure plastifiée offerte gracieusement.

BON à adresser avec règlement à :

INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE
24, r. Jean-Mermoz - Paris 8^e - BAL. 74-65

notre COURRIER TECHNIQUE

Par R.A. RAFFIN

RR - 5.61. — M. Pierre Godard, 50-Saint-Lô.

Il y a évidemment désadaptation d'impédance entre l'entrée de votre magnétophone et la cellule lectrice céramique de votre pick-up, votre magnétophone ne comportant pas d'entrée d'impédance élevée.

Une solution consiste à utiliser l'une ou l'autre entrée du magnétophone (essayez celle qui convient le mieux) en intercalant une résistance de l'ordre de 470 k Ω en série dans la connexion provenant du pick-up.

Une autre solution pourrait être la réalisation d'un préamplificateur adaptateur d'impédance. Il devrait être monté dans un boîtier séparé, car nous ne pensons pas que cette adjonction puisse se faire directement sur le magnétophone (circuits imprimés).

RR - 5.62. — M. Thierry Godard, Paris (13^e).

Instrument musical électronique n° 1338, page 136.

1° Le plan de câblage de la figure 2 montre la disposition des éléments. C'est la figure 1 (schéma) qui est exacte, et notamment le branchement des résistances R_1 à R_8 est correct sur cette figure.

2° Avec les valeurs choisies pour les composants, il n'est pas possible d'ajouter des notes de fréquences supérieures. Quant aux notes de fréquences inférieures, il faudrait ajouter diverses résistances à la suite de R_3 , et de la même façon; néanmoins, on ne doit pas pouvoir aller très loin dans ce domaine, car le multi-vibrateur refusera d'osciller normalement.

RR - 5.63. — M. Georges Farjallah à Kfarchima (Liban).

Détecteur de présence n° 1343, page 220.

1° Nous ne pouvons pas vous dire, à distance, si le thyristor que vous avez employé est en cause. Il vous est facile de voir s'il se déclenche bien en lui appliquant artificiellement une faible tension positive sur sa gâchette G.

2° D'autre part, vous pouvez vérifier que l'approche de la main de la plaque détectrice provoque bien l'apparition d'une tension positive aux bornes de R_9 . Sinon, ce n'est pas le thyristor qui est en cause, mais bien les étages précédents du montage.

3° Vérifiez notamment l'état des diodes D_1 , D_2 , ainsi que le transistor T_1 .

Pour C_2 et C_4 , au lieu de condensateurs à film plastique, on peut utiliser des condensateurs au papier, à condition qu'ils soient absolument exempts de fuites internes.

4° Dans le schéma d'alimentation que vous nous soumettez, les condensateurs électrochimiques doivent être du type 25 V, sauf celui se trouvant immédiatement après le pont redresseur (4 x BY126) qui doit être du type 30 V.

RR - 5.64. — M. Raymond Girod à Paris (18^e), nous demande comment installer un ampèremètre « charge-décharge » à zéro central (± 20 A) sur sa voiture.

Un ampèremètre « charge-décharge » à zéro central s'intercale dans le fil partant de la cosse « batterie » ou « B » du régulateur de tension et aboutissant à la borne (+) de l'accumulateur. Utilisez le même type de fil que celui employé par le constructeur pour la connexion d'origine. En cas de déplacement incorrect de l'aiguille (déplacement dans le mauvais sens), il suffit d'inverser le branchement de l'ampèremètre.

RR - 5.65 - F. — M. Roger Dutoit, 69-Lyon (8^e), désire installer deux haut-parleurs (autoradio sortie 5 ohms) à l'intérieur de son véhicule, l'un à l'avant, l'autre à l'arrière, avec un potentiomètre de « balance ».

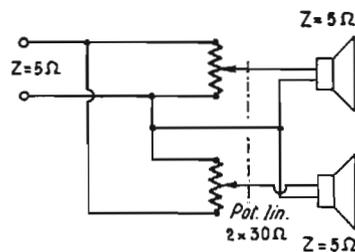


Fig. : RR - 5.65.

Le montage de deux haut-parleurs avec potentiomètre de « balance » est représenté sur la figure RR - 5.65. On utilise un potentiomètre double jumelé bobiné linéaire de 2×30 ohms. Selon la manœuvre de ce potentiomètre, lorsque le volume augmente sur un haut-parleur, il diminue sur l'autre.

RR - 5.66. — M. René Planfoid, 63-Clermont-Ferrand.

Les transistors cités dans votre lettre sont référencés par une immatriculation industrielle de code donnée par le constructeur de l'appareil sur lequel ils étaient utilisés. Il ne s'agit donc pas d'immatriculations officielles, standardisées, et cela ne permet pas de les identifier (caractéristiques, correspondances, etc.). Il faudrait connaître le code du constructeur. Il en est en général ainsi pour tous les semi-conducteurs récupérés sur les calculatrices, ordinateurs et autres appareils de ce genre.

ERRATUM

Voir Publicité

RAM
page 177

Dans la colonne de droite, lire :

OSCILLOSCOPE HM207
au lieu de HM312 - Prix 1 297 F

COMMUTATEUR ÉLECTRONIQUE
Prix 590 F au lieu de 2 115 F

OSCILLOSCOPE HM 312
Prix 2 115 F au lieu de 590 F

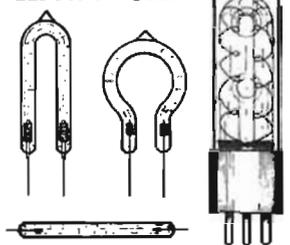
RR - 5.67. — M. Roger Meillier, 71-Mâcon.

Notre correspondant nous fait part de ses déboires dans l'adjonction d'un tweeter sur son amplificateur BF :

En parallèle sur le haut-parleur principal de 24 cm (5 ohms), j'ajoutais un tweeter (5 ohms également) avec un condensateur de 16 μ F comme préconisé; cette disposition était totalement inefficace. J'en conclusais donc que mon amplificateur ne passait pas les aiguës... J'ai alors modifié cet amplificateur; maintenant, j'ai des aiguës reproduites par le tweeter, mais elles ne sont pas bonnes (déformées, nazillardes, frisstées...).

Comme vous avez pu en juger par vous-même, cher lecteur, un tweeter ne « fabrique » pas les aiguës; il ne reproduit que ce qu'on lui fournit... Certes, maintenant les aiguës sont apparues, mais votre amplificateur ne doit pas être fidèle sur les fréquences élevées, d'où les déformations constatées sur les aiguës. Il y a donc encore certaines choses à revoir sur votre amplificateur. Un oscilloscope et un générateur BF vous seraient sûrement très utiles.

LAMPES-ÉCLAIR ÉLECTRONIQUES



Flash Electronique
Stroboscopie
Ballasté.

NOMBREUX TYPES STANDARD

franceclair

92 AVENUE DE TOULOUSE
92 165 - MONTREUIL - 92 017 28

RR-1.17-F. — M. Pierre Becuwe,
77-Fontainebleau, se plaint de crépitements lors d'auditions utilisant son amplificateur BF Hi-Fi.

D'après vos explications et les essais effectués, il ne semble pas, en effet, que l'amplificateur soit directement en cause. Mais cela pourrait être dû à des parasites véhiculés par le secteur et détectés par un étage de l'amplificateur BF.

A l'arrivée du secteur, sur l'alimentation de l'amplificateur, vous pourriez essayer d'intercaler un filtre dont la constitution est représentée sur la figure RR-1.17. Les bobines L peuvent être constituées par une centaine de tours de fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm enroulés à spires jointives et en couches successives sur un noyau cylindrique de ferrocube de 10 à 12 mm de diamètre (non critique). La valeur des condensateurs C est à déterminer par expériences pour l'obtention de la meilleure efficacité (type 1 500 V essai); généralement, des capacités de 0,1 μ F donnent satisfaction. Enfin, la connexion M doit être reliée à la masse de l'appareil, ainsi qu'à une excellente prise de terre (tuyau de distribution d'eau ou de chauffage central, par exemple).

RR - 1.18-F. — M. Jacques Sinou, Paris (18^e).

1^o Caractéristiques et brochages des tubes :

EM4 : tube indicateur cathodique d'accord. Chauffage = 6,3 V 0,9 A ; V_a max = 400 V ; V_a = 250 V ; V_{g1} = -14 V ; V_{g2} = 250 V ; I_{g1} = 72 mA ; I_{g2} = 5 mA ; S = 6 mA/V ; P = 22,5 k Ω ; Z_a = 2,5 k Ω ; W_a = 19 W ; W_u = 6,5 W.

6L6 : tétrode BF à faisceaux dirigés. Chauffage = 6,3 V 0,9 A ; V_a max = 400 V ; V_a = 250 V ; V_{g1} = -14 V ; V_{g2} = 250 V ; I_{g1} = 72 mA ; I_{g2} = 5 mA ; S = 6 mA/V ; P = 22,5 k Ω ; Z_a = 2,5 k Ω ; W_a = 19 W ; W_u = 6,5 W.

Les brochages de ces deux tubes sont représentés sur la figure RR-1.18.

2^o Antiparasitage secteur d'un récepteur de radio. Veuillez vous reporter à la réponse précédente (RR-1.17) et au schéma du filtre, secteur proposé (également valable).

RR - 4.10 F. — M. Maurice Gerand à Chauffaye (Hautes-Alpes).

Pour le réglage du haut-parleur comme vous désirez le faire, le montage à réaliser est représenté sur la figure RR - 4.10. Le potentiomètre est du type bobiné linéaire de 10 ohms.

