

3^F

SUISSE 3,80 FS
 ITALIE 625 Lire
 ALGERIE 3 Dinars
 TUNISIE 300 Mil.

LE HAUT-PARLEUR

Journal de vulgarisation

RADIO TÉLÉVISION

Dans ce numéro

- L'antiparasitage des thyristors.
- Un amplificateur BF à circuit intégré TAA611.
- Réalisation pratique d'un amplificateur de 10 W classe A.
- Montages pratiques à circuits intégrés CA3018.
- Construisons nos ensembles de radiocommande : un émetteur économique digital à 4 voies.
- Schémas et montages pratiques d'alimentations stabilisées.
- Cours d'initiation à l'emploi des circuits intégrés.
- Convertisseur 110/220 V - 1 kW 50 Hz alimenté sous 24 V.
- Boîte de contrôle pour circuits intégrés.
- Un récepteur de grand trafic.
- Indicateur d'accord et de silencieux.

Sommaire détaillé
voir page 64

infra

UN PROFESSEUR TOUJOURS PRÉSENT

1^{ère} ECOLE PAR CORRESPONDANCE

mettant à la disposition de ses Elèves un procédé breveté de contrôle pédagogique,

SYSTEME "CONTACT-DIDACT"

qui favorise notamment :

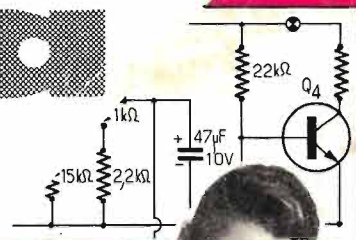
- 1° - La qualité et le soin des corrections effectuées par des professeurs responsables.
- 2° - La rapidité du retour des devoirs corrigés.
- 3° - La tenue d'un véritable "livret scolaire" individuel et permanent des candidats travaillant par correspondance, document d'une incontestable authenticité.

INFRA

UN CONTACT PÉDAGOGIQUE RESSERRÉ



infra



246 PAGES

VOIR PAGES 100 et 101



« MUSICAL 10 » PERPETUUM-EBNER
Valise et Platine

16 - 33 - 45 - 78 tours, moteur 110-220 V avec réparateur, bras avec cellule stéréo (PE-90) - Valise en plastique choc, 2 tons (gris clair, gris foncé), dim. 325 x 280 x 150 mm, possibilité d'y caser un ampli et un HP, cordons secteur et PU (avec raccord DIN). Prix **99,00** + port et embal. 10,00

« MUSICAL 32 » PERPETUUM-EBNER

Platine et bras mêmes caractéristiques que « Musical 10 » (ci-dessus), présentée sur socle, larg. 325, prof. 230, haut. tot. 125 mm.
Prix **99,00** + port et embal. 10,00 (T.V.A. comprise 9,5 %)

CHANGEUR AUTOMATIC PERPETUUM-EBNER

« TYPE PE 66 »

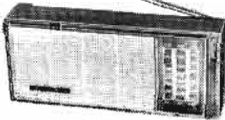


Changeur automat. monté sur socle, 16, 33, 45, 78 t., passe les disques tous diamètres (16 à 30 cm) dans n'importe quel ordre consécutif (dans une même vitesse), plateau lourd 268 mm, bras avec cellule magnét. stéréo SHURE M7DM, préampli magnét. incorporé, moteur 110/220 V - larg. 365, prof. 307, haut. 185 mm - livré avec cordon secteur et liaison BF (prise DIN 3 br.), axes changeurs 33 et 45 t. **299,00**

Le changeur PE-66 sur socle, sans préampli magnét. **249,00**
Le changeur PE-66, sans socle, sans préampli magnét. **199,00**
Port et emballage 20,00 - (T.V.A. comprise 9,5 %)

SENSATIONNELLE PRODUCTION SOVIETIQUE
aux performances exceptionnelles

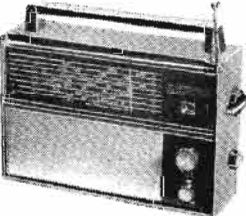
RIGA-302



Récepteur GO-PO-FM (modul. de fréq.) - 9 transistors 4 diodes - bonne sensibilité : 0,8 mV sur cadre ferrite, 80 mV sur antenne télesc. - commutation graves/aiguës - prise d'antenne ext., prise écouteur - alim. 6 piles 1,5 V stand. - housse cuir avec bandoulière, dim. 220x100x48 mm.

Prix **210,00** + port et emballage .. 6,00

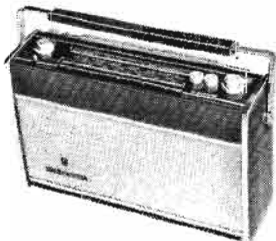
VEF-204



Récepteur GO-PO-5 gammes OC + bande marine - 150 à 408 kHz - 525 à 1.605 kHz - 2 à 5 MHz - 5 à 7,5 MHz - 9,3 à 12,1 MHz - 15,1 à 15,45 MHz - 17,7 à 17,9 MHz - 21,45 à 21,75 MHz - 10 transistors, 2 diodes, très haute sensibilité, cadre ferrite + antenne télesc., contrôle de tonalité, alim. 6 piles 1,5 V stand., prises auxiliaires pour : antenne ext. écouteur ou H.-P. suppl., magnéto, aliment. ext. - dim. 297x229x107 mm.

Prix **340,00** + port et emballage 10,00

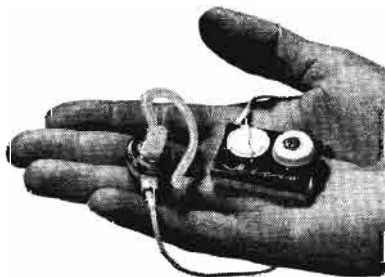
ASTRAD



Récepteur comportant tous les perfectionnements et qualités souhaitables, GO - PO - 3 OC - FM (modul. de fréq. avec C.A.F.) - 150 à 480 kHz - 525 à 1605 kHz - 5,6 à 7,4 MHz - 9,4 à 12,1 MHz - 15,1 à 17,9 MHz - 87,5 à 104 MHz - Sélectivité variable, très haute sensibilité (5 µV), cadre ferrite commut., antenne télesc., galvanomètre d'accord, atténuateur pour récept. locale - 17 transistors, 8 diodes, puiss. 1 watt, contrôle séparé graves et aiguës - alim. 8 piles 1,5 V stand. - prises auxiliaires pour : antenne ext. AM et FM, écouteur, HP suppl., pick-up et magnéto, aliment. ext. 12 V - dim. 38x28x12 cm.

Prix **529,00** + port et emballage .. 12,00

(T.V.A. comprise 25 %) GARANTIE 15 MOIS



**Le plus petit...
récepteur du monde
MICRO-VOX**

(made in U.R.S.S.)

6 TRANSISTORS PO et GO

Toutes les stations
des deux gammes

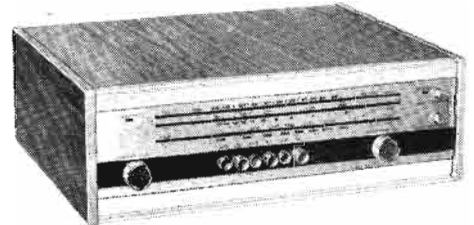
Dimensions : 43x30x13 mm

Aliment. 1 pile 1,5 V standard. Vendus non en ordre de marche les 2 récepteurs complets **25 F**
+ port et emballage 4,00

Avec les 2 récept. possibilité pour les connaisseurs en miniature d'en reconstituer un valable.

LAG
électronique

**Un tuner de très grande marque
AM et FM - MONO et STÉRÉO
395 F un défi LAG !**



TUNER HAUTE FIDELITE : AM (GO-PO-OC), FM (modulation de fréquence) avec décodeur stéréo incorporé, recherche séparée des stations AM et FM, indicateur d'accord lumineux, voyant stéréo automatique, commutation MONO/STÉRÉO et CADRE/ANTENNE EXT., prise d'antenne FM (75 ohms), sortie BF 1,5 volt, impédance 4 KΩ. Alimentation 110/220 V. Présentation grand luxe (larg. 325, prof. 265, haut. 106 mm). GARANTIE 1 AN.

Prix : **395,00** + port et emballage 10,00 (T.V.A. comprise 25 %)

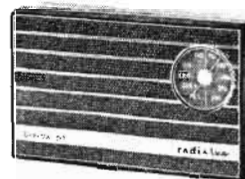


SCHAUB-LORENZ
Chaîne Hi-Fi
ORPHELLIA
2 x 10 WATTS

Documentation n° 9 sur simple demande

Ensemble de 3 éléments comprenant : une table de lecture avec son ompli, protégée par couvercle transparent fumé + 2 enceintes acoustiques - Platine « Perpetuum Ebner » PE 72, changeur automat. tous disques, 16-33-45-78 tours, cellule stéréo PE 190, ampli 14 transistors (silicium) + 8 diodes, réponse 20 à 20 000 Hz, distorsion harm. 0,2 %, réglage séparé des graves et aiguës, correction de tonalité : graves ± 11 dB à 100 Hz - aiguës ± 12 dB à 10 kHz - Prises magnéto et tuner AM ou FM (sensib. 150 mV), alim. 110/230 V - Larg. 365, haut. 210, prof. 335 mm - Enceintes bass-reflex 15 Ω, dim. 420x280x190 mm
Prix de gros LAG (T.V.A. comprise 25 %) **890,00**
+ port et emballage 30,00

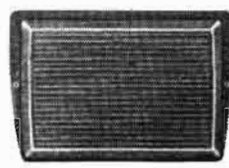
**RECEPTEUR POCKET
« RADIALVA »**



Récepteur PO - GO, 6 transistors + 1 diode, alimentation 2 piles bâton 1,5 V standard - Dim. 112x70x33 mm - Housse de protection portable, écouteur.

Prix : **59,00** + port et emballage 6,00.

**AUTO-RADIO 4 WATTS
« SCHAUB-LORENZ » T 2240**



Récepteur PO - GO, 4 stations préréglées, 8 transistors + 2 diodes, volume et tonalité, sensibilité extraordinaire, alimentation mixte 6/12 volts. Livré avec cache de face avant standard tous véhicules, et enceinte acoustique amovible 13 x 12 x 10 cm (HP ellip. 12 x 19), récept. 13 x 13 x 4 cm.

Prix : **175,00** + port et emballage 6,00

« SCHAUB-LORENZ » T 320



Récepteur 8 transistors, 2 diodes, PO et GO, puiss. 2,2 watts (efficaces), alim. 12 V négatif à la masse, boîtier zamac noir, masque avant chromé, enceinte acoust. ident. au T 2240 (ci-dessus).

Prix : **125,00** + port et emballage 6,00 (T.V.A. comprise 25 %)

un véritable enchantement

le « TINY 30 » SCHAUB-LORENZ



Récepteur PO-GO-Modulation de fréquence, musicalité exceptionnelle, rien de comparable avec les récepteurs de même catégorie - 9 transistors, 5 diodes, alim. 4 piles de 1,5 V stand., prise pour alim. secteur, prise écouteur, dim. 197 x 132 x 54 mm .. **219,00**

(T.V.A. compr. 25 %) Port, embal. 6,00

Documentation complète SCHAUB-LORENZ sur simple demande

Informations

LE HAUT-PARLEUR

Journal hebdomadaire

Directeur-Fondateur
J.-G. POINCIGNON

Rédacteur en Chef :
Henri FIGHIERA

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 65 F
ÉTRANGER 80 F

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

* Pour tout changement d'adresse joindre 0.90 F et la dernière bande.