RR - 6.01 — M. Roger Tissot,
26-Valence.

1^o Votre remarque concernant le trafic dans la bande 27 MHz (des radiotéléphones) a déjà fait l'objet d'une réponse dans cette rubrique (voir RR - 9.04, page 257, n^o 1330).

2^o Le fonctionnement du « Courrier Technique » pour nos lecteurs a été exposé à la page 237 du n^o 1338.

RR - 6.02 F. — M. Marchex,
63-Montferrand.

1^o On peut remplacer un tube cathodique du type AW 59-91 par un tube du type A 59-15-W, sans modifier le téléviseur. Nous notons simplement une toute petite différence dans les tensions de la grille-wehnelt. Mais cette différence doit pouvoir aisément se compenser par le réglage manuel de lumière du téléviseur.

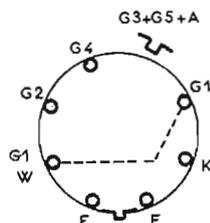


Fig. : RR - 6.02.

2^o Le brochage de ces tubes est représenté sur la figure RR-6.02.

3^o Adresse de SONORA : 5, rue de la Mairie, 92-Puteaux.

RR-6.03. — M. Bernard Grégoire,
02-Laon.

En général, la charge requise par une cellule lectrice piézo-électrique est de l'ordre de 1 à 2 M Ω . L'impédance d'entrée de votre amplificateur étant de 10 M Ω , il suffit donc de souder en parallèle sur cette entrée une résistance de l'ordre de 2 M Ω pour déterminer une charge convenable pour la cellule piézo-électrique employée.

RR - 6.04. — M. Paul Richard,
40-Saint-Vincent-de-Paul.

Il fut un temps où l'O.R.T.F. transmettait des fréquences BF étalonnées durant l'avant-programme des émissions TV ; il semble que cette pratique soit maintenant abandonnée...

Nous n'avons pas connaissance de l'existence de transmissions de ce genre par le réseau FM.

RR-6.05. — M. Jean-Claude Borel,
59-Maubeuge.

Dans le schéma de préamplificateur BF joint à votre lettre, et no-

tamment dans le circuit attaquant la base du premier transistor, nous estimons que le condensateur de 15 000 pF (15 nF) est manifestement trop faible pour une transmission de qualité des signaux musicaux.

Il serait souhaitable d'augmenter notablement cette capacité.

On peut d'ailleurs en dire autant pour les autres capacités de liaison de ce préamplificateur.

Il convient également d'ajuster soigneusement la polarisation de base du premier transistor par le potentiomètre de 200 k Ω prévu à cet effet.

RR - 6.06. — M. Philippe Co-meyne,
59-Lambersart.

Nous ne devons probablement pas très bien comprendre le sens de votre demande. En effet, dans le Servolight (N^o 1288, page 122), lorsque les triacs ne sont pas déclenchés par le modulateur interne, mais par les signaux BF issus de l'amplificateur, les éclats varient bien avec le rythme de la musique.

Toutefois, si vous prenez « rythme » au pied de la lettre, c'est-à-dire la mesure, c'est une autre histoire...

Quant à l'utilisation du modulateur interne, afin que sa fréquence soit lente lorsque les signaux BF sont faibles, et plus rapide lorsque les signaux BF sont puissants, nous vous suggérons le montage suivant à expérimenter :

En parallèle sur la sortie basse impédance de l'amplificateur, on pourrait monter une ampoule 6 ou 12 V (0,1 à 0,3 A) à incandescence. Dans le modulateur interne, on pourrait monter une photorésistance type LDR en parallèle sur la résistance ajustable de 22 k Ω . Naturellement, l'ampoule serait placée en face de la LDR, à l'intérieur d'un boîtier. Plus l'éclairage de l'ampoule sera fort, plus la résistance de la LDR diminuera, et plus la fréquence du multivibrateur sera élevée.

Nous vous le répétons, il s'agit d'un montage à essayer et à mettre au point par vous-même.

RR - 6.07. — M. Jean-Max Cou-taz,
73-Moutiers.

Concernant l'oscilloscope décrit dans le n^o 1234, page 135, nous vous rappelons que des renseignements complémentaires ont été publiés dans le n^o 1256, page 150. Vous y trouverez également des précisions concernant l'utilisation des tubes cathodiques de la série des DG 7.

RR - 6.08. — M. Dang-Minh-Loc,
Saïgon.

1^o Les transistors AC 128 sont très courants et se trouvent partout (du moins en France).

2^o Nous n'avons pas la correspondance du transistor type MTJA-0117 ; mais faisant partie du montage qui vous intéresse et qui est décrit dans Radio-Pratique n^o 1332, page 14, la maison G.R. Electronique doit pouvoir vous les fournir.

3^o Transistor Q₇, figure 4, page 31, n^o 1329 : La flèche de l'émetteur a, par erreur, été dessinée à l'envers.

4^o Les immatriculations des transistors citées dans votre lettre sont des immatriculations courantes, normales, standardisées ; nous ne voyons donc pas en quelle « équivalence » nous pourrions vous les donner.

Il est possible que ces transistors soient très rares au Vietnam ; en France, ils sont très courants et fabriqués par la R.T.C. (130, avenue Ledru-Rollin, Paris 11^e). Vous pourriez peut-être les faire commander à cette firme par un radioélectricien professionnel de votre ville.

RR - 6.09. — M. Roger Paire,
92-Courbevoie nous demande le schéma d'un amplificateur linéaire 27 MHz pour augmenter la puissance jusqu'à 3 ou 5 W de la partie « émission » d'un talkie-walkie.

Votre demande manque de précision en ce sens qu'elle ne nous précise pas la puissance HF réelle de l'émetteur 27 MHz actuel. En effet, il est important de connaître la puissance fournie pour déterminer l'amplificateur qui délivrera la puissance souhaitée. Par ailleurs, nous insistons bien sur l'expression « puissance réelle » disponible, laquelle n'a souvent aucune commune mesure avec la puissance indiquée sur le boîtier de l'appareil...

En attendant, nous pouvons déjà vous indiquer trois montages susceptibles de vous convenir :

1^o A transistor 2N3296 ; puissance d'entrée = 100 mW ; puissance de sortie = 2 W (voir HP n^o 1132, page 118).

2^o A lampe BE416 ; puissance d'entrée = 50 à 200 mW ; puissance de sortie = 2 à 4 W (voir HP n^o 1308, page 184).

3^o A transistors 2N5643 + MM1552 (voir HP n^o 1355, page 226). Certes, ce dernier montage est prévu pour 3 W d'entrée, mais on peut lui en appliquer beaucoup moins. Son gain global maximal étant de l'ordre de 12 dB, nous obtiendrons 5 W de sortie pour 300 mW d'entrée, et 3 W de sortie pour 180 mW d'entrée.

Naturellement, tout autre montage plus particulièrement adapté à votre cas pourrait être étudié sur votre demande, mais précisez-nous bien la puissance HF disponible à amplifier.

RR - 6.10. — M. Raymond Planchert, 69-Lyon (4°).

Sur la figure 4, page 163, n° 1252 (anti-vol pour voiture), la connexion directe entre la base de T₅ et la base B₁ de T₄ doit en réalité être « coupée » par un condensateur de 27 nF.

RR - 6.11. — M. Roger Moulin, 69-Bron.

En ce qui concerne le calibrateur à quartz décrit dans le n° 1247, les quartz dont vous disposez ne conviennent absolument pas. Il s'agit de quartz de la série FT 243, quartz pour lesquels la fréquence indiquée sur le boîtier est bien celle du... quartz.

Ce sont des quartz de la série FT 241 qu'il convient d'employer. Toutes indications (fréquences, dimensions de boîtier, etc.), sont données à ce sujet dans notre article.

RR - 6.12. — M. J.-P. Morena, 33-Bordeaux.

Nous n'avons pas les correspondances européennes des transistors R.C.A. cités dans votre lettre, mais en voici les caractéristiques essentielles :

40080 : Oscillateur 27 MHz ; Po = 0,1 W ; F max. = 350 MHz ; Vce = 30 V max. ; Pt = 0,5 W ; G = 17 dB.

40081 : Driver 27 MHz ; Po = 0,4 W ; F max. = 350 MHz ; Vce = 60 V max. Pt = 2 W ; G = 7 dB.

40082 : Etage PA 27 MHz ; Po = 3 W ; F max. = 200 MHz ; Vce = 60 V max. ; Pt = 5 W ; G = 9 dB.

Boîtier TO₅ pour les deux premiers ; boîtier TO₃₉ pour le dernier.

RR - 6.13. — M. Gabriel Peron, 56-Loctiquelic.

Le petit claquement que l'on entend parfois dans les haut-parleurs lors de l'arrêt de l'amplificateur, provient de la décharge du condensateur de très forte capacité assurant la liaison à ces haut-parleurs. Dans le cas d'un amplificateur stéréophonique, si les claquements sont légèrement décalés (1/5 de seconde dans votre cas), cela signifie donc simplement que, sur l'un des

canaux, vous avez un condensateur présentant une capacité un peu plus faible que sur l'autre.

RR - 6.14. — M. Daniel Lindeker, 78-Versailles.

Pour que nous puissions vous indiquer avec précision les caractéristiques du transformateur-oscillateur à employer dans le montage que vous nous soumettez, il faudrait nous indiquer l'origine du schéma, ainsi que les caractéristiques des têtes magnétiques préconisées.

Notez que le primaire peut toujours s'accorder sur la fréquence d'oscillation (effacement et prémagnétisation) en modifiant la valeur du condensateur connecté en parallèle ; mais le secondaire de liaison dépend des têtes employées (impédance).

Généralement, les fournisseurs de têtes magnétiques vendent également l'enroulement oscillateur-transformateur convenant à ces têtes.

RR - 6.15. — M. Richard Lais, 88-Fraize.

En 1972, nous ne pouvons pas vous encourager à réaliser un montage de téléviseur d'après un schéma datant de 1955... Vous auriez certainement beaucoup de difficultés actuellement pour vous procurer les pièces préconisées à l'époque.

En outre, le schéma dont vous nous entretenez est sans doute conçu pour le standard américain, et de ce fait ne convient pas aux normes françaises.

RR - 6.16. — M. Gérard Mis, 59-Pecquencourt.

Pour que nous puissions répondre à vos questions (branchements éventuels d'antennes, OC d'une part, et PO-GO d'autre part, sur votre récepteur), il faut obligatoirement nous faire parvenir le schéma de ce récepteur pour que nous l'examinions. Bien entendu, ce schéma vous sera retourné avec notre réponse.

RR - 6.17. — M. Bertrand Leconte, 92-Clamart.

1° Nous pensons que le montage de filtre BF pour récepteur de trafic, publié dans le n° 1316, page 130, correspond à ce que vous recherchez.

2° Le transistor AF 115 peut être remplacé par AF 125.

RR - 6.18. — M. Patrick Villeneuve, 63-Clermont-Ferrand.

Le brochage du tube cathodique VCR 138 a été publié à la page 215, réponse RR - 4.02-F, du n° 1360.

Pour les caractéristiques de ce tube, veuillez vous reporter à l'un des numéros suivants : 1080, 1087, 1123, 1202.

RR - 6.19. — M. Pierre Capellini, 72-Sablé-sur-Sarthe.

Le tube cathodique pour TV type 23 BP 4 ne figure dans aucune de nos documentations. Ne s'agirait-il pas plutôt du type 23BEP4 ?

RR - 6.20. — M. Plumet Mariw à Wasmes (Belgique).

Pour la mesure des capacités de valeurs assez importantes, il faut utiliser un pont ; un montage de ce genre a été décrit dans notre revue sœur RADIO PLANS n° 288.

RR - 6.21. — M. Philippe Gillier à Nabeul (Tunisie).

1° Comme antenne FM à grand gain, nous pouvons vous signaler le type US08 (de WISI-FRANCE B.P. 163, 68-Colmar), antenne de 8 éléments qui vous apporterait un gain plus important que votre antenne actuelle de 3 éléments.

2° Nous ne pouvons pas vous conseiller l'emploi d'une antenne extérieure sur votre récepteur de radio (pour améliorer vos réceptions PO-GO) sans connaître le type de poste utilisé. En effet, s'il s'agit d'un récepteur ordinaire à transistors, nous craignons que ce remède soit pire que le mal... (violents effets de transmodulation). Ce sujet a déjà été traité à plusieurs reprises dans cette rubrique ; voir aussi notre article publié dans le numéro 1281, page 20.

RR - 6.22. — M. Jean-Pierre Duval, 27-Mousseux-le-Bois.

1° Il aurait été intéressant de nous indiquer la provenance du schéma de correcteur « graves-

aiguës » que vous nous soumettez. En effet, ce schéma semble comporter quelques erreurs ou anomalies ; ou bien, il s'agit d'erreurs de dessin de votre part... Ce qui nous met dans l'embarras pour vous répondre valablement.

2° Un correcteur de graves (par exemple) ne « fabrique » pas les graves... Le relèvement des graves est obtenu indirectement par affaiblissement de tous le reste du registre sonore. En conséquence, si la suite de l'amplificateur (y compris les haut-parleurs et enceintes) n'est pas capable de transmettre fidèlement les graves, on ne constate en fait auditivement aucun relèvement.

RR - 6.23. — M. Claude Bellais, 50-Coutances.

Pour un contrôle de « balance » sur votre amplificateur BF stéréophonique, vous pouvez certes monter un « vu-mètre » à la sortie de chaque canal (avec résistances, diodes et condensateurs selon le schéma habituel). Mais le mieux est évidemment d'utiliser un « vu-mètre » unique à zéro central.

De nombreux montages de ce genre ont déjà été publiés dans notre revue. Vous pourriez, par exemple, adopter le schéma de la figure 7, page 107, du n° 1304 (connexions A et B à affectuer sur les sorties H.P. de chaque canal).

RR - 6.24. — M. Michel Ravard, 78-Carrières-sur-Seine.

Nos documentations ne comportent aucun renseignement concernant le tube cathodique 3ADP1 pour oscilloscope. Nous regrettons de ne pouvoir vous être agréable.

RR - 6.25. — F. — M. André Navoizat, 77-Melun.

Le schéma de principe de la figure 1, page 111 du n° 1229, comporte évidemment une grossière erreur de dessin (qui a été rectifiée en son temps dans nos colonnes).

A toutes fins utiles, nous vous reproduisons sur la figure RR - 6.25. le schéma correct.

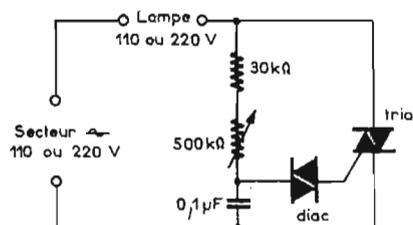


Fig. : RR - 6.25.

RR - 6.26. — M. R. Maillard, 54 - Villers-les-Nancy.

Pour que nous puissions vous dire si le temporisateur pour essuie-glace (Fig. 1, page 150, n° 1260) peut être installé sur votre voiture, et le cas échéant vous indiquer comment le connecter, il importe de nous communiquer le **branchement** actuel de l'essuie-glace. Vous nous avez bien fait un petit dessin de cet essuie-glace, mais cela ne suffit pas ; il faut nous indiquer comment sont connectées les trois bornes dans le circuit électrique du véhicule.

RR - 6.27 - F — Bernard Candela, 83 - Toulon.

L'oscilloscope décrit à la page 188 du n° 1330 ne peut convenir que pour des signaux de fréquences faibles et de forme sinusoïdale ; la bande passante de l'amplificateur vertical n'est pas très étendue (voir notre article Haut-Parleur n° 1304, page 203).

Il ne saurait être question d'apporter une amélioration à cet état de choses sans envisager une refonte totale du montage. Il est alors bien préférable de se reporter à une réalisation plus élaborée d'oscilloscope. On ne peut pas demander à ce montage simple et bon marché, les mêmes performances qu'à un oscilloscope de plus de 1 000 F.

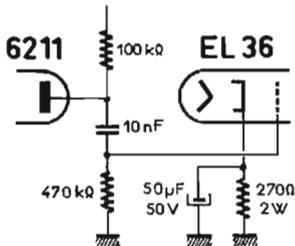


Fig. : RR - 6.27.

A toutes fins utiles, nous vous signalons une erreur de dessin sur la figure 1, page 188, entre les tubes 6211 et EL36. La partie rectifiée est représentée sur la figure RR - 6.27. ci-contre.

RR - 6.28. — M. Jean-Paul Lecomte, 14 - Caen.

1° Dans le montage d'accompagnement lumineux décrit dans le n° 1351, page 199, comme transformateur de liaison vous pouvez utiliser un modèle ordinaire de transformateur de sorties pour étage push/pull, genre TRS52 de Audax pour haut-parleur 4 à 5 Ω.

2° Vous pouvez évidemment employer des lampes ordinaires à incandescence.

RR - 6.29. — M. Gérard Garcia, 81 - Rabastens.

Alimentation stabilisée Haut-Parleur n° 1334, page 123.

1° Comme il est dit dans le texte, les secondaires du transformateur doivent délivrer une tension de 52 V eff.

De ce fait, la tension de crête à laquelle se chargent les condensateurs C_{34} et C_{35} est d'environ 73 V ; il importe donc que ces condensateurs puissent tenir cette tension (et non pas 65 V comme cela est indiqué).

Avec un transformateur délivrant 60 V eff., la tension de crête serait de l'ordre de 84 V.

2° La solution de deux condensateurs connectés en série, mais de capacité double, est très valable.

3° Le tube au néon que vous avez employé peut convenir (nullement critique).

4° Le fait que la résistance R_{68} ait grillé est peut-être simplement dû à l'utilisation d'un composant d'une puissance insuffisante pour la fonction considérée.

5° Concernant l'échauffement de la résistance R_{71} et du transistor Q_{17} , ainsi que le manque de stabilisation, il semble que tout se tienne : vérifiez votre montage, les valeurs des composants, les tensions aux divers points du circuit régulateur, le réglage de R_{67} et l'efficacité de la diode Zener Z_7 (9,1 V).

RR - 7.01. — M. Roger Barricand, 69 - Lyon (4°).

1° Haut-Parleur n° 1318, schéma de la page 41 :

La diode en shunt sur le relais B a été représentée à l'envers, par erreur. Sa cathode doit être du côté de la ligne (+) d'alimentation.

2° Haut-Parleur n° 1334, page 126 :

Sur le schéma de la figure 1, il faut supprimer la connexion partant du point (4) et aboutissant à la lampe LR (erreur de dessin).