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS
RADIO-ÉLECTRIQUES
ET SCIENTIFIQUES

Société anonyme au capital
de 3.000 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
122.000
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

A ses amis
et lecteurs

LE HAUT-PARLEUR

présente
ses meilleurs vœux
pour 1971

MONSIEUR UMBERTO DI CAPUA
EST NOMME DIRECTEUR GENERAL
DE LA SGS-FRANCE

Le conseil d'administration de la SGS-France présidé par Monsieur André Baudry a nommé M. Umberto di Capua au poste de directeur général en remplacement de Monsieur Paul Perrier, démissionnaire à dater du 1^{er} septembre 1970.

Agé de 34 ans, ingénieur polytechnicien, Umberto di Capua occupait précédemment les fonctions de directeur commercial pour l'Italie et les zones export du groupe SGS. Depuis 1962, date de son entrée dans la société, il a acquis une profonde connaissance du marché européen des semi-conducteurs en devenant un spécialiste des problèmes de marketing.

Commentant sa nomination, M. di Capua a souligné que la politique de la SGS tendait plus que jamais à adapter les organisations des différentes sociétés constituant le groupe aux impératifs des marchés locaux.

Umberto di Capua prend sous sa responsabilité la direction commerciale animée par Alain Hervagault et le laboratoire d'applications confié à Maurice Sauvanet (tous deux situés à Paris), ainsi que l'usine de Rennes dirigée par M. Pierre Maugendre. Rappelons que l'usine SGS-France qui emploie actuellement 600 personnes, fabrique mensuellement plus de 2 000 000 de transistors et diodes et 500 000 circuits intégrés.

GRAND PRIX
DE L'ELECTRONIQUE GENERAL
FERRIE

Au cours d'une réception dans les salons de l'Hôtel de Ville de Paris, sous la présidence de M. Delfour, président du Conseil de Paris, le Grand prix de l'Electronique Général Ferrié a été attribué, cette année, à M. Jean Guyonnet, ingénieur à la société « Le Condensateur Céramique », pour l'ensemble de ses travaux dans le domaine des composants radio-électriques et électroniques. M. Jean Guyonnet a déjà eu l'occasion de rédiger d'intéressants articles concernant la fiabilité des condensateurs, qui ont été publiés dans notre édition « Electronique professionnelle ».

C'est à la suite d'un hommage solennel rendu à la mémoire du Général Ferrié en 1949 qu'un comité s'est constitué sous le

nom de Comité national Ferrié, sous la présidence du colonel Paul Brenot. Il se proposait d'instituer un prix Général Ferrié réservé à un jeune technicien dont le travail aurait contribué aux progrès de la radio-électricité. En 1963, le Comité national Ferrié a été dissout et c'est la FNAT (Fédération Nationale des Anciens des Transmissions) dont le président est le général René Marty, qui se charge depuis cette date d'accomplir les missions dévolues initialement au Comité, notamment la remise d'un prix annuel sous la forme du Grand prix de l'Electronique Général Ferrié.

DES DISPOSITIFS A SEMICONDUCTEURS PERMETTENT DESORMAIS D'OBTENIR DES PUISSANCES NOTABLES EN HYPERFREQUENCES.

Les performances des dispositifs semi-conducteurs ne cessent de s'améliorer tant en ce qui concerne les puissances qu'ils peuvent fournir que les fréquences auxquelles ils peuvent être utilisés.

C'est ainsi que les laboratoires de Thomson-CSF viennent de mettre au point une famille de « Varactors » susceptibles de délivrer, pour la première fois au monde, des puissances de sortie continues allant de 3 W à 7 GHz. à 0.5 W à 16 GHz.

Ces dispositifs non linéaires sont destinés à la multiplication de fréquence avec un fort rendement dans des chaînes qui, partant généralement d'un oscillateur à quartz, permettent d'obtenir à la sortie un signal hyperfréquence d'une puissance suffisante pour être utilisé dans des faisceaux hertziens, des radars à balayage électronique, etc. Ils offrent pour avantages leur rendement, leur fiabilité, l'utilisation de tensions d'alimentation réduites et, enfin, des dimensions qui permettent de les intégrer directement dans des microcircuits hyperfréquences. Technologiquement, ces varactors, prévus pour être employés en tripleurs ou en quadrupleurs de fréquence, sont constitués de deux éléments en série, ce qui leur confère une tension de claquage élevée. Ils n'ont pu être mis au point qu'après avoir résolu de difficiles problèmes d'isolement électrique et de conductivité thermique permettant une bonne dissipation de la chaleur.

UNE NOUVELLE CARTE
DE LA PLANETE VENUS
OBTENUE PAR RADIO-ASTRONOMIE

Le servant de l'antenne de 64 m de la station de poursuite de Goldstone, le Jet Propulsion Laboratory (J.P.L.) a pu établir une nouvelle carte de Vénus, qui est actuellement la plus grande des reproductions de cette planète recouverte de nuages. Cette carte représente une étendue de quelque 78 millions de kilomètres carrés ; elle fait apparaître un relief accidenté très varié.

Le J.P.L. estime que cette carte « est la meilleure représentation de Vénus obtenue jusqu'à présent » et qu'elle fournit cent fois plus de données que la carte précédente établie en 1968. On ajoute que le pouvoir de résolution de la carte « est à peu près deux fois meilleur que dans l'observation de la lune à l'œil nu ». (Journal UIT).

SOMMAIRE

| | Pages |
|---|---------|
| ● L'antiparasitage des thyristors | 65 |
| ● La vérification des blocs sélecteurs | 68 |
| ● Les piles électriques : Leurs caractéristiques et leur choix | 74 |
| ● L'amplificateur BF à circuit intégré TAA611 | 77 |
| ● Les transformations du contrôle automatique des caméras | 82 |
| ● Combinés radiomagnétophones et récepteurs National | 85 |
| ● L'amplificateur Hi-Fi Ordinavox | 86 |
| ● Les mémoires en semi-conducteurs | 87 |
| ● Réalisation pratique d'un amplificateur 10 W classe A | 92 |
| ● Nouveau circuit intégré Arnel pour orgue électronique | 95 |
| ● Appareil semi-fixe pour aide aux malentendants | 96 |
| ● Oscilloscopes cathodiques HAMEG | 98 |
| ● La construction des enceintes acoustiques à pavillon | 99 |
| ● Remplacement des transformateurs bloking, de liaison image et de son par des transformateurs universels | 106 |
| ● Montages pratiques à circuits intégrés CA3018 | 116 |
| ● Magnétophone stéréo à changeur de cassettes Philips N2401 | 122 |
| ● La chaîne Filson 807 | 123 |
| ● Téléviseur portatif Sony 9-90 UM | 125 |
| ● Nouveau matériel Hi-Fi Sansui : platine SR1050C, ampli AU999 | 125 |
| ● ABC de l'électronique | 127 |
| ● Encart ITP | 131-132 |
| ● Construisons nos ensembles de radiocommande : émetteur économique digital à 4 voies | 133 |
| ● Schémas et montages pratiques d'alimentations stabilisées | 140 |
| ● La réception des UHF en TV | 143 |
| ● Cours d'initiation à l'emploi des circuits intégrés | 146 |
| ● Régulateurs de tension à CI LM304, LM305, LM305A et LM309 | 148 |
| ● Le déclenchement des thyristors | 151 |
| ● Décodeur Sécam à circuit intégré | 156 |
| ● Le kit d'enceinte Peerless .. | 159 |
| ● La transformation des installations de public address ... | 160 |
| ● Convertisseur 110/220 V, 1 kW, 50 Hz alimenté sous 24 V continu | 166 |
| ● Boîte de contrôle pour circuits intégrés | 170 |
| ● Téléviseurs Barco | 172 |
| ● Lecteur de cassettes EDI, chaîne stéréophonique TO-NOKA, accessoires pour amateur de Hi-Fi | 173 |
| ● La platine de magnétophone AKAI X 165 D | 177 |
| ● Notre courrier technique .. | 174 |
| ● Un récepteur de grand trafic .. | 178 |
| ● Indicateur d'accord et silencieux | 179 |
| ● Petites annonces | 182 |

L'ANTIPARASITAGE DES THYRISTORS

CHACQUE fois qu'un thyristor est déclenché dans un circuit résistif, la valeur du courant passe de zéro à la valeur maximum admise par la charge en quelques microsecondes. Cette valeur peut être excessivement élevée si le circuit résistif est composé de lampes d'éclairage dont la résistance à froid est presque nulle. Une analyse de la courbe du courant montre que le spectre des fréquences est très large et que l'amplitude est inversement proportionnelle à la fréquence. Si l'on utilise les deux alternances du 50 Hz, on constate que ces impulsions se répètent 100 fois par seconde. Dans les applications où les thyristors travaillent par contrôle de phase, par exemple dans le cas de contrôle de puissance lumineuse, ces bruits sont terriblement gênants, car si les ondes engendrées n'affectent pas les émissions de télévision ou de modulation de fréquence, les émissions sur ondes longues et sur ondes moyennes sont sérieusement perturbées. Dans les usages industriels où de multiples circuits sont commandés par des thyristors, ces impulsions parasites apportent des interférences entre les différents thyristors qui amènent des déclenchements erratiques. Les fils d'alimentation des appareils agissent comme une grande ligne de transmission ou également comme une antenne et propagent ces parasites à des distances considérables.

En fait, dans les systèmes travaillant par contrôle de phase, dans beaucoup de cas les thyristors bien qu'ils soient des sources de perturbations ne sont en fait pas beaucoup plus gênants que les lampes fluorescentes, les enseignes lumineuses, les asservisseurs à relais, ou les balais des moteurs série (ex. les parasites émis par les rasoirs électriques dans la deuxième chaîne de télévision). Au contraire, dans certains cas et en prenant certaines précautions, les semi-conducteurs peuvent diminuer les parasites dans le cas de coupure de circuits alimentés en courant alternatif ; en effet, avec les semi-conducteurs, il n'y a jamais de rebondissement de contact, ni de production d'arc, et ils cessent d'être conducteurs lorsque la sinusoïde passe au point zéro, évitant ainsi la coupure des courants inductifs.

NATURE DES INTERFERENCES DANS LA GAMME DES RADIO-FREQUENCES

Les interférences dans la gamme des radio-fréquences ont deux origines. La première, celle que l'on mesure le plus fréquemment, concerne les interférences apparaissant dans les lignes de transmission. Dans ce cas, l'énergie haute fréquence engendrée par les transitoires apparaissant lors du déclenchement des thyristors, se propagent le long des lignes d'alimentation qui jouent le rôle de lignes de transmission. Ces interférences peuvent être très facilement mesurées avec les appareils de mesure existant dans tous les laboratoires d'électronique.

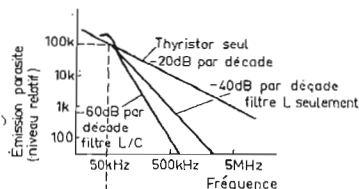


Fig. 1

La deuxième forme est celle des interférences émises dans l'espace. Cette énergie dans la gamme des radio-fréquences est émise directement par l'appareil. Ces interférences sont assez difficiles à mesurer, car elles sont liées à des problèmes d'emplacement, de position des conducteurs dans l'appareil, des effets de capacité avec la terre, etc.

En fait, et dans la plupart des cas, les interférences émises par les composants des appareils sont très faibles si on les compare aux émissions dues aux lignes d'alimentation qui, dans ce cas particulier, agissent comme une grande antenne. Les appareillages permettant de mesurer les niveaux des parasites de ce type sont assez complexes, mais les parasites eux-mêmes peuvent être facilement décelés et leur amplitude appréciée avec des postes récepteurs de trafic. Les récepteurs usuels en France ont généralement un trou entre 300 et 500 kHz.