RR - 7.02. — M. Ph. Moniot

Nous n'avons malheureusement pas le schéma interne du « Black-Box » dont le principe a été exposé dans le n° 1336, pages 64 et 66 ; le réalisateur ne nous l'a pas communiqué.

Il conviendra de vous adresser directement à Monsieur P. Marrot Ets « Radio-Pilot » 153, rue Diderot, 94 300 - Vincennes.

RR - 7.03. — M. Charles Saint-Martin, 32 - Mirande.

En télévision-couleur, les trois couleurs fondamentales sont le

rouge, le bleu et le vert. Toutes les autres couleurs sont obtenues par les mélanges additifs ou soustractifs essentiels suivants, avec des dosages variables selon nécessité de la teinte et de la saturation :

Rouge + vert + bleu = blanc.

Rouge + vert = jaune.

Vert + bleu = cyanure.

Bleu + rouge = magenta.

Blanc - bleu = jaune.

Blanc - rouge = cyanure.

Blanc - vert = magenta.

Jaune + bleu = blanc.

Cyanure + rouge = blanc.

Magenta + vert = blanc.

Relation de luminance :

$Y = 0,3 \text{ rouge} + 0,59 \text{ vert} + 0,11 \text{ bleu}.$

RR - 7.06. — M. A. Thuilier, 95 - Goussainville.

Si, comme nous le pensons, votre platine tourne-disque n'a pas été conçue dès le départ, c'est-à-dire à la fabrication, pour comporter un réglage fin de vitesse (pitch control), nous ne pensons pas qu'il soit possible de le lui adjoindre maintenant (aussi bien qu'il s'agisse d'un dispositif mécanique qu'électronique).

RR - 7.07. — M. Jacques Chervalier à Tanger (Maroc).

Le phénomène de propagation des ondes que vous avez observé n'est pas nouveau ; on le constate épisodiquement sur différentes bandes de fréquences. Ces phénomènes sont attribués à des variations de hauteur et de densité des couches ionisées de Kenelly-Heaviside, aux taches solaires, etc.

RR - 7.08. — M. Daniel Joseph, Paris (5°).

D'après leurs immatriculations, les transistors 91T6 et 93T6 doivent être de fabrication Sescosem.

Néanmoins, ils ne figurent pas sur les documentations de cette firme en notre possession. Nous vous suggérons donc de vous adresser directement à Sescosem, 101, boulevard Murat, Paris (16°).

RR - 7.04. — M. André Bérard, 84 - Vaison.

Nous ne pouvons que très difficilement vous renseigner d'après un seul schéma que nous ne connaissons pas et que nous n'avons pas expérimenté. En principe, le « Courrier technique » est réservé aux montages décrits dans notre revue. Dans votre cas, il aurait fallu au moins nous dire d'où provenait le schéma, ou bien nous joindre le texte complet de l'article se rapportant à ce schéma.

A priori, d'après le seul examen possible du schéma soumis, nous ne pensons pas que le condensateur de 10 μF soit en cause. A notre avis, ou bien le thyristor qui ne déclenche pas est défectueux ; ou bien, son courant de déclenchement (courant de gâchette) est incorrect (agir sur les valeurs des résistances qui le déterminent).

RR - 7.05. — M. Jean Colin, 35 - Saint-Sulpice-des-Landes.

1° Il existe, en effet, des quantités de dispositifs répartiteurs, selon le mode de distribution adopté, pour les antennes collectives de télévision. Puisque vous nous parlez des matériels « Portenseigne », nous vous conseillons de consulter ces établissements, ou un dépositaire local de cette firme, en communiquant le **plan de l'immeuble** sur lequel figureront les différents points d'arrivée de l'antenne TV. On pourra alors vous guider valablement et vous indiquer exactement les types des matériels et dispositifs à employer.

2° Tout dispositif de distribution (câble, répartiteur, etc) apporte des pertes ; ce sont ces pertes que l'on évalue en décibels... et que l'on compense par un amplificateur de distribution.

Ces « décibels » n'ont rien à voir avec la tension souhaitable à l'entrée des téléviseurs qui s'exprime généralement en μ V.

RR - 7.09. — M. Jérôme Bonnefoy, Paris (10°).

Le déparasitage des dispositifs à thyristors (ou à triacs) a fait l'objet d'un article à la page 65 de notre n° 1291 auquel nous vous demandons de bien vouloir vous reporter.

RR - 7.12. — M. Daniel Collot, 38 - Saint-Egrève.

Le tube cathodique EV211 est un très ancien tube fabriqué par la Compagnie des compteurs. Nous n'en avons pas les caractéristiques et nous ne pouvons donc pas vous dire si elles sont semblables à celles du tube type 2AP1. Pour obtenir les caractéristiques du tube EV211, vous pourriez essayer d'écrire à Schlumberger-Compteurs 12, place des Etats-Unis, 92 - Montrouge.

LE TRANSCEIVER HEATHKIT HW 101

Le transceiver est l'appareil qui convient particulièrement aux radios-amateurs, en regroupant les fonctions émission-réception, et en libérant le QRA d'une grande partie des sous-ensembles ainsi que des fils et câbles de raccordement, source d'incidents pittoresques en cours de QSO. Il est maintenant possible d'avoir une station et de l'exploiter sans occuper beaucoup de place et ainsi se concilier les bonnes grâces de l'YL. Tous les fabricants ont mis ces matériels à leur catalogue, et cette formule s'est généralisée au détriment des fonctions émission et réception séparées, sans rien sacrifier sur le plan technique.

Le transceiver HW101 offre des caractéristiques intéressantes pour un prix très raisonnable, il permet le trafic en SSB et CW. La fonction AM n'existe pas, le constructeur l'offre sur un autre de ses appareils, mais celle-ci n'offre plus actuellement aucun intérêt par rapport à la SSB.

CARACTERISTIQUES

Transceiver 8 bandes :
3 500 - 4 000 kHz.
7 000 - 7 500 kHz.
14 000 - 14 500 kHz.
21 000 - 21 500 kHz.
28 000 - 28 500 kHz.
28 500 - 29 000 kHz.
29 000 - 29 500 kHz.
29 500 - 30 000 kHz.
Mode d'émission :
CW - SSB (bande supérieure - bande inférieure).
Stabilité :
Dérive inférieure à 100 Hz par heure, après 30 mn de chauffage, à la température ambiante, inférieure à 100 Hz pour une variation de la tension d'alimentation de $\pm 10\%$.
Calibration :
Interne par quartz 100 kHz, avec rattrapage sur le cadran.
Démultiplication :
500 kHz couverts en 35 tours par le démultiplicateur. Le cadran est gradué tous les 5 kHz.
Bande passante basse fréquence : 350 - 2 450 kHz.



Réception
Sensibilité : meilleure que $0,3 \mu\text{V}$ pour un rapport signal + bruit/bruit de 10 dB.

Sélectivité :
SSB 2,1 kHz à 6 dB, 7 kHz maximum à 60 dB.

CW 400 Hz à 6 dB, 2 kHz maximum à 60 dB, avec le filtre optionnel SBA301-2CW.

Réjection image et fréquence intermédiaire : 50 dB.

Puissance de sortie : 2 W eff. avec moins de 10 % de distorsion harmonique.

Emission
Puissance alimentation :
SSB (A3J) 180 W P.E.P.
CW (A1) 170 W.

Puissance de sortie :
100 W de 3 500 à 21 500 kHz,
80 W de 28 000 à 30 000 kHz sur charge non réactive de 50 Ω .

Impédance de sortie :
50 à 75 Ω avec un ROS inférieur à 2.

Passage de réception à émission : SSB PTT ou VOX ; CW par blocage de grille.

Contrôle de manipulation : oscillateur 1 000 Hz.

Suppression de la porteuse : 45 dB.

Suppression de bande latérale : 45 dB.

Alimentation : (bloc réseau HP23A, bloc mobile HP13A).

HT + 700 - 850 V continu 250 mA, ronflement inférieur à 1 %.

+ 300 V continu 150 mA, ronflement maximum 0,05 %.

- 115 V continu 10 mA, ronflement maximum 0,5 %.

Chauffage 12 V continu ou alternatif 4,76 A.

Dimensions (sans alimentation).
Hauteur 195 mm, largeur 375 mm, profondeur 375 mm.

Poids 8 kg.

Accessoires :

Microphone : type HDP21A.

Haut parleur : type SB600 ou HS24 impédance 8 Ω .

PRESENTATION

Le design des appareils Heathkit est toujours très étudié, chaque nouveau matériel pouvant être identifié comme faisant partie de la famille Heathkit, but volontairement recherché par le fabricant. Comme pour ses aînés, le constructeur conserve la couleur vert Nil pour les capots et une couleur identique mais très pâle pour la face avant. La partie centrale du panneau avant est occupée par la commande d'accord, le gros bouton du démultiplicateur situé sous la fenêtre du cadran, la touche de calibration mécanique positionnée à droite du démultiplicateur.

La partie droite est équipée du Smètre commutable remplissant les fonctions ALC, mesure de puissance en sortie, mesure du courant plaque, avec un inverseur assurant les commutations. Un inverseur permet le fonctionnement PTT ou VOX, et permet d'injecter les signaux de calibration de 100 kHz dans le circuit d'antenne. Deux potentiomètres commandent le gain HF et le gain BF. L'interrupteur est couplé à la commande de

gain BF, les filtres SSB et CW sont mis en action à l'aide de l'inverseur dont la commande mécanique est fixée sur l'axe du potentiomètre de gain HF.

La partie gauche est occupée par deux rangées de boutons verticales. Nous trouvons les commandes de sélection de bande ; le sélecteur de mode, CW, USB-LSB, réglage ; niveau micro, accord driver ; accord final et charge. Les prises microphone et casque occupent le bas du panneau.

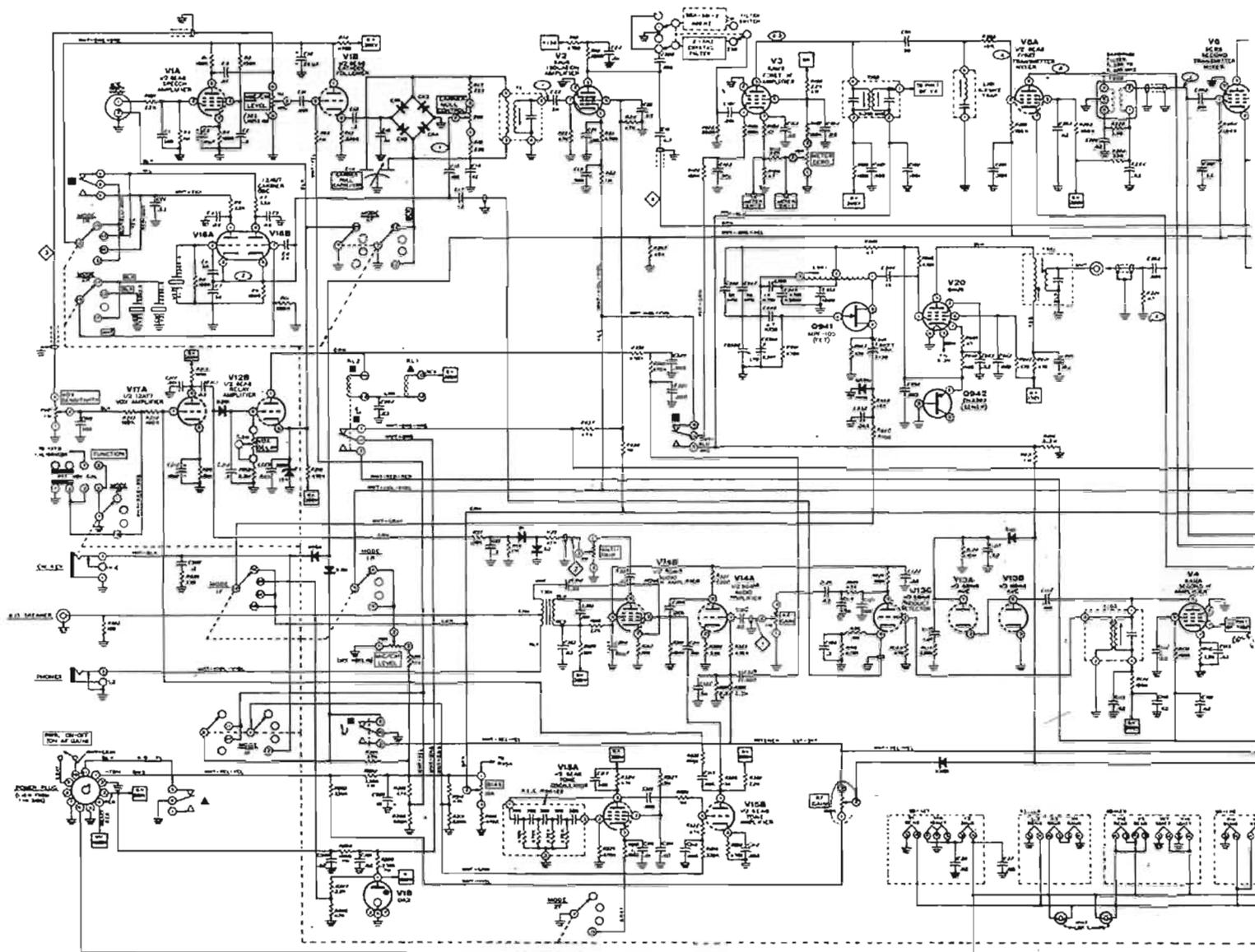
Sur le flanc droit sont accessibles les potentiomètres ajustables du zéro Smètre, de la polarisation, des circuits VOX delay, VOX sensibilité, anti-trip.

Le panneau arrière reçoit les raccordements suivants : antenne, haut-parleur, ALC, entrée non raccordée, sur fiches CINCH ; fiche manipulateur, bouchon 11 broches alimentation, prise de terre.

DESCRIPTION

L'appareil, comme tous les matériels Heathkit peut être acheté monté réglé ou en kit. Le constructeur, pionnier en la matière, livre un ensemble très complet et de réalisation toujours très aisée. La notice comporte 200 pages, de multiples croquis, photos et schémas ; elle est rédigée en anglais, ce qui assure à l'acquéreur un bon exercice s'il ne connaît pas ou peu la langue anglaise, connaissances qu'il pourra mettre à profit sur l'heure. Les divers composants sont disposés sur neuf circuits imprimés, le toron est fourni. L'alignement est simple, il peut être réalisé uniquement à l'aide d'un simple voltmètre électronique.

Tous les circuits sont à tubes, sauf le VFO qui est équipé d'un transistor FET. La collection de quartz est importante, les composants sont de bonne qualité. L'équipe OM de Heathkit qui a conçu l'appareil a réussi un ensemble homogène. Quelques critiques pourtant sur les commandes coaxiales, gain HF, filtres SSB-CW et accord final, qui peuvent être entraînées simultanément sans le vouloir.



FONCTIONNEMENT
(voir schéma synoptique et schéma général)

Pour plus de clarté, nous avons présenté successivement la partie réception et la partie émission, les parties communes étant repérées.

RECEPTION

La descente d'antenne arrive à travers une prise CINCH sur les contacts inverseurs de l'un des relais émission réception. Une trappe accordée sur 8,5 MHz respecte les signaux parasites qui pourraient interférer avec la première fréquence intermédiaire, dans la bande 8 500-9 000 kHz.

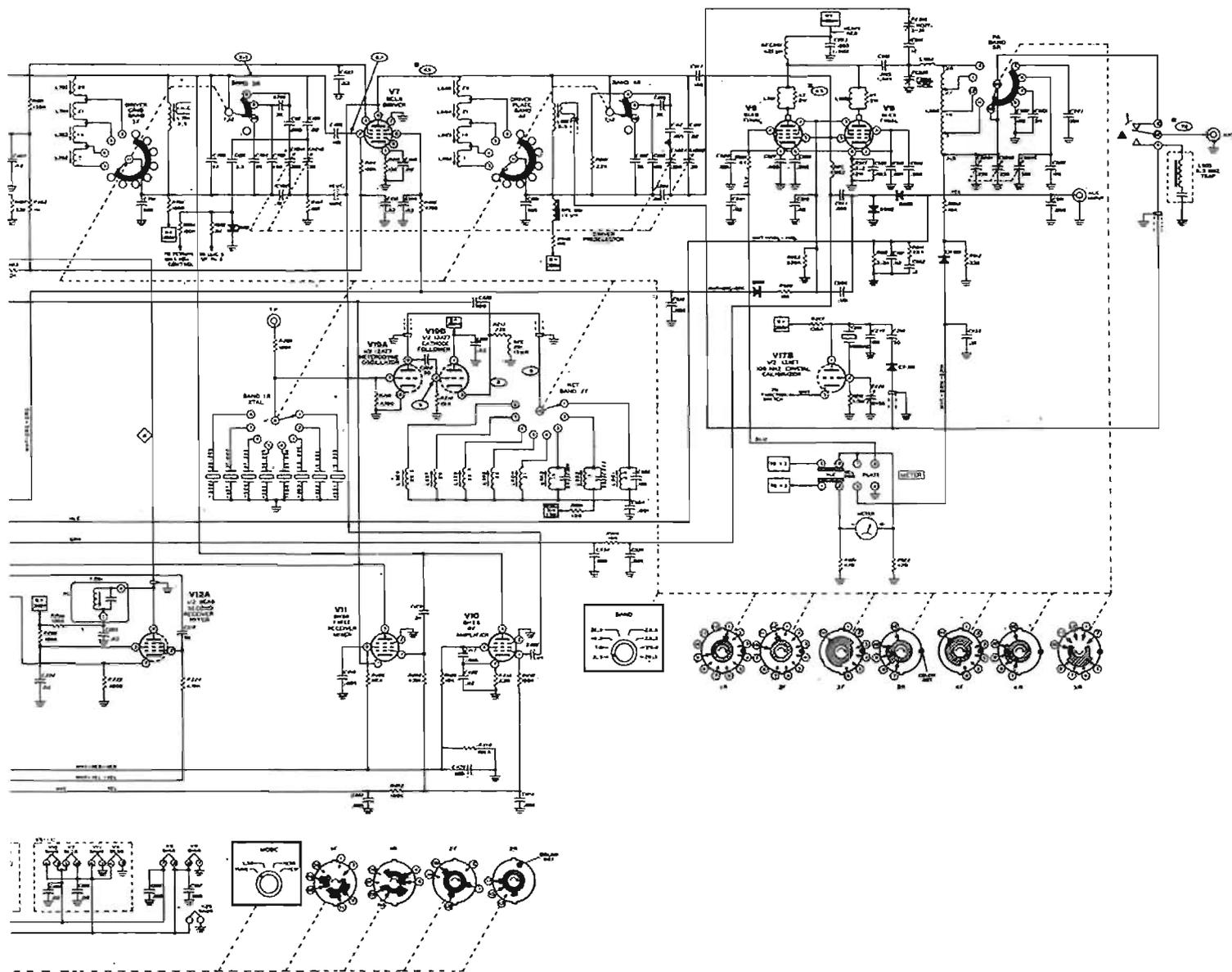
Les circuits accordés de l'étage HF d'entrée sont ceux utilisés sur l'étage driver en émission. L'amplificateur HF est une pentode

V₁₀, 6HS6, dont le circuit de grille reçoit les signaux de CAG et comporte le potentiomètre de gain HF. Le premier mélangeur V₁₁, 6HS6 reçoit le signal incident et le signal de l'oscillateur local. Le couplage à l'oscillateur est réalisé sur la cathode du mélangeur. L'oscillateur local, V₁₉ utilise une double triode 12AT7, un élément monte en oscillateur à quartz, le second accordé sur la fréquence. Les quartz utilisés oscillent sur la fondamentale en dessous de 20 MHz, en overtone au-dessus. En sortie les signaux traversent un filtre de bande, T202 accordé pour transmettre les fréquences comprises entre 8 395 et 8 895 kHz valeurs de la première fréquence intermédiaire.