ETUDE DES FILTRES

Le déclenchement des thyristors alimentant un circuit résistif engendre un front raide et les interférences radio-fréquences apparais-

sant dans les conducteurs se présentent sous la forme de fronts raides avec un spectre continu de bruit dont l'amplitude décroît avec la fréquence de 20 dB par décade. Cela nous explique pourquoi, même sans dispositif de filtrage les circuits à thyristors n'apportent pas de parasites dans les bandes VHF et UHF. Mais les émissions à modulation d'amplitude se situent dans les gammes 150 kHz à 1 600 kHz, soit dans les bandes 1 200/2 000 m pour les ondes longues, 200/550 m pour les ondes moyennes et c'est dans ces bandes que les thyristors amèneront de sévères interférences si les circuits ne sont pas convenablement filtrés.

Les études dont nous allons parler ont, malheureusement pour nous, été faites aux Etats-Unis où les ondes longues ne sont pas utilisées. Les ingénieurs se sont donc appliqués à éviter les parasites dans la gamme de fréquences correspondant aux ondes moyennes.

Le filtre le plus simple est évidemment une inductance mise en série avec la charge, qui aura pour effet d'amortir la pointe de courant. L'efficacité d'un tel filtre est de l'ordre de 20 dB par décade. La figure 1 montre que le bas de la bande moyenne fréquence exige pour répondre aux normes et pour que le niveau des parasites soit considéré comme acceptable une réduction de 40 à 50 dB. Pour obtenir ce résultat, il faudrait que le point d'inflexion de la courbe du filtre f_0 soit à 5 kHz ou au-dessous. Dans ce cas, l'inductance devrait avoir une très forte valeur, elle coûterait très cher et serait dans la plupart des cas difficile à loger. L'adjonction d'une capacité shunte à la self placée comme le montre la figure 2 augmente considérablement l'efficacité du filtre et permet de diminuer la valeur de la self. Les résultats sont consignés dans la figure 1.

Dans ces conditions, le filtre permet un affaiblissement de 40 dB par décade qui vient s'ajouter à l'affaiblissement donné par le thyristor lui-même. Les valeurs de L et de C peuvent être calculées en cherchant les points d'inflexion de la courbe en fonction de LR et de LC, les équations permettant le calcul sont les suivantes :

$$f_0 = \frac{R^2}{2\pi L} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C} = RL$$

COGKIT

Voir la publicité
aux pages
110 à 113

C'est aux pages 108-109
que vous trouverez
les bonnes affaires

CIRATEL

POSSESSEURS DE MAGNÉTOPHONES

Faites reproduire vos bandes sur
Disques 2 faces depuis 12,00 F
Gravure immédiate sur rendez-vous

TRIOMPHATOR
72, av. Général-Leclerc
PARIS (14^e) - Ség. 65-36

OFFRES

EXCEPTIONNELLES

au

COMPTOIR LAFAYETTE

PAGE 43

ATTENTION

pages 114 et 115

VOUS TROUVEREZ
la publicité

CIRQUE-RADIO

EN PAGE 55

LISEZ
LES PETITES ANNONCES DE

SOPRADIO

55 RUE LOUIS-BLANC, PARIS 10^e

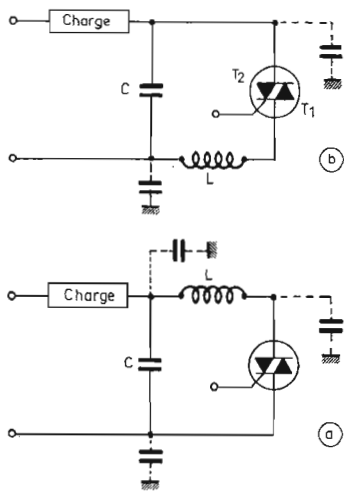


Fig. 2

Cela nous permet d'utiliser une inductance d'une valeur égale au 1/10 de celle qu'on aurait utilisée si le filtre avait été composé d'une simple inductance.

Nous signalerons ici que les inductances peuvent être très facilement réalisées en enroulant un fil d'un diamètre suffisant sur un barreau en ferrite. Etant donné la bande où se produisent les interférences, le matériau des ferrites convient particulièrement bien. De plus, les selfs peuvent avoir dans ce cas un excellent Q.

Dans un montage, le thyristor est toujours monté sur un radiateur, et à cause de la dimension du thyristor lui-même, il existe une capacité parasite entre le thyristor et la masse. Il faudra tenir compte de cela dans l'étude du circuit. Par exemple, dans le cas des TRIACS, la sortie T_2 est celle qui est mise en contact avec le radiateur (Fig. 2). Si la self est mise en série avec T_2 , comme le montre la figure 2a, la capacité parasite créée par le radiateur, jointe à la capacité parasite existant dans le circuit de charge, shunte la self et réduit considérablement son efficacité. Le montage doit être fait comme il est indiqué dans la figure 2b, où L en série avec T_1 (du TRIAC) met bien la capacité parasite en parallèle avec la capacité d'accord. Ceci augmente la valeur du filtrage.

Lorsqu'on utilise deux thyristors tête-bêche, le meilleur montage est celui de la figure 3. Comme on le voit, il est recommandé d'uti-

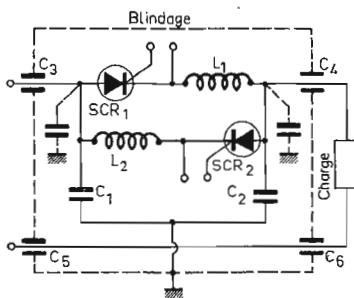


Fig. 3

liser un blindage, mais si le montage d'un blindage est impossible, les capacités C_1 et C_2 reliées aux anodes des thyristors peuvent suffire.

Il est important de noter que les transformateurs d'impulsion et les circuits de déclenchement doivent apporter le minimum de capacité sur la cathode des thyristors, car cette capacité est branchée aux bornes de la self.

Lorsqu'on étudie le schéma de la figure 2, on voit que la self, la capacité et le Triac forment un circuit résonnant dont l'amortissement est fonction de la valeur de la charge.

Si le Q du circuit est supérieur à 2,5, le courant dans le Triac peut s'inverser comme le montre la figure 4a et si le Triac utilisé est d'un type à temps de recouvrement rapide, il peut être déclenché. Un thyristor peut réagir de la même façon et pour les mêmes raisons. Ce défaut croît lorsque les charges sont faibles, par exemple pour des charges inférieures à 100 W ou pour des charges inductives, pour que de telles charges n'amortissent pas assez le circuit résonnant. Le circuit L/C simple

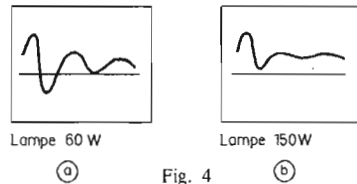


Fig. 4

réagit convenablement lorsque les charges résistives sont importantes comme le montre la figure 4 b.

Pour obtenir des résultats intéressants avec des charges résistives faibles, par exemple dans les affaiblisseurs d'éclairage utilisant une lampe de 60 W, il est nécessaire de prévoir l'affaiblissement dans le filtre lui-même. On obtient ce résultat en ajoutant une résistance et une seconde capacité dans le circuit. La figure 5 donne un exemple de montage réalisé avec une lampe de 60 W. La valeur des éléments choisis permet de donner le même effet de filtrage que celui obtenu avec le filtre de la figure 2b.

COMMUTATION AU POINT DE TENSION NULLE

Comme on l'a vu, les parasites créés par les thyristors dans la gamme des radiofréquences, proviennent de l'introduction brusque du courant dans la charge lors du déclenchement du thyristor. Nous avons aussi vu que ces parasites apparaissent surtout lorsque cette introduction brusque se faisait dans des charges restrictives. On est donc amené à penser qu'au lieu de réguler les appareils par contrôle de phase, il serait intéressant

d'avoir un système de régulation qui déclencherait les thyristors lorsque la sinusoïde passe au zéro. Ceci donne évidemment l'utilisation de la totalité de la demi-alternance de courant dans la charge. Supposons, par exemple, que la température d'un four doive être maintenue à 180°. Nous pouvons agir de deux manières, ou modifier en permanence la valeur du courant dans la charge par contrôle de phase, ou au contraire alimenter périodiquement le four en utilisant la totalité de la demi-alternance. Cette méthode consiste à alimenter l'appareil pendant un certain temps puis lorsqu'une certaine température est atteinte à supprimer l'alimentation. C'est la méthode utilisée avec des thermostats et des interrupteurs. Avec les thyristors, on peut procéder de la même façon et mieux encore améliorer le système en faisant démarrer le thyristor lorsque la bande passe au point zéro. Cette méthode permet d'éviter presque tous les parasites dans la gamme des radiofréquences.

La figure 6 donne le schéma d'un thyristor asservi avec un déclenchement synchronisé. Dans ce circuit, en l'absence de signal de commande, les thyristors permettent le passage dans la charge des deux alternances, avec une discontinuité négligeable, ce qui réduit à zéro les interférences dans la gamme des radiofréquences. SCR₂ est asservi à SCR₁, parce que l'énergie emmagasinée dans la self L₁ déclenche SCR₂ au commencement de l'alternance suivante, ce qui a pour effet d'égaliser le nombre de demi-périodes dans la charge. En appliquant un signal à la gâchette de SCR₃, la tension de gâchette de SCR₁ s'annule et la gâchette de SCR₁ est mise à la tension de la cathode. Lorsque la tension appliquée à l'anode de SCR₁ deviendra positive, SCR₁ ne conduira pas et le courant dans la charge s'annulera. Ce type de circuit est idéal pour éviter les interférences dans les bandes radiofréquences, dans les circuits selfiques où les ruptures risqueraient de faire sauter les fusibles et surtout lorsque des instruments de mesure sensibles sont utilisés à proximité des circuits de contrôle à thyristors.

LES DIODES RAPIDES

Dans les circuits utilisant des diodes de redressement, des parasites dans les bandes radiofréquences peuvent être causés par le temps de recouvrement des diodes. Cela est dû à un effet de stockage des porteurs minoritaires, et la diode ne se bloque pas immédiate-

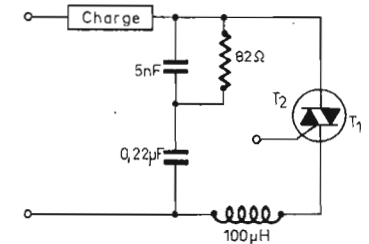


Fig. 5

ment lorsque le courant change de sens. Après quelques microsecondes, lorsque les charges qui ont été stockées dans les diodes ont disparu, les diodes peuvent alors bloquer le courant inverse. A ce moment, le courant est coupé brutalement en donnant un front raide, ce qui crée évidemment des parasites dans la bande des radiofréquences. On peut obtenir une réduction considérable de ces émissions parasites par l'emploi des diodes rapides.

REDUCTION DES EMISSIONS PARASITES DANS LA GAMME DES RADIOFREQUENCES

Pour éviter les émissions parasites, le circuit de l'appareil doit être bien étudié et malheureusement dans ce cas c'est une question de pratique qui intervient. Si l'on se réfère à la figure 2b, le courant parasite dans la boucle formée par C, L et le thyristor est beaucoup plus élevé que dans la ligne. Le circuit de cette boucle peut jouer le rôle d'antenne pour les parasites. Comme l'efficacité de radiation d'une telle antenne est rigoureusement proportionnelle à la surface de la boucle, il faut essayer par tous les moyens de réduire la surface de cette boucle, car, comme nous le verrons plus loin, les circuits de déclenchement peuvent être affectés par les radiations parasites. La figure 3 donne un bon exemple du blindage

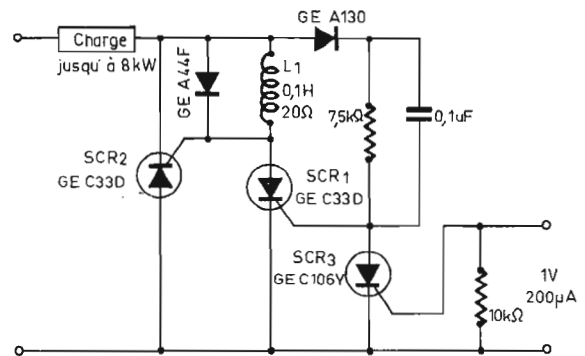
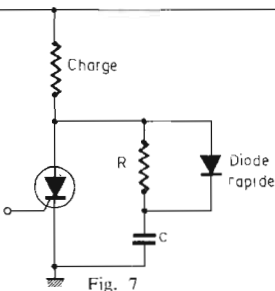


Fig. 6

de la boucle. Le thyristor et son circuit de filtrage sont placés à l'intérieur du blindage et il faut s'arranger pour que les passages des lignes dans le blindage forment des condensateurs (C_3 , C_4 , C_5 , C_6). Les transformateurs d'impulsions et les circuits de déclenchement seront logés dans le blindage.