Les signaux sont ensuite appliqués sur le second mélangeur V_{12A}, partie pentode d'une 6EA8. L'injection du signal provenant du VFO s'effectue sur le circuit cathode. Le VFO est équipé d'un transistor FET utilisé en oscillateur Hartley compensé en température Q₉₄₁ du type MPF105, suivi d'un étage séparateur V₂₀ pentode 6AV6. Le pilote a son alimentation stabilisée par diode zener. Tous les composants du VFO et du séparateur sont logés dans un boîtier blindé. La fréquence de sortie des signaux du VFO est comprise entre 5 000 et 5 500 kHz. Les signaux à la sortie du second mélangeur se trouvent sur une fréquence de 3 395 kHz et sont appliqués au filtre à quartz FL₁

dont la largeur de bande est de 2,1 kHz à 6 dB, procurant la sélectivité nécessaire en émission ou en réception SSB. En CW un filtre peut être monté en option, offrant une sélectivité de 400 Hz. Deux étages FI sur 3 395 kHz suivent ce filtre, l'un d'entre eux utilisé également en émission, équipés des tubes V₃ et V₄, pentodes 6AV6. V₃ assure la fonction Smètre en réception. La détection de produit et la CAG sont élaborées par les différentes parties du tube V₁₃, 6BN8 double diode triode. Les tensions de CAG sont appliquées outre sur l'étage HF, sur le premier mélangeur V₁₁ et sur les étages FI V₃ et V₄.

Le BFO est constitué par le tube V₁₆, 12AV7 dont les deux



éléments sont montés en oscillateurs Colpitts à quartz, fournissant par battement les fréquences des bandes supérieures ou inférieures. La partie basse fréquence est constituée des éléments de V_{14} , 6GW8, triode pentode, montés en cascade. L'oscillateur de tonalité de contrôle en CW, V_{15} , 6EA8, injecte un signal à 1 000 Hz sur l'étage BF fonctionnant en monitoring en télégraphie.

EMISSION

Les signaux issus du microphone attaquent le préamplificateur suivi d'une cathode follower V_1 constituée d'une 6EA8, puis sont dirigés sur le modulateur équilibré, équipé de diodes semi-conductrices. Le signal BF est

prélevé à la sortie du préamplificateur pour agir sur les systèmes VOX tube V_{17A} , 1/2 12AT7, amplificateur des relais de commutation émission-réception, V_{12B} , 1/2 6EA8, et anti TRIP en passant à travers V_{17A} . Le modulateur équilibré reçoit le signal BFO (V_{16}). Les signaux ressortent sans porteuse en double bande latérale à la fréquence de 3 395 kHz, et traversent un étage tampon V_2 , tube 6AV6. Le gain de cet étage est contrôlé par les signaux d'ALC. Attaque ensuite du filtre à quartz FL₁ qui élimine la bande latérale non désirée, puis amplification par V_3 (1^{er} étage FI). Une trappe accordée sur 6 800 kHz élimine l'harmonique 2 du signal à 3 395 kHz en sortie de V_3 . Le

S-mètre contrôle sans commutation l'ALC en émission. Les signaux sont ensuite dirigés sur le premier mélangeur à l'émission V_{5A} , 1/2 6EA8, recevant sur son circuit cathode le signal du VFO. Le signal résultant traverse le filtre de bande T202 sur 8 500 kHz, puis arrive sur le second mélangeur émission V_6 , 6CB6 recevant le signal de l'oscillateur local V_{19} . A ce moment la fréquence de travail finale est atteinte. Le driver tube V_7 , équipé de la pentode 6CL6 neutrodynée, attaque l'étage final constitué par une paire de 6146 montée en parallèle travaillant en amplificateur linéaire classe AB1. Une polarisation fixe est appliquée aux grilles de ces tubes. Le circuit de sortie

est du type en pi ; le condensateur de sortie est à triple cage.

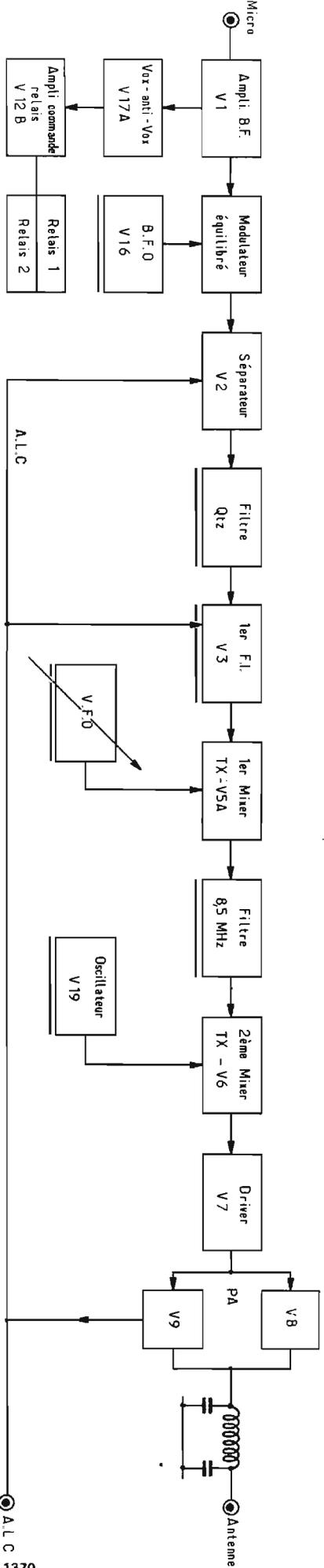
Les signaux d'ALC sont à triple action, et agissent sur le point de fonctionnement, donc le gain des étages V_2 et V_3 , et assurent la protection absolue de l'étage de sortie, en cas de courant grille, de variation de tension écran, sur celui-ci.

L'instrument de mesure indique après commutation soit le niveau de la tension HF en sortie, soit le courant cathodique des tubes de sortie. Les fonctions S-mètre et mesure d'ALC sont obtenues successivement en réception et en émission.

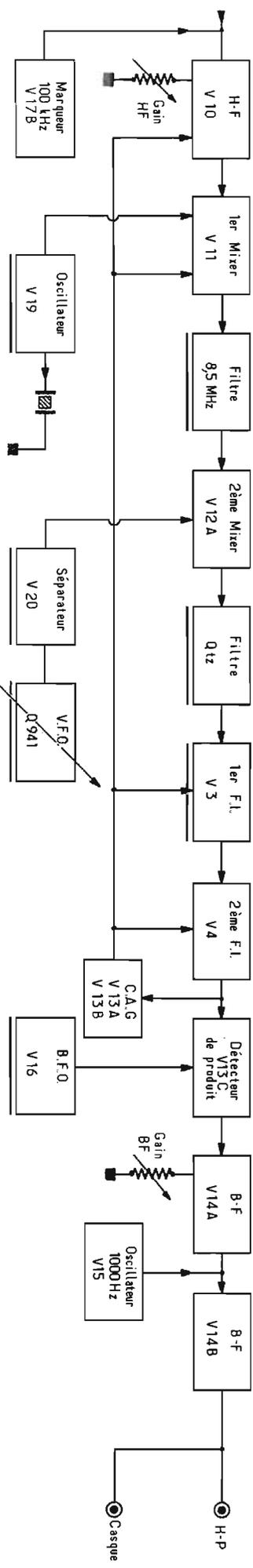
MESURES

Nous avons contrôlé en laboratoire les caractéristiques les

FONCTIONNEMENT CHAÎNE ÉMISSION. LES PARTIES COMMUNES AUX DEUX FONCTIONS SONT MARQUÉES D'UN TRAIT GRAS SOUS CHAQUE ÉTAGE.



FONCTIONNEMENT CHAÎNE RÉCEPTION



plus significatives de ce transceiver.

La sensibilité est bien de $0,3 \mu\text{V}$ entrée pour un rapport signal + bruit/bruit de 10 dB ; cette valeur se retrouve sur toutes les gammes, en haut ou en bas de gamme.

La sélectivité mesurée est de 2 110 Hz à 6 dB, 6 890 Hz à 60 dB.

La réjection des images et fréquences intermédiaires : 52 dB.

Suppression de la porteuse : 43 dB.

Suppression de la bande non désirée : 44 dB.

Stabilité après 30 mn de chauffage, + 600 Hz la première heure, + 310 Hz la seconde heure, + 183 Hz la troisième heure, + 201 Hz la quatrième heure.

Pour une variation de tension réseau de $\pm 10 \%$ la variation de fréquence ΔF est de 31 Hz.

TRAFIC

La réception et l'émission peuvent se dérouler dans de bonnes conditions. Les commandes de commutation filtre et adaptation charge antenne ne sont pas bien adaptées à une bonne manipulation. Le système VOX est d'un réglage assez délicat, mais une fois bien au point reste stable. Le gain HF décadre la lecture du S-mètre, ce qui n'est pas judicieux. Enfin, le connecteur de sortie HF est d'un modèle indigne de figurer sur un matériel de ce genre. Un point curieux d'ailleurs à ce propos : aux U.S.A. les normes en vigueur proscrirent les fiches CINCH sur les amplificateurs haute fidélité au-delà d'une puissance de 20 W. Heathkit suit comme tous les fabricants cette règle, et livre ses amplis BF avec des bornes à vis pour des puissances supérieures à cette valeur, mais n'hésite pas à monter ce connecteur basse fréquence en HF, et pour des puissances bien supérieures à celles réglementées en Hi-Fi.

CONCLUSION

Le HW101 est un appareil de bonne facture, son rapport prix/qualité est très bon. La seule caractéristique non tenue par Heathkit concerne la stabilité qui devrait pouvoir être améliorée, en substituant à l'oscillateur Hartley un montage plus stable. Le constructeur n'a pas prévu de fonctionnement en modulation d'amplitude, ce qui semble judicieux car il contribue en limitant le fonctionnement en SSB à décongestionner les bandes.

J.B.

CENTRE DE SELECTION du HI-FI-CLUB TERAL

BOUTIQUE SONY

TÉLÉVISION



KV1220DF/1221DF couleur . 3 300 F
Antenne parabolique . 145 F
TV9-90UM . 1 350 F

TRANSISTORS



TR1824 . 180 F
TFM825L . 220 F
5F94L . 420 F
REVEIL
8FC59WL . 499 F
ICF111L . 666 F
TFM8600 . 1 240 F
TFM8300L . 420 F
CRF150 . 1 490 F
CF400L . 1 190 F
TR1825L . 166 F
CF250L . 920 F

AMPLIS-TUNERS



STR230 - 2 x 20 W . 1 472 F
STR6046 - 2 x 40 W . 2 122 F
STR6036 - 2 x 30 W . 1 766 F

MAGNÉTOPHONES



Platine TC366 . 1 810 F



Bandes/K7 TC330 . 2 950 F



TC165 - Platine reverse . 2 188 F
TC630 . 3 255 F TC800B . 1 376 F
TC124CS . 1 545 F TC252D . 1 190 F
TC40 . 981 F TC8W . 1 266 F
TC80 . 1 037 F TC133CS . 1 772 F
TC90 . 832 F CF620 . 2 526 F
TC95 . 915 F TC730 . 4 683 F
TC110A . 883 F TC580 . 3 960 F
TC127 . 1 290 F TC440 . 3 110 F
TC160 . 1 741 F

BOUTIQUE esart-ten

AMPLIFICATEURS



PA20 - 2 x 20 W . 1 056 F



E150S2 - 2 x 30 W . 1 520 F



E100S2 - 2 x 25 W . 1 296 F
E250SP - 2 x 50 W . 2 656 F
E250S2 - 2 x 50 W . 2 256 F
STÉRÉO W1000 . 4 416 F

AMPLIS-TUNERS



PAT20 - FM - 2 x 22 W . 2 096 F



IS150S2 - FM - 2 x 30 W . 2 816 F

TUNER



S12C - FM + décodeur . 1 072 F



S25C - FM + décodeur . 1 424 F
CAISSON - FM - Stations pré-réglées.
Prix . 1 512 F

ENCEINTES



P1S
P2S
P3S

BOUTIQUE Sansui

AMPLIFICATEURS



AU222 - 2 x 23 W . 1 160 F
AU101 - 2 x 15 W . 1 090 F
AU555 - 2 x 25 W . 1 646 F
AU666 - 2 x 35 W . 2 219 F



AU888
2 x 40 W : 2 726 F

TUNERS



TU555 - AM/FM . 1 262 F
TU666 - AM/FM . 1 550 F



TU888 - AM/FM . 2 038 F

AMPLIS-TUNERS



4000 - FM/PO - 2 x 65 W . 3 260 F



310 - AM/FM - 2 x 20 W . 1 990 F



EIGHT - AM/FM - 2 x 100 W . 4 980 F



5000A - AM/FM . 3 460 F
800 . 2 390 F 2000X . 2 980 F
1000X . 2 758 F

QUADRI-STÉRÉO



QR500 . 2 350 F QR1500 . 2 950 F
QR4500 . 5 580 F QR6500 . 6 320 F

ENCEINTES

SP10 . 335 F SL7 . 859 F
SP30 . 472 F SP150 . 1 188 F
SP50 . 756 F SP70 . 921 F
SP2500 . 1 729 F

BOUTIQUE marantz

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% - Filtres passe-haut et passe-bas. Prix . 1 950 F



MODÈLE 29 ● Ampli-préampli-tuner - PO-60-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 TERAL

HI-FI CLUB TERAL, 53, rue Traversière, PARIS (12^e) - Tél. : 307-47-11 - 307-87-74 - 344-67-00
Ouvert sans interruption tous les jours (sauf le dimanche et le lundi matin) de 9 heures à 19 h 45
Parking assuré - Crédit possible par le CREG et CETELEM