INTERREACTION

Il arrive souvent que le circuit d'un thyristor agisse comme un récepteur pour les transitoires engendrés dans une autre partie du circuit. Ces transitoires agissent soit directement sur le circuit de déclenchement, soit directement aussi sur le circuit d'anode des thyristors dans les circuits de puissance. Il en résulte qu'un thyristor suit partiellement ou totalement les ordres de commande donnés à un autre thyristor. Les causes de



déclenchements inopinés sont nombreuses et quelquefois difficiles à décoder. Nous donnons plus loin une excellente méthode pour découpler les circuits de déclenche-

ment utilisant des transistors unijonction.

INTERREACTIONS AGISSANT SUR LES CIRCUITS D'ANODE

Quand un thyristor travaille alors que le circuit de gâchette est déconnecté, la nature de l'interaction est généralement attribuée à une augmentation de la tension directe (dv/dt). Quand le circuit est excité par un parasite extérieur, par exemple par la rupture brusque d'un contacteur, le rapport dv/dt peut atteindre le point déterminant le déclenchement du thyristor. Lorsque le circuit a été ainsi excité, il peut facilement être affecté par les oscillations haute fréquence qui se superposent à sa tension d'anode. Cela se comprend aisément lorsque l'on tient compte qu'une oscillation haute fréquence ayant une tension de pointe de 10 V a un rapport initial de montée de l'ordre de 60 V par microseconde. Il faut donc éviter que le thyristor puisse rencontrer de telles conditions et prendre des dispositions pour atténuer le rapport initial de la montée de la tension.

En fait, un thyristor n'entraînera aucune interaction dans un autre thyristor lorsqu'il est déclenché dans la zone avoisinant le départ de la sinusoïde, et le phénomène apparaît dans une partie, d'ailleurs assez étroite, de la zone haute de la sinusoïde, au moment où le rapport dv/dt est le plus grand. Les meilleurs moyens pour éviter les interactions dues à ce phénomène sont de polariser négativement la gâchette ou de diminuer le rapport dv/dt au moyen de circuits de protection appropriés. La figure 7 donne un exemple de circuit particulièrement efficace.

INTERREACTIONS AGISSANT SUR LE CIRCUIT DE COMMANDE

Là, il faut distinguer deux cas :

1° Le déclenchement intempestif se fait directement par le circuit d'alimentation.

2° Le déclenchement intempestif se fait dans le circuit de gâchette.

Dans les deux cas, le résultat est le même, le thyristor est déclenché inopinément, mais les remèdes sont différents. Dans l'étude d'un circuit de déclenchement, on devra tenir compte des possibilités d'interactions des circuits de charge et des circuits de commande pour éviter les interactions dues aux lignes. Lorsqu'on fait l'étude, on devra tenir compte aussi de la stabilité des circuits de commande.

Lorsqu'on utilise des circuits de déclenchement avec des transistors unijonction, il est intéressant de tenir compte des suggestions données dans les schémas de la figure 8.

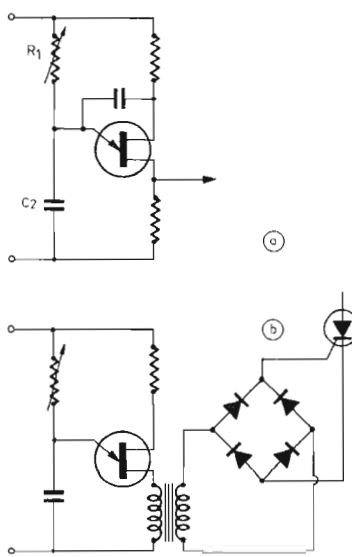


Fig. 8

Le schéma de la figure 8a protège particulièrement contre les transitoires provenant de la ligne, celui de la figure 8b protège le circuit de déclenchement des transitoires créés dans les circuits gâchette/cathode du thyristor.

CONCLUSION

La question des oscillations parasites émises par les thyristors lors de leur déclenchement doit être étudiée de près lorsque les

charges sont uniquement résistives. On a intérêt à rendre les charges légèrement réactives pour limiter la production des parasites dans la bande des radiofréquences. De plus les circuits devront être soigneusement blindés pour éviter la transmission des parasites par la ligne jouant le rôle d'antenne. Ces parasites ne sont pas seulement gênants pour les récepteurs radio-phoniques, mais aussi pour les circuits à thyristors placés à proximité ou montés dans les mêmes lignes d'alimentation.

Les constructeurs de jeux de lumière musicaux doivent tenir compte de ces impératifs lors de leur montage car les circuits d'entrée des amplificateurs de puissance peuvent être affectés par les émissions parasites. Les utilisateurs devront éviter que les appareils de commande et même les lignes voisinent avec les câbles micro et il faut également éloigner les appareils de commande des amplificateurs, car comme nous l'avons dit plus haut, les lampes d'éclairage éteintes ont une résistance très faible et le courant de pointe lors du déclenchement du thyristor peut atteindre des valeurs importantes.

Charles OLIVERES.
(d'après SCR

Manual de General Electric)

Devenez un RADIO AMATEUR

Pour occuper vos loisirs tout en vous instruisant

notre cours fera de vous

l'un des meilleurs ÉMETTEURS RADIO du monde

Préparation à l'examen des P.T.T.

GRATUIT Documentation sans engagement

Remplissez et envoyez ce bon à

INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE 35-DINARD

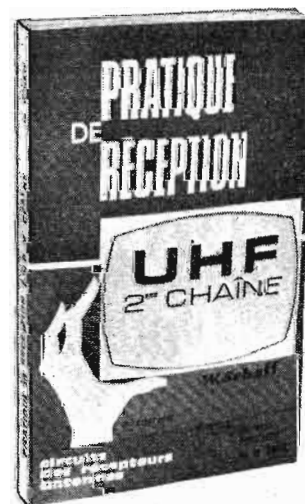
Nom

Adresse

RAPY

HP-EL 1

NOUVEAU



Volume broché format 14,5 x 21 74 figures, 128 pages

PRIX : 23 francs Franco recommandé : 25,20 francs

PRATIQUE DE RÉCEPTION UHF 2° CHAÎNE

(2^e édition)

par W. SCHAFF

C'est en pensant aux techniciens que l'auteur s'est attaché à rendre cet ouvrage de grand intérêt.

En effet, il a réussi à permettre l'assimilation facile des principes de base et à faire comprendre les modifications à apporter aux téléviseurs vieux de quelques années, pour les adapter aux techniques du standard français 625 lignes.

Des antennes aux circuits de balayage, en passant bien entendu par les tuners et les convertisseurs tous les circuits sont traités avec de plus des notions très complètes de dépannage et d'alimentation.

Dans cette deuxième édition les lecteurs trouveront des descriptions des tuners UHF les plus récents à diodes à capacité variable pour l'accord et à diodes de commutation UHF-VHF.

PRINCIPAUX CHAPITRES :

- Le standard français en 625 lignes en bandes IV et V.
- Circuits UHF des téléviseurs
- La transformation de récepteurs non équipés
- Le service UHF
- La technique des antennes
- Les descentes d'antennes
- Les accessoires d'installations individuelles et collectives
- Des troubles de la réception.

En vente à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO 43, rue de Dunkerque - PARIS (10^e) Tél. : 878-09-94 C.C.P. 4949-29 PARIS

LA VÉRIFICATION DES BLOCS SÉLECTEURS

MÉTHODES GÉNÉRALES

Il y a lieu de considérer plusieurs sortes de sélecteurs : ceux de radio à modulation d'amplitude (radio AM), ceux de radio à modulation de fréquence (radio FM) et les deux sélecteurs pour TV noir et blanc ou couleur, le sélecteur VHF et le sélecteur UHF.

Ces blocs sélecteurs peuvent fonctionner individuellement ou en association.

Ainsi dans les radiorécepteurs AM, c'est-à-dire, recevant les OL, OM, OC, le sélecteur est unique et prévu pour ces gammes dont le nombre peut varier depuis une jusqu'à douze ou plus.

Il en est de même pour le tuner FM et pour certains appareils de télévision couleur monostandard ne comportant que le sélecteur UHF. Il se peut toutefois qu'ultérieurement, ces téléviseurs monostandards français comportent également un bloc sélecteur VHF pour des émissions à 625 lignes en VHF.

Comme groupements de sélecteurs il y a les suivants :

1° Sélecteur AM + sélecteur FM dans les récepteurs radio mixtes AM/FM.

2° Sélecteurs UHF et VHF dans les appareils de télévision de toutes sortes : bistandards français, monostandards UHF-VHF allemands, belges, suisses, italiens, anglais, etc., multistandards français, belges, allemands, etc.

Pratiquement, sauf dans les monostandards UHF-625 lignes couleur français, il y a deux sélecteurs dans toutes les variantes de téléviseurs.

Les sélecteurs sont disposés dans les appareils radio ou TV comme l'indique la figure 1.

En (a) le signal provenant de l'antenne AM est transmis par le système collectif ou directement, à l'entrée du sélecteur AM qui l'amplifie et le transforme en signal MF, généralement à 455 kHz ou une fréquence voisine : 456, 460, 465, 470 kHz. Parfois, pour des récepteurs pour OC, la MF est de 2 000 kHz ou une valeur voisine.

En (b) il s'agit du sélecteur FM permettant de recevoir les émissions de la bande II. A la sortie de ce sélecteur, on obtient le signal MF de 10,7 MHz ou d'une fréquence proche de celle-ci.

En (c) l'unique sélecteur est le sélecteur UHF pour TVC monostandard (en France uniquement, à notre connaissance).

En (d) l'ensemble AM-FM. Le signal AM est transmis directement au sélecteur AM qui l'amplifie et produit le signal MF à 455 kHz. D'autre part, le signal HF-FM, est reçu, de l'antenne FM, par le sélecteur FM qui donne à la sortie un signal MF à 10,7 MHz. Le plus

souvent, ce signal est transmis à un étage du sélecteur AM qui sert de préamplificateur MF à 10,7 MHz et dont le signal de sortie est transmis à l'amplificateur MF à 10,7 MHz/455 kHz fonctionnant sur 10,7 MHz.

Le dernier groupement (e), correspond aux téléviseurs recevant les UHF et les VHF, quelle que soit leur nature : bistandards, multistandards ou même monostandards allemands, etc.

Les signaux UHF et VHF sont traités d'une manière analogue à celle adoptée dans les radiorécepteurs FM/AM [voir plus haut circuit (d)] : le signal VHF (819 lignes ou 625 lignes) est amplifié par le bloc sélecteur VHF qui donne à la sortie le signal MF image (ou vision) et le signal MF son.

Le signal UHF provenant de l'antenne UHF est appliqué au bloc sélecteur UHF, qui, après amplification et changement de fréquence, fournit à sa sortie les signaux MF vision et MF son qui sont dirigés vers le bloc VHF dont une partie sert de préamplificateur MF et, parfois, directement vers les amplificateurs MF.

MÉTHODE GÉNÉRALE DE VÉRIFICATION DES SÉLECTEURS

Dans tout sélecteur on trouve :

1° Des circuits HF accordés sur le signal à recevoir, f_o .

2° Des circuits d'oscillateur accordés sur la fréquence locale f_n .

3° Des circuits MF accordés sur la fréquence f_m de l'amplificateur MF qui suit le sélecteur.

On a $f_m = f_o - f_n$ ou $f_m = f_n - f_o$.

En ce qui concerne la partie HF, elle peut comporter un ou plusieurs étages amplificateurs haute fréquence ou simplement un bobinage à un ou plusieurs enroulements accordés servant de préselecteur sans effet amplificateur.

La composition de plusieurs sortes de sélecteurs est indiquée à la figure 2.

Dans les montages (a) et (c), il y a un oscillateur séparé du mélangeur.

Dans les montages (b) et (d) les fonctions de mélangeur et d'oscillateur sont remplies par un seul transistor que l'on peut désigner sous le nom de **mélangeur-oscillateur** ou de **changeur de fréquence** ou encore de **convertisseur**.

La vérification d'un sélecteur est réalisable à l'aide du montage de mesures de la figure 3

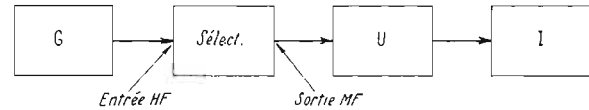


Fig. 3

qui est classique, mais susceptible de nombreuses variantes selon les circonstances et les possibilités du technicien du service.

Le sélecteur, tout en restant dans le récepteur (radio ou TV) donc alimenté, est branché entre une source de signaux HF qui est désignée par G et une utilisation U. Celle-ci reçoit le signal MF unique ou un des deux signaux MF s'il en est ainsi (MF-AM et MF-FM ou MF vision et MF son). A la suite de l'utilisation U, il y a un indicateur qui permettra de savoir si le signal MF a été fourni à U par le sélecteur considéré.

Voici des exemples pratiques de vérifications à l'aide de ce montage de principe.

Exemple 1 :

Aucun appareil de mesure n'est utilisé. Le dispositif G est l'arrivée du câble d'antenne. C'est bien une **source** car à cette arrivée de câble il y a des signaux HF.

Si le sélecteur fonctionne, il donnera à la sortie des signaux MF.

Comme il s'agit de vérifier le sélecteur, il faut supposer que les autres parties : MF, D, BF (ou VF) fonctionnent donc, on peut prendre comme indicateur ces parties avec, à leur sortie, le **transducteur** électro-acoustique (HP) ou électro-optique (tube cathodique) que nous nommerons « reproducteur ».

Trois cas se présenteront :

1° Le sélecteur est bon : le reproducteur donnera des indications normales, c'est-à-dire un son puissant ou une image bien contrastée.

2° Le sélecteur fonctionne mal : son faible ou image peu contrastée.

3° Le sélecteur est en panne. Il ne donnera pas de signal MF à sa sortie, donc il n'y aura pas de son dans le HP ou d'image sur l'écran du tube cathodique.

Cet exemple semble simpliste. Il l'est, en effet, mais c'est bien ce procédé qui sera adopté avant toute autre vérification plus « technique » c'est-à-dire faisant appel à un ou plusieurs appareils de mesure.

Exemple 2 :

Dans cet exemple, on remplacera le câble d'arrivée du signal HF d'antenne par un générateur G.

Un générateur HF sérieux et de technique actuelle, même de précision « modeste » (donc de prix abordable) doit se terminer par un câble coaxial de 50 m 75 Ω qui se branchera

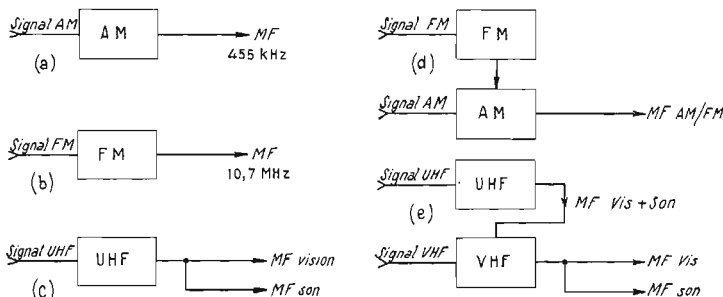


Fig. 1

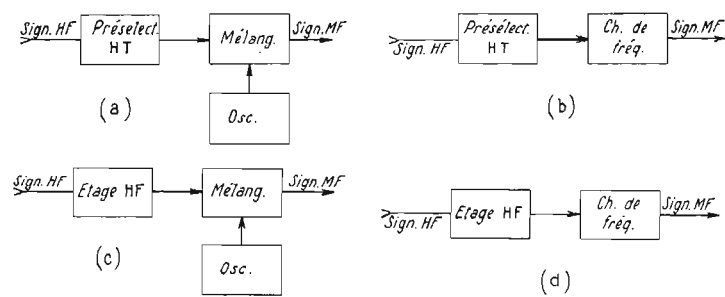


Fig. 2

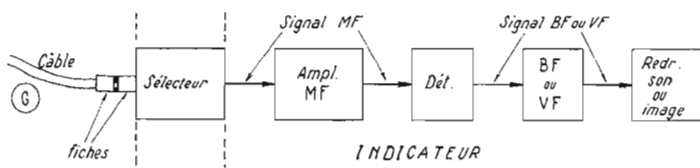


Fig. 4

à l'entrée du radiorécepteur ou du téléviseur au cas où ces appareils sont à entrée de 50 à 75 Ω .

Si leur entrée est de 240 à 300 Ω , on fera intervenir un adaptateur d'impédance qui aura une sortie à impédance plus élevée, 240 à 300 Ω , avec une fiche, en général, du type bifilaire (à deux broches) qui sera enfoncée dans celle d'entrée du récepteur (voir Fig. 5).

Le reste du montage est conforme à la figure 4.

Avec ce montage, le générateur choisi doit donner les signaux nécessaires : OL, OM, OC ou FM ou TV bandes I, III, IV et V, afin de pouvoir essayer le sélecteur dans toutes ses positions.

Il se peut, en effet qu'un sélecteur AM fonctionne, par exemple en OC mais pas en OM, etc.

Lorsque l'appareil possède deux blocs sélecteur, le procédé sera le même, le deuxième sélecteur étant considéré comme faisant partie de la MF ce qui est d'ailleurs exact.

Si l'on se sert d'un appareil de mesure, c'est pour effectuer une mesure, qui, même peu précise, donnera une idée de la sensibilité de l'appareil.

Ainsi, supposons qu'il s'agisse d'un téléviseur à vérifier en UHF sur 500 MHz par exemple.

On procédera comme suit :

1° Brancher un générateur adéquat à l'entrée du sélecteur UHF après avoir intercalé l'adaptateur si nécessaire.

2° Accorder les deux appareils (G et sélecteur) sur la même fréquence.

3° Améliorer l'accord du sélecteur UHF pour obtenir le maximum de signal dans le reproducteur qui sera le HP et non le tube cathodique même s'il s'agit de TV.

4° A l'aide de l'atténuateur du générateur et de son indicateur, régler le signal HF modulé à la valeur prescrite par le constructeur du téléviseur pour obtenir une sortie (de son et d'image) normale. Soit, par exemple 100 μ V cette tension. Si cette tension est appliquée à l'entrée, le son doit être puissant à la sortie, par exemple de 4 W.

S'il ne l'est pas, le sélecteur est défectueux ou déréglé ou empêché de fonctionner bien, par exemple insuffisamment alimenté.

Exemple 3 :

Le banc de mesures est dans le cas de cet exemple, plus complet, car nous branchons un indicateur à la sortie de l'appareil et il s'agit encore d'une sortie de son radio ou TV.

Une remarque importante : actuellement la plupart des appareils radio ou TV se terminent par un amplificateur BF dont la sortie se fait directement sur des électrodes de transistors et non plus sur un transformateur d'adaptation. Il est donc imprudent de remplacer le HP par une résistance équivalente. Il vaut mieux laisser le haut-parleur en place et brancher sur les connexions du HP, un voltmètre pour alternatif, correct à la fréquence de modulation.

Comme celle-ci sera le plus souvent de 400, 800 ou 1 000 Hz, utiliser un millivoltmètre ou un voltmètre électronique.

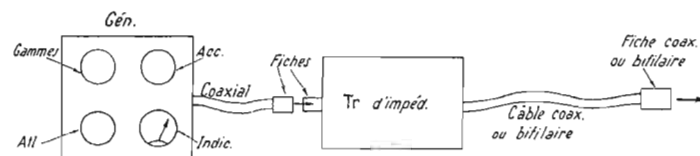


Fig. 5

Soit Z l'impédance de sortie et e_s la tension alternative indiquée par le voltmètre lorsque le signal d'entrée du récepteur a la valeur prescrite. La puissance de sortie est alors :

$$P = E^2/Z W$$

avec E en volts et Z en ohms.

Soit, par exemple, $E = 4 V$, $Z = 8 \Omega$. On a $P = 16/8 = 2 W$. Si l'on obtient moins, il y a un manque de gain. Dans toutes ces mesures le VC sera au maximum.

Dans le cas de l'exemple 3, on a fait une mesure assez précise en tenant compte du fait que pour ce genre de mesures de service, la précision requise n'est pas sévère, des écarts de $\pm 10\%$ des valeurs nominales sont admissibles.

Ces vérifications permettront de savoir si le sélecteur vérifié est bon, médiocre ou en panne.

Sa propre vérification est un travail plus complexe, mais celui-ci sera simplifié par certains blocs sélecteurs qui ne peuvent être dépannés, mais simplement remplacés. Examinons en détail quelques cas d'espèce concernant des sélecteurs modernes que l'on trouvera sur les récepteurs de technique actuelle ou d'avenir.

Commençons par un sélecteur radio FM.

EXAMEN D'UN SÉLECTEUR FM POUR RADIO AM/FM

On a indiqué plus haut que dans un récepteur AM-FM, le sélecteur FM est généralement distinct du sélecteur AM, mais peut utiliser une partie de ce dernier comme préamplificateur MF à 10,7 MHz.

Voici à la figure 7 un sélecteur FM proposé en Allemagne par Volvo, utilisant trois transistors et des diodes à capacités variables pour l'accord.

Ce sélecteur utilise des transistors distincts pour chaque fonction : Q_1 en HF, Q_2 en oscillateur et Q_3 en mélangeur.

Le transistor HF, Q_1 est monté en base commune. Il peut recevoir le signal à amplifier sur l'entrée 60 Ω asymétrique ou sur l'entrée 240 Ω symétrique.

On accorde le secondaire L_2 avec l'ajustable de 10 pF et les diodes à capacité variable BB104 montées en opposition.

Le fonctionnement de ces diodes ainsi montées est le suivant :

Les anodes sont au potentiel de la ligne « zéro » de masse, tandis que les cathodes sont polarisées à partir de la ligne « tension accord » qui est portée à une tension positive pouvant varier entre + 3 V et + 30 V ce qui a pour effet, la polarisation inverse des diodes et leur fonctionnement comme capacités variables lorsque la tension d'accord varie.

La base « commune » de Q_1 est polarisée à partir d'un réseau en étoile à trois résistances, l'une vers la ligne zéro, la deuxième vers la ligne négative d'alimentation de - 12 V et la troisième à la ligne de CAG. Seul le transistor HF Q_1 est soumis à la CAG.

Entre Q_1 , HF et Q_3 , mélangeur, il y a un filtre de bande L_4-L_5 à deux circuits accordés par des diodes à capacité variable montées en opposition et commandées comme celles de l'étage HF.

Le mélangeur Q_3 est monté en émetteur commun. Le signal local de l'oscillateur Q_2

est transmis à la base de Q_3 par un condensateur de 1,8 pF. La sortie MF se fait sur 60 Ω permettant un branchement de cette sortie par coaxial de même impédance.

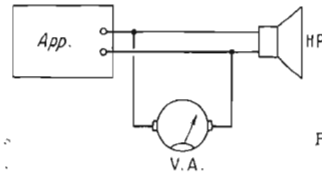


Fig. 6

1^{ère} Leçon gratuite

Sans quitter vos occupations actuelles et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez

LA RADIO ET LA TELEVISION

qui vous conduiront rapidement à une brillante situation.

- Vous apprendrez **Montage, Construction et Dépannage** de tous les postes.
- Vous recevrez un matériel ultra-moderne qui restera votre propriété.

Pour que vous vous rendiez compte, vous aussi, de l'efficacité de notre méthode, demandez aujourd'hui même, sans aucun engagement pour vous, et en vous recommandant de cette revue, la

Première leçon gratuite!

Si vous êtes satisfait, vous ferez plus tard des versements minimaux de 40 F à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment, vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

Notre enseignement est à la portée de tous et notre méthode VOUS EMERVEILLERA

STAGES PRATIQUES SANS SUPPLEMENT

Demandez notre Documentation

INSTITUT SUPERIEUR DE RADIO-ELECTRICITE

27 bis, rue du Louvre - PARIS (2^e)

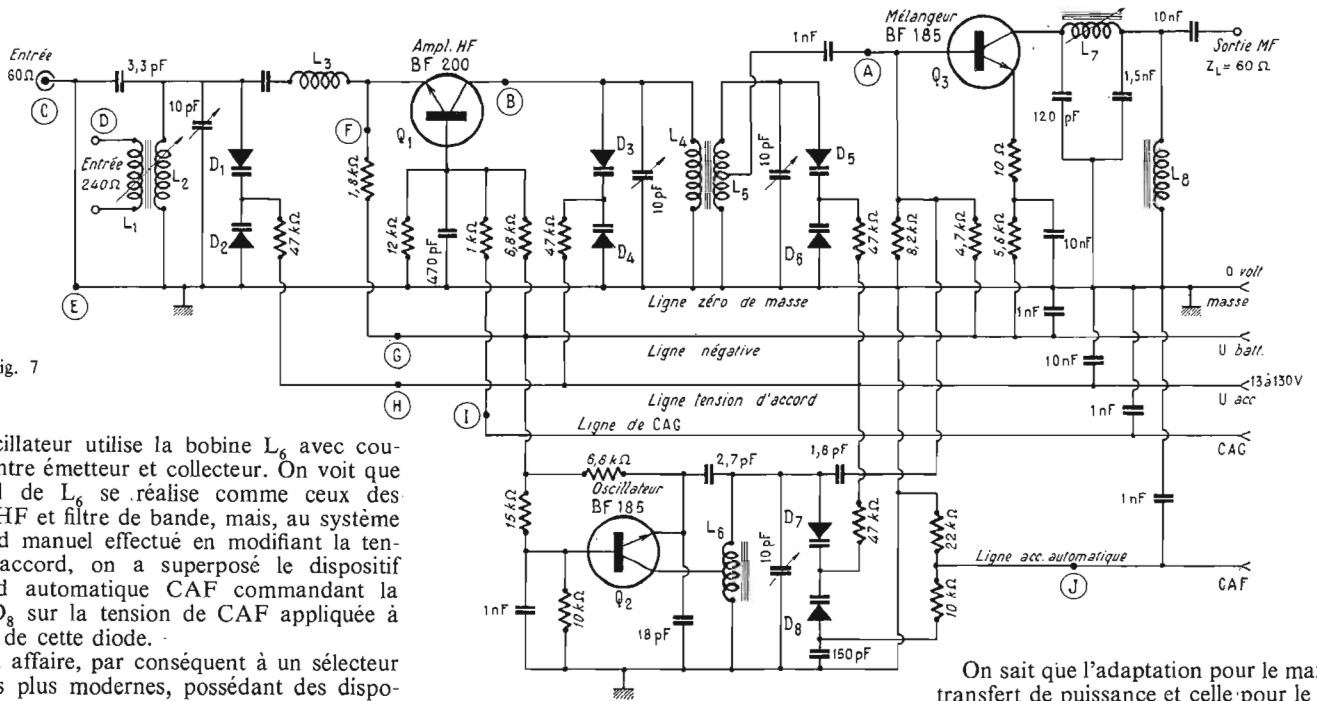


Fig. 7

L'oscillateur utilise la bobine L_6 avec couplage entre émetteur et collecteur. On voit que l'accord de L_6 se réalise comme ceux des étages HF et filtre de bande, mais, au système d'accord manuel effectué en modifiant la tension d'accord, on a superposé le dispositif d'accord automatique CAF commandant la diode D_8 sur la tension de CAF appliquée à l'anode de cette diode.

On a affaire, par conséquent à un sélecteur FM des plus modernes, possédant des dispositifs tels que les suivants :

- (a) quatre circuits accordés dont trois sur le signal incident ;
- (b) accord par diodes à capacité variable ;
- (c) accord automatique par CAF ;
- (d) étage HF soumis à la CAG.

Remarquons que le montage des diodes en opposition équivaut à deux capacités variables en série. Chaque paire de diodes est un dispositif unique. On a $D_1 + D_2 = D_3 + D_4 = D_5 + D_6 = D_7 + D_8 = \text{BB104 Philips}$.

DONNÉES NUMÉRIQUES DU SÉLECTEUR FM

Ce sélecteur fonctionne avec une tension d'alimentation de 12 V avec le + à la masse et le - à la ligne négative.

Le transistor HF, qui contribue le plus au souffle de l'appareil, a été choisi parmi ceux qui créent le minimum de souffle et de plus, l'adaptation a été effectuée en vue de ce même minimum.

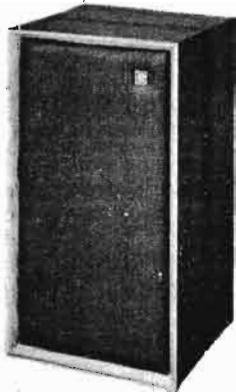
On sait que l'adaptation pour le maximum de transfert de puissance et celle pour le minimum de souffle ne coïncident pas, les rapports de transformation étant différents.

Le facteur de souffle est de 2 dB pour un courant de 2 mA et une tension de 10 V entre collecteur et émetteur à $f = 100$ MHz. La CAG est du type direct. Si V_{CAG} est la tension de CAG évaluée par rapport à la ligne zéro de masse on a un courant de 2 mA pour $V_{\text{CAG}} = -7,7$ V et un courant nul (Q_1 est bloqué) pour

(Suite page 72)



GOODMANS (G.B.)



NOUVELLES ENCEINTES ACOUSTIQUES

MINISTER (2 HP).

Système 2 voies - Puissance 20 W - RMS
impédance 4-8 Ω - Bande passante : 45-22 000 Hz - Dim. : 482 x 266 x 254 mm.
PRIX 480,00

MEZZO III (2 HP).

Système 2 voies (basses \varnothing 28 cm) - Puissance 30 W - RMS - Impédance 4-8 Ω - Bande passante 40-22 000 Hz - Dim. : 502 x 311 x 235 mm.
PRIX 760,00

MAGNUM-K II (3 HP).

Système 3 voies (basses \varnothing 31 cm) - Puisse. 40 W - Impédance : 4-8 Ω - Bande passante 30-22 000 Hz - Dim. : 630 x 381 x 290 mm.
PRIX 1 080,00

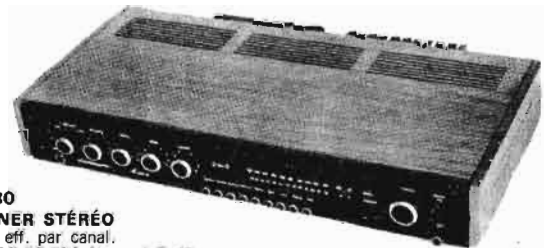
MAGISTER (3 HP). Système 3 voies (basses \varnothing 38 cm) - Puisse. 50 W - RMS - Impédance : 8 Ω - Bande passante : 26-22 000 Hz - Dim. : 685 x 508 x 360. PRIX 1 500,00

Connoisseur



MODÈLE BD2

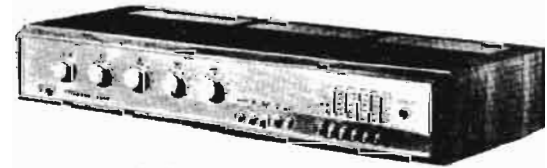
Moteur synchrone 2 vitesses.
Plateau \varnothing 25 cm - Poids : 1,2 kg
- Bras : pivot gyroscopique avec capot admettant toutes cellules.
Livré avec bras (sans cellule), pèse-bras et couvercle en plexiglas. PRIX 574,00



* MODULE 80

AMPLI/TUNER STÉRÉO

2 x 35 W eff. par canal.
Réponse : 30-20 000 Hz + 1,5 dB.
Distorsion < 0,1 % à la puissance nominale - Sensibilité tuner : mieux que 1,5 μV /26 dB de rapport S/B - Entrées et sorties aux normes DIN - Présentation coffret bois. Dimensions : 560 x 300 x 94 mm.
PRIX 1 960,00



* 3000E

AMPLI/TUNER STÉRÉO

2 x 15 W efficaces (sur 4 Ω) avec 5 touches FM pré-réglées - Entrées et fiches DIN : PU (magnétique et céramique) - Auxiliaire - Magnétophone.
Dimensions : 557 x 273 x 102 mm. PRIX 1 400,00

DÉMONSTRATION ET VENTE :



12, RUE DE REUILLY - PARIS-XII* - Tél. : 343-13-22
Métro : Faidherbe-Chaligny

NOCTURNES : Mercredi et vendredi jusqu'à 22 heures

La vérification des blocs sélecteurs

(Suite de la page 70)

$V_{CAG} = -13$ V. Il est donc clair que si la base de Q_1 devient plus négative, le courant I_C diminue, le gain diminue ce qui correspond à une CAG inverse.

Grâce à la sortie MF à filtre en π , l'impédance de sortie est de 60Ω , ce qui facilitera les mesures en cas de vérification ou de dépannage.

La gamme de réception est 87,5 à 108 MHz. Le signal local doit varier entre 98,2 et 118,7, fréquences obtenues en ajoutant 10,7 MHz aux fréquences incidentes.

Voici des données concernant les diodes à capacité variable BB104 : valeurs pour une des diodes d'un groupe de deux : capacité de 38 pF pour une polarisation inverse de 3 V et une capacité de 14 pF pour une polarisation inverse de 30 V. Comme les diodes D_1 et D_2 , D_3 et D_4 , etc. sont en série, les capacités d'accord varient entre 7 et 19 pF.

Pour d'autres détails concernant ce sélecteur voir le numéro spécial du *Haut-parleur* n° 1281, page 30 (paru en novembre 1970), dans lequel on donne les emplacements des composants et les caractéristiques des bobinages.

Passons maintenant aux moyens de vérification offerts au technicien par les renseignements que nous venons de donner.

VÉRIFICATION DU SÉLECTEUR FM

Les travaux à effectuer dépendent de la nature des anomalies de fonctionnement du sélecteur.

Si celui-ci ne fonctionne pas du tout, on constatera qu'aucun signal MF à 10,7 MHz ne sera obtenu à la sortie du mélangeur lorsqu'un signal HF de la bande II sera appliqué à l'entrée après avoir tenté d'accorder le sélecteur sur la fréquence choisie.

Si l'on obtient à la sortie MF un signal HF à la fréquence choisie lorsqu'on augmente le signal d'entrée, mais pas le signal MF on peut penser que l'oscillateur Q_2 ne fonctionne pas et il faudra vérifier cet oscillateur.

Si, au contraire, il y a un signal MF à la sortie, mais faible, il se peut qu'il y ait un des défauts suivants :

- 1° Transistor détérioré.
- 2° Tensions incorrectes.
- 3° Mauvais alignement.
- 4° CAG défectueuse.
- 5° CAF défectueuse.

Examinons ces diverses causes de mauvais fonctionnement. L'usure d'un transistor se

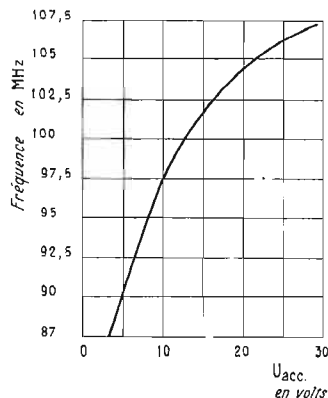


Fig. 8

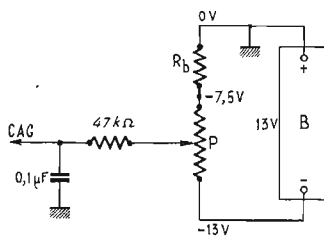


Fig. 9

manifeste par un gain faible et un courant d'émetteur réduit, ce qui donne lieu à des tensions incorrectes sur ses électrodes. Pour savoir si le transistor est usé il faut le mesurer au transistormètre, ou le remplacer par un transistor en bon état.

Un faible gain peut être dû également à un alignement incorrect.

Lorsque l'accord s'effectue avec des diodes à capacité variable, les diverses diodes de ce genre utilisées dans ce montage doivent être identiques, afin que leurs capacités soient égales pour des tensions égales de polarisation inverse.

Le constructeur du récepteur indique dans sa notice le mode d'alignement qui, dans ce genre de montages est basé sur trois réglages par circuit accordé, l'un agissant sur la tension initiale d'accord, effectué avec un potentiomètre ajustable, l'autre sur la capacité de départ, effectué avec un condensateur ajustable et le troisième sur les valeurs des enroulements.

Sur le montage considéré on dispose, pour ces réglages, de quatre ajustables de 10 pF montés en shunt sur les trois bobinages HF et celui d'oscillateur.

On dispose également du réglage des self-inductions des bobines, car d'après le schéma, les bobines sont toutes à noyau réglable.

La CAG peut se vérifier en débranchant le point CAG de la source de tension de CAG et en le branchant à un potentiomètre connecté sur une source de continu comme le montre la figure 9. On utilisera un potentiomètre P de 50 kΩ en série avec une résistance R_b de 60 kΩ environ, les deux éléments étant connectés sur une source de 13 V environ avec le + de cette source à la masse. De cette manière on pourra polariser la base de Q_1 entre - 7,5 V et - 13 V environ, par rapport à la masse, comme la CAG réelle et vérifier que le gain varie lorsque cette polarisation varie. Remarquons que V_{CE} de Q_1 doit être de 7,5 V lorsque $I_C = 2$ mA.

Pendant toutes les opérations de vérification, la CAF sera, de préférence, débranchée.

A cet effet le point « CAF » du schéma sera débranché de la source de tension de CAF et mis à la masse. Souvent il y a dans l'appareil un commutateur permettant de mettre hors circuit la CAF et, dans ce cas, il sera suffisant d'agir sur ce bouton.

Remarquons que le réglage de la partie MF du sélecteur peut être également effectué en appliquant un signal MF à 10,7 MHz sur la base du mélangeur Q_3 et en réglant L_7 en observant le signal de sortie BF qui sera maximum lorsque le réglage de cette bobine sera le meilleur.

Différents points d'essai sont indiqués sur le schéma :

A : application d'un signal MF ; B : accord du filtre de bande L_4-L_5 ; C : essai en FM à l'entrée 60Ω ; D et E : essai en FM à l'entrée 240Ω , permettant d'accorder L_2 ; F : mesure de la polarisation d'émetteur de Q_1 ; G : tension négative d'alimentation ; H : vérification de la tension d'accord ; I : vérification de la CAG ; J : vérification de la CAF.

F. JUSTER.

MESURE = CORDE



CENTRAD

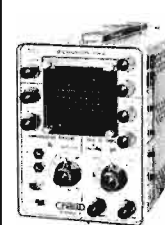
UNIQUE SUR LE MARCHÉ...

OSCILLOSCOPE 175P10

Tube cathodique \varnothing 100 mm à fond plat, exploitable sur toute la surface.
 ● Post accélération : 3,5 kV ● Bande passante : 0 à 7 MHz (- 3 dB) ● Sensibilité : 10 mV/cm ● Base de temps déclenchée et étalonnée ● Sonde réductrice 1/10 livrée avec l'appareil.
 Pour conclure, un appareil de grande classe : VENEZ L'ESSAYER.

Prix : 2 894 F T.T.C.

MESURE = CORDE



CENTRAD

L'APPAREIL DU SERVICE...

OSCILLOSCOPE 276A

Tube cathodique \varnothing 70 mm ● Bande passante : 0 à 3 MHz (- 3 dB) ● Sensibilité : 50 mV/cm ● Base de temps déclenchée et étalonnée.
 Sans aucun engagement et contrairement commerciale, un personnel hautement qualifié, vous fera apprécier ses possibilités exceptionnelles.

Prix : 1 630 F T.T.C.

MESURE = CORDE

LE PETIT PORTABLE AUX GRANDES PERFORMANCES
 LE MOINS CHER SUR LE MARCHÉ MONDIAL.



CENTRAD

OSCILLOSCOPE 377.

Tube cathodique \varnothing 70 mm ● Bande passante : 5 Hz à 1 MHz (- 3 dB) ● Sensibilité : 50 mV/cm ● Alimentation : 24 V et 110 à 250 V ● Dimensions : 100 x 150 x 300 mm ● Poids : 4 kg.
 Vous pouvez être sceptique, surtout ne l'achetez pas sans une démonstration qui vous enthousiasmera.

Prix : 856 F T.T.C.

Il est livrable aussi en Kit.
 Prix : 648 F T.T.C.

MESURE = CORDE

POUR VOUS TECHNICIENS TV CORDE A SÉLECTIONNÉ LA MIRE UNIVERSELLE, LA PLUS TECHNIQUE, LA PLUS COMPACTE (ELLE VA PRESQUE DANS VOTRE POCHE), ET A UN PRIX DÉFIANT TOUTE CONCURRENCE...



CENTRAD

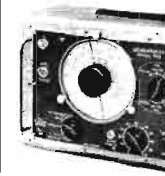
MINI-MIRE 080

Bi-standard : 625-819 lignes ● Sortie UHF : 10 canaux ● Grille de convergence ● Alimentation : 6 piles de 1,5 V ● Dimensions : 155 x 105 x 65 mm ● Poids : 800 g.
 Chez votre client, toujours votre mini-mire dans la poche.

Prix : 977 F T.T.C.

MESURE = CORDE

TOUJOURS ET ENCORE LE CÉLÈBRE :



CENTRAD

GÉNÉRATEUR HF92:

B gammes HF de 100 kHz à 225 MHz sans trou ● 1 gamme MF de 420 à 520 kHz ● Précision $\pm 1\%$ ● Absolument pas de fuites. Livré complet avec sonde et traite d'alignement.

Prix : 814 F T.T.C.

B. CORDE - MESURE -
 159, quai de valmy Paris 10^e
 TÉL : 205-67-05

Et ce n'est pas tout ! B. Corde vous présentera tous les autres appareils de MESURE-CENTRAD.

DOCUMENTATION CENTRAD ET CENTRAD KIT SUR DEMANDE

LES PILES ÉLECTRIQUES : LEURS CARACTÉRISTIQUES ET LEUR CHOIX

INTRODUCTION

LES piles électriques constituent un matériel très diversifié dont les caractéristiques générales doivent être connues si l'on veut l'utiliser rationnellement. De la pile miniature au mercure de tension 1,35 V et de volume 0,5 cm³, alimentant les appareils de prothèse auditive, aux batteries multitenions (135 V - 67 V - 6 V - 1,5 V) pesant plusieurs kilos des transmissions militaires, s'échelonnent toute une gamme de piles, de composition, tension et taille diverses : piles de 4,5 V à éléments cylindriques pour l'éclairage et la radio, piles torches de 1,5 V alcalines et salines, piles de 9 V à éléments plats de petit format (20 cm³) ou grand format (250 cm³) pour les postes radio à transistors, etc. Chacune de ces piles possède évidemment ses caractéristiques propres qui la désignent pour un usage ou une catégorie d'usage plutôt que pour un autre.

Sans donner toutes les caractéristiques de toutes les piles, ce qui serait un travail considérable, il est possible de définir les propriétés générales de ces dernières et d'en tirer des règles de choix pour les applications. C'est là, précisément, le but de cet article.

**

Une pile électrique, et d'une manière générale tout générateur électrochimique, est caractérisée avant tout par le couple qu'elle renferme. Le couple est l'ensemble des deux matériaux actifs composant l'un l'anode (pôle -), l'autre la cathode (pôle +). Dans la pile, ces deux constituants sont séparés par une couche d'électrolyte, solution aqueuse conductrice généralement immobilisée par des agents gélifiants ou par des papiers ou tissus absorbants appelés séparateurs.

Les deux matériaux actifs anodique et cathodique constituent respectivement, en quelque sorte, le combustible et le comburant de cette source d'énergie qu'est la pile électrique. Mais il ne faudrait pas conclure de cette image que dans un générateur électrochimique on réalise une combustion au sens ordinaire du terme ; il faut simplement comprendre que dans un tel générateur en fonctionnement, un constituant est oxydé grâce à un autre, tout comme dans la combustion, mais suivant un processus différent conduisant

à la production du courant électrique.

LES COUPLES DES PILES

Comme exemple de couples, on peut citer parmi les plus connus :

— Le couple zinc-bioxyde de manganèse utilisé dans la pile inventée par Georges Leclanché, ainsi que dans les piles dites alcalino-manganèse. Ces deux types de piles ne diffèrent chimiquement que par l'électrolyte, solution saline à base de chlorure d'ammonium pour la première, solution alcaline de potasse pour la seconde.

— Le couple zinc-oxyde mercurique utilisé dans les piles dites au mercure. De telles piles renferment également un électrolyte alcalin.

Il est donc faux d'après ce qui

FORCE ELECTROMOTRICE ET CAPACITE

Le couple ou, plus précisément, l'ensemble couple-électrolyte détermine, et lui seul, la force électromotrice (F.E.M.) ou tension en circuit ouvert du générateur électrochimique. Cette caractéristique — et c'est là un point essentiel — est donc indépendante du mode de construction et de la taille de l'élément de pile.

Pour les piles ordinaires, c'est-à-dire utilisant le couple zinc-bioxyde de manganèse en milieu salin, la F.E.M. varie de 1,60 V à 1,70 V suivant les variétés de bioxyde de manganèse utilisées. Elle est d'environ 1,55 V pour les piles alcalino-manganèse et de 1,35 V pour les piles au mercure.

La deuxième grandeur fondamentale caractérisant une pile élec-

diverses raisons qu'il convient d'examiner.

Dès l'instant où la pile délivre un courant, sa tension aux bornes chute, de sorte que la tension utile est toujours inférieure à la force électromotrice. Ceci découle du fait que la pile possède une certaine résistance interne imputable à la résistance ohmique des matériaux qui la composent et aux phénomènes de polarisation intervenant au niveau des électrodes.

L'écart entre la force électromotrice et la tension disponible aux bornes est constamment égal à la chute ohmique interne, produit de la résistance interne apparente par le courant débité. Cette chute ohmique varie avec les couples de l'électrolyte utilisés, le mode de construction et la taille des piles. Toutes choses égales d'ailleurs, elle est, par exemple, trois ou quatre fois moins élevée pour les piles alcalino-manganèse que pour les piles salines ordinaires et cette particularité fait que les piles du premier type sont spécialement intéressantes pour les applications où de fortes puissances et débits sont nécessaires. Elle est plus élevée pour les piles de petites dimensions, à débit donné, que pour les grandes et ceci, entre autre, doit guider le choix du module.

Une deuxième raison faisant qu'il est pratiquement impossible d'utiliser la totalité de l'énergie électrique des générateurs électrochimiques réside dans le fait que la capacité délivrée est presque toujours inférieure à la capacité théorique. Le rendement en électricité des matières actives des électrodes est inférieur à 1 et l'on s'écarte d'autant de cette valeur que le débit demandé au générateur est plus important et que la tension de fin d'utilisation (ou tension d'arrêt) est plus élevée.

Il est évident que pour un débit donné, une application réclamant une tension supérieure ou égale à 0,80 V par exemple permettra de récupérer davantage d'électricité qu'une autre application exigeant une tension supérieure ou égale à 1,10 V. Un accroissement du débit, à tension d'arrêt fixe donnée, a la même conséquence.

L'examen des courbes de décharges des piles, c'est-à-dire de leur courbe de tension en fonction du temps, lorsqu'elles sont déchargées de façon continue sur résistance fixe, permet de vérifier facilement les propositions pré-

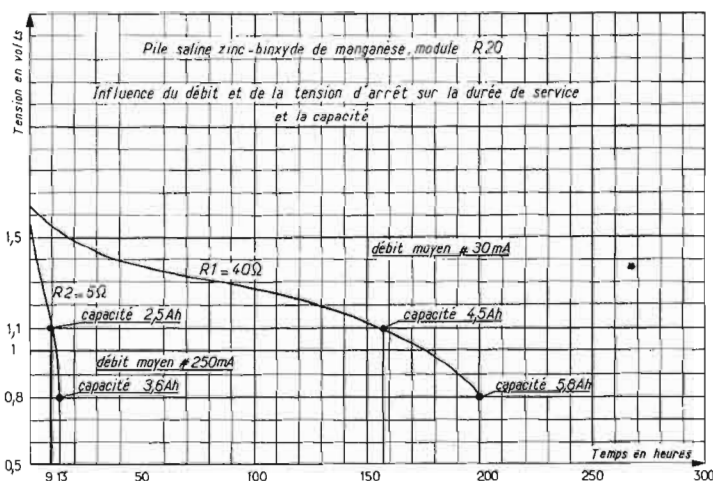


Fig. 1

précède de dire, comme cela arrive trop souvent, que le couple employé dans les piles sèches ordinaires est le couple zinc-carbone.

Le carbone est présent dans toutes les cathodes des différentes piles qui viennent d'être citées. Dans tous les cas, il est mélangé aux matériaux actifs cathodiques, encore appelés dépolarisants, bioxyde de manganèse ou oxyde mercurique qui étant électriquement isolants exigent pour leur fonctionnement et par conséquent pour celui de la pile, d'être associés à un agent conducteur chimiquement et électrochimiquement inerte vis-à-vis de ces composés et de l'électrolyte. Le carbone, sous forme de graphite ou de noir d'acétylène, satisfait à ces conditions et comme il présente en outre l'avantage d'être bon marché, il est universellement adopté.

trique est sa capacité, c'est-à-dire la quantité d'électricité, généralement exprimée en ampères-heures, qu'elle est susceptible de délivrer. Cette capacité dépend du couple et de la taille du générateur. Pour un couple donné elle est proportionnelle au poids de matières actives mis en œuvre dans la pile.

ENERGIE THEORIQUE ET ENERGIE REELLE SELON L'UTILISATION

L'énergie, autrement dit le travail, que peut théoriquement fournir un générateur électrochimique, est égale au produit de la force électromotrice par la capacité.

Energie (watt-heure) = force électromotrice (volt) × capacité (ampère-heure).

Cette énergie théorique n'est pratiquement jamais obtenue pour

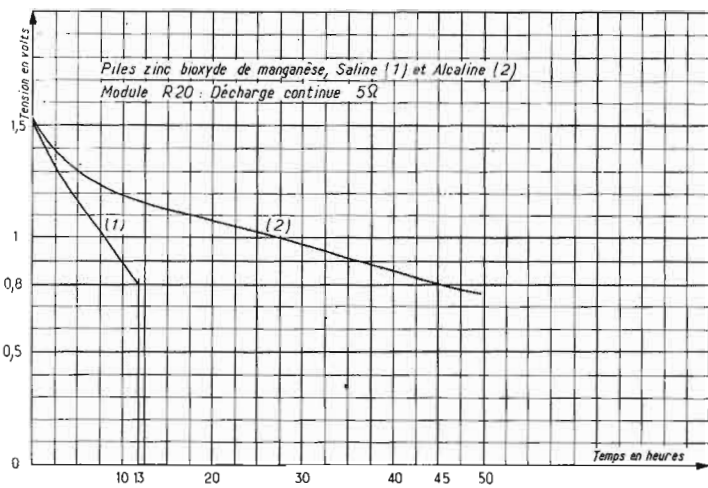


Fig. 2

cédentes si l'on se rappelle que la capacité est le produit de l'intensité débitée par le temps et que l'intensité est elle-même le quotient de la tension par la résistance de décharge (Fig. 1).

Pour l'utilisation pratique, il est en outre important de remarquer que l'influence du débit et de la tension d'arrêt sur la durée et la capacité d'une pile de module donné peut varier considérablement avec le système électrochimique (couple et électrolyte) qu'elle renferme. C'est ainsi, par exemple, qu'une pile de module R 20, suivant qu'elle est réalisée avec le couple zinc-bioxyde de manganèse en milieu salin ou le même couple en milieu alcalin, assure, en décharge continue sur 5 ohms, jusqu'à la tension d'arrêt de 0,80 V, une durée de 13 heures dans le premier cas et de 45 heures dans le second, contre respectivement 560 heures et 900 heures si la résistance de décharge est de 100 ohms. En divisant approximativement par 20 l'intensité débitée, le rapport des durées des deux catégories de piles (alcaline/saline) est passé d'environ 3,5 à 1,5. C'est ce qu'illustrent les figures 2 et 3.

Un autre facteur, directement lié à l'utilisation, agit également sur l'écart entre la capacité et l'énergie théorique et la capacité

et l'énergie effectivement recueillies ; il s'agit du caractère discontinu ou non de la décharge. Si l'utilisation est discontinue, les piles « récupèrent » durant les périodes de repos séparant les périodes de recharge. Ce phénomène, particulièrement net pour les piles salines ordinaires, entraîne un accroissement des durées d'utilisation ou des capacités délivrées. C'est ainsi que des batteries de 4,5 V du type le plus courant (3R12) déchargées sous 15 ohms jusqu'à la tension d'arrêt de 2,4 V, fournissent, à raison de 15 minutes de décharge par jour, une durée d'utilisation ainsi qu'une capacité en ampère-heures, environ double de ce qu'elles délivrent en régime continu (Fig. 4).

Il convient de tenir compte de cette propriété qui est de nature à modifier largement les comparaisons que l'on peut faire entre les divers générateurs électrochimiques.

En effet, ce phénomène est très peu marqué, pour ne pas dire inexistant, pour les piles alcalino-manganèse par exemple. Une comparaison ne portant que sur les performances en régime continu, avantage donc celles-ci par rapport aux piles salines.

Sachant que les utilisations de piles sont dans leur grande majorité discontinues, on voit qu'une

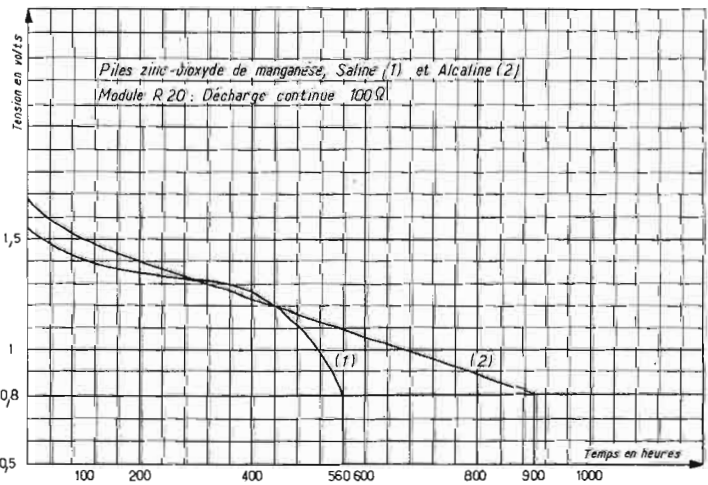


Fig. 3

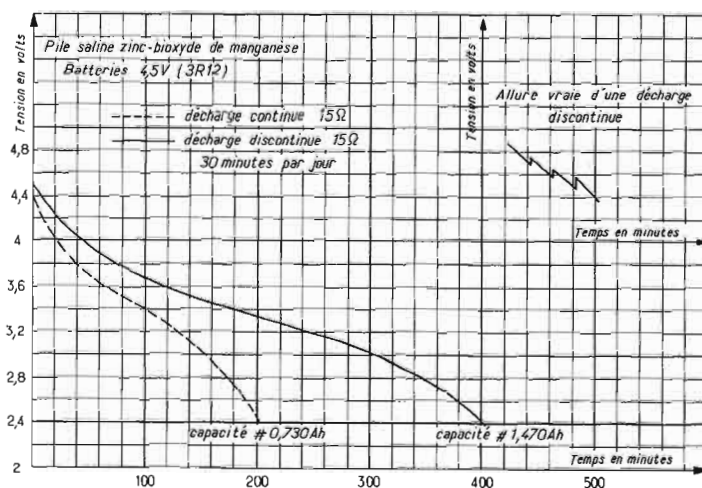


Fig. 4

telle comparaison si elle est unique, ne peut être que sujette à caution.

A titre d'exemple, la figure 5 qui représente les courbes de décharge sur 5 ohms en régime intermittent (90 minutes/jour) de piles module R 20 zinc-bioxyde de manganèse saline et alcaline, comparée à la figure 2, montre que le rapport (alcaline/saline) des durées et par suite des capacités qui est d'environ 3,5 pour la décharge continue tombe à 1,8 pour la décharge intermittente.

COURBES DE DECHARGE

Les comparaisons que l'on peut faire entre les différentes sortes de piles et les choix qui peuvent en découler doivent tenir compte d'un autre élément d'appréciation qui est l'allure des courbes de décharge. Ces dernières peuvent présenter des formes diverses, plates ou sigmoïdes à pentes plus ou moins fortes. C'est en général la nature du couple, ou plus précisément l'ensemble couple-électrolyte, qui détermine la forme de ces courbes (Fig. 6).

Pour les piles salines zinc-bioxyde de manganèse, ainsi que pour les piles alcalines, les courbes de décharge présentent une pente accentuée. Ceci résulte en particulier du fait que la force électromotrice du couple décroît au fur

et à mesure que la décharge progresse ; la tension de la pile en débit évolue par conséquent parallèlement.

Pour les piles au mercure, au contraire, la force électromotrice du couple est indépendante de l'état de décharge de la pile. Comme la résistance interne ne varie que peu au cours de la décharge, les courbes de tension sont quasi horizontales.

Ces différences de comportement ont évidemment des conséquences pratiques. Une application pour laquelle une tension constante est requise nécessitera des piles au mercure. Pour les applications ne réclamant pas une telle condition, les piles zinc-bioxyde de manganèse alcaline ou saline peuvent convenir, mais il ne faut pas perdre de vue que la tension initiale et la tension de fin d'utilisation de la pile et que le taux d'utilisation varie considérablement avec cet écart.

LE PROBLEME DE L'ÉTANCHEITE

Les critères qui doivent