TUBES RADIO (EN BOITES INDIVIDUELLES) GARANTIE : UN AN

AB1	25.00	ECH42	78.12	EZ41	7.00	UCH21	18.80	6AG5	9.60	6X8	14.40
AB2	25.00	ECH81	10.40	EZ80	5.00	UCH24	18.15	6AK5	14.65	6Z4	11.25
AB1	21.10	ECH83	12.48	EZ81	6.90	UCH81	10.35	6AK6	11.20	7A4	14.85
AD1	27.50	ECH84	14.25	EZ90	6.50	UCL11	41.80	6AH6	12.25	7A5	14.85
AF3	33.00	ECH200	11.45	EIT	68.50	UCL82	10.50	6AL5	6.90	7A6	12.25
AF7	23.00	ECL30	41.80	E55L	103.00	UF11	27.90	6AL7	SD	7A7	12.25
AK1	22.60	ECL32	9.40	F805C	23.40	UF41	15.50	6AM4	27.70	7A8	12.25
AK2	29.47	ECL34	10.50	F805F	25.80	UF42	18.80	6AM5	12.60	7AD7	23.85
AL2	35.00	ECL35	11.00	F805G	19.00	UF80	8.20	6AM6	29.50	7B4	12.30
AL4	30.90	ECL86	10.40	E80L	21.00	UF85	4.40	6AN5	53.95	7B5	11.90
AR8	8.90	ECL113	25.90	E81L	31.60	UF89	10.95	6AN8	15.30	7B6	11.90
ARP12	10.30	ECL200	16.30	E83F	43.00	UL41	16.90	6AQ5	9.50	7B7	10.50
ATP4	12.35	ECL802	12.00	E84L	17.20	UL84	9.62	6AS6	12.35	788	15.20
AX50	47.60	ECL805	10.80	E88CC	14.60	UY41	10.90	6AS7	34.80	7C4	11.90
AZ1	8.00	ECL805	33.00	E90CC	15.50	UY42	10.70	6AT6	7.30	7C5	11.25
AZ11	13.85	ECL805	10.80	E92CC	14.00	UY85	5.90	6AT7	10.35	7C6	11.25
AZ12	27.95	ECL805	10.80	E90F	23.40	UY92	9.50	6AU5	22.75	7C7	12.45
AZ21	12.75	E500	20.90	E91H	15.50	OA2	9.50	6AU6	8.05	7C8	17.70
AZ21	27.95	EE50	34.00	E99F	23.40	OA2W	23.50	6AU8	16.85	7E5	14.25
AZ41	12.75	EEF1	85.00	E130L	97.60	OA3	19.90	6AV6	6.50	7E6	12.30
AZ50	25.90	EEF5	18.25	E180CC	15.50	OA4	31.90	6AW8	26.85	7E7	22.35
		EEF6	13.25	E181CC	15.50	OB2	11.50	6AX5	10.90	7F8	17.50
		EEF8		E182CC	25.80	OB2W	14.20	6B4	34.80	7G7	10.10
C81	25.00	EEF9	15.28	E180F	55.60	OB3	11.50	6B7	11.85	7H7	9.85
C82	25.00	EEF11	27.90	E186F	47.80	OC3	11.50	6B8	11.05	7J7	20.70
C8C1	20.63	EEF12	27.90	E235L	37.00	OC3	11.50	6BA6	8.05	7K7	23.35
C8L1	32.50	EEF13	27.90	E236L	39.00	OD3	11.50	6BA7	22.90	7N7	18.90
C8L6	31.80	EEF14	29.90	E280F	43.00	OZ4	12.30	6BA8	14.30	7Q7	20.70
CL4	60.00	EEF15	30.30	E282K	45.40			6B6	11.80	7R7	21.50
CL6	60.00	EEF22	10.85	E283CC	33.40	1A3	11.50	6B8	13.90	7S7	19.50
CY1	12.00	EEF36	15.35	E288CC	35.20	1A5	12.40	6B6G	23.65	7V7	14.85
CY2	10.25	EEF37	21.90	E443H	15.60	1A7	16.45	6BH6	9.80	7W7	13.90
CK1005	11.00	EEF39	13.25	E410F	79.20	1AX2	11.50	6BJ6	14.50	7Y4	10.30
		EEF40	19.70	F410	37.00	1B3	15.45	6BK7	10.60	7Z4	15.40
DAF11	24.96	EEF41	15.50	GY501	14.40	1D8	19.50	6BL6	SD	7AF7	26.70
DAF91	7.40	EEF42	18.80	GY802	8.10	1D21	65.50	6BM6	SD	7AG7	21.45
DAF96	7.50	EEF50	27.30	GZ32	16.10	1G6	13.90	6BM5	9.80	10Y	18.55
DC90	13.25	EEF51	31.90	GZ34	14.00	1H4	9.65	6BN6	11.85	12A6	12.50
DCH11	31.35	EEF80	8.00	GZ34	16.10	145	12.20	6B06	20.40	12AH7	15.30
DF11	25.30	EEF83	14.80	GZ41	10.30	1L4	9.40	6B07	9.20	12AJ7W	18.85
DF91	7.35	EEF85	8.20			1L6	18.50	6BR7	22.50	12AT7WA	18.85
DF92	9.40	EEF85	8.20	PABC80	12.30	1LA4	16.50	6BR8	15.30	12AU6	8.05
DF96	11.00	EEF86	13.30	PC86	11.50	1LA6	17.95	6B8W8	14.50	12AU7WA	18.85
DK32	14.50	EEF89	10.85	PC88	12.80	1LB4	17.90	6BZ7	11.10	12AV6	7.55
DK91	12.50	EEF97	8.50	PC92	12.30	1LC6	11.60	6C2	8.15	12AX7WA	18.85
DK82	7.80	EEF98	8.80	PC900	12.35	1LD5	11.60	6C5	9.10	12AY7	19.00
DK96	8.10	EEF183	7.40	PC804	9.95	1LE3	17.25	6C6	9.10	12B4	17.50
DL91	9.15	EEF184	7.40	PC885	7.70	1LH4	9.15	6C8	14.55	12BA6	8.05
DL32	8.20	EEF51	81.20	PC888	12.80	1LN5	8.15	6CB6	10.60	12BA7	20.55
DL93	11.50	EEF1200	16.30	PC189	7.90	1N5	12.75	6CD6	37.00	12BE6	11.80
DL94	9.80	EEF21	52.00	PCF80	10.95	1O5	16.25	6CL6	12.25	12BH7	14.10
DL95	12.50	EEF111	39.90	PCF82	8.40	1R4	13.50	6C06	8.95	12BY7	16.65
DL96	8.10	FK2	32.90	PCF86	8.00	1R5	8.90	6CX8	27.10	12C8	16.50
DM70	10.30	EK3	46.00	PCF200	11.40	1S5	7.75	6CY5	14.55	12E1	71.00
DM71	10.30	EL2	21.75	PCF201	11.40	1T4	7.75	6CZ5	23.55	12E8	16.25
DM160	14.10	EL3	15.70	PCF202	11.80	1U4	9.40	6D4	20.80	12K7	16.00
JY51	11.40	EL5	25.50	PCF801	10.90	1U5	8.20	6D6	12.25	12M7	16.75
JY86/87	8.10	EL6	25.50	PCF802	8.80	1X2	11.80	6D8	22.00	12N8	9.75
DY802	8.10	EL11	28.80	PCH200	11.45	1Z2	41.30	6DK6	13.25	12SA7	9.40
		EL12	32.80	PCL82	10.50	2A3	12.75	6DQ5	40.00	12SC7	10.30
EA50	7.50	EL30	17.50	PCL84	11.00	2A7	12.25	6DQ6	21.30	12SH7	9.30
EABC80	11.75	EL32	24.80	PCL85	11.00	2B7	14.00	6E5	17.80	12SK7	10.00
EAFY2	16.10	EL34	17.25	PCL86	10.40	2C39	19.00	6F5	18.30	12SL7	8.60
EB4	12.40	EL36	17.10	PCL200	16.28	2C51	12.35	6F6	16.65	12SN7	13.55
EB34	18.10	EL38	55.00	PCL802	12.00	2D21	11.70	6F6	14.20	12SW7	23.15
EB41	18.10	EL39	54.00	PCL805	10.80	2E22	SD	6F7	16.55	12SX7	17.70
EB3	12.25	EL41	14.00	PD500	20.90	2E26	SD	6F8	12.60	14A7	14.50
EB11	31.70	EL42	15.75	PF83		2X0	95.00	6FN5	22.50	14B6	14.50
EB41	12.75	EL44	37.50	PF86	11.90	2X2	17.50	6G5	12.25	14C5	18.70
EB81	8.75	EL81	16.70	PFL200	16.30	3A3	17.50	6G6	10.40	14E7	12.50
EBF11	23.50	EL82	8.15	PL36	17.10	3A4	18.40	6H6	8.35	14J7	19.00
EBF32	16.50	EL83	10.50	PL38		3B7	9.65	6J4	23.80	14N7	15.00
EBF80	8.25	EL84	7.80	PL81	16.70	3C23	103.90	6J5	9.90	14R7	17.00
EBF83	12.15	EL86	10.15	PL83	10.50	3C45	SD	6J6	17.00	14S7	19.00
EBF89	8.30	EL95	8.55	PL84	8.95	3D6	10.00	6J7	11.45	14W7	12.50
EBL1	20.40	EL136	27.00	PL136	29.00	3E29	SD	6K5	24.70	18ECC	25.00
EBL21	16.90	EL3	12.10	PL300	22.50	3O4	12.20	6K6	12.00	21B6	16.70
EC50	41.00	EL300	23.50	PL500	23.85	3O5	9.75	6K7	13.00	24A	13.00
EC80	23.50	EL500	23.85	PL502	15.95	3S4	9.10	6K8	9.75	25EH5	16.75
EC81	29.50	EL502	15.95	PL504	16.00	3V4	8.26	6L5	12.00	25L6	14.90
EC86	11.50	EL504	16.00	PL504	16.00	4C35	SD	6L6	21.60	25W4	22.75
EC88	12.80	EL508	13.70	PL508	13.70	4E27	SD	6L7	12.25	25Z5	10.00
EC92	12.00	EL509	26.50	PL509	26.50	4PR60A	SD	6M6	17.50	25Z6	11.60
EC900	12.35	EL511	15.95	PL511	15.95	4PR60B	SD	6M7	13.00	26A6	25.00
EC8010	25.50	EL520	53.65	PL802	14.30	4X150A	SD	6N7	17.60	26A7	30.00
EC81	9.20	EL802	14.30	PV81	9.70	4Y50	SD	6Q7	11.45	27	9.75
EC82	6.95	EL802	23.80	PV82	8.40	4Y100A	SD	6R7	15.50	28D7	22.75
EC83	7.60	EM1	29.90	PV88	8.75	5C22	SD	6S4	16.25	35	15.60
EC84	9.95	EM4	25.30	PV500	15.00	5R4GY	14.15	6S7	14.50	35C5	16.25
EC85	7.70	EM11	28.80	QOE03-12	35.50	5R4WGA	44.50	6SA7	9.80	35L6	15.00
EC86	12.55	EM34	15.60	QOE03-20	85.50	5T4	11.25	6SC7	12.24	35W4	7.45
EC88	12.80	EM35	13.25	QOE04-20	56.50	5U4	9.50	6SF5	19.95	35Z3	19.00
ECC189	10.95	EM80	13.75	QOE06-40137.50		5U4GB	13.70	6SF7	13.50	35Z4	20.60
ECC808	12.50	EM81	13.75	R219	22.00	5V4	11.20	6SG7	12.35	35Z5	16.25
ECC812	10.15	EM84	14.35	R120	41.50	5W4	12.00	6SH7	9.40	37	12.70
ECC8100	22.70	EM87	14.60	R207	11.40	5X4	8.20	6SL7	12.85	38	10.60
ECF1	16.30	EMM801	40.50	R222	12.50	5Y3GB	13.25	6SK7	10.60	42	12.55
ECF80	9.90	EMM803	40.50	R236	14.30	5Z4	14.95	6SL7	12.60	43	12.75
ECF82	8.40	EY51	11.40	SGR1	SD	5Z3	14.75	6SN7	12.20	47	20.40
ECF83	16.50	EY81	9.70	UABC80	12.30	5Z4	13.25	6S07	11.90	50	SD
ECF86	8.00	EY82	6.40	UAF42	16.10	6A3	31.50	6SR7	13.45	50B5	12.90
ECF200	11.40	EY83	11.10	UBC41	12.75	6A5	31.50	6SS7	12.00	50C5	16.25
ECF201	11.40	EY86	9.50	UBC81	8.75	6A6	10.50	6ST7	17.50	50L6	18.30
ECF202	11.80	EY87	9.60	UBF80	8.25	6A7	13.90	6U5	17.80	55	18.20
ECF801	10.90	EY88	9.80	UBF89	8.30	6A8	12.25	6U7	12.10	56	18.30
ECF802	8.80	EY500A	15.00	UCH11	32.00	6AC7	11.50	6V6	17.30	57	18.10
ECH3	15.98	EY802	8.10			6AF4	10.45	6W4	11.20	58	18.30
ECH11	32.00	EZ4	21.90			6AF6	16.70	6X4	6.50	71A	12.00
ECH21	18.15	EZ11	20.20			6AF7	14.10	6X5	11.10	75	12.50
ECH33	18.20	EZ12	20.20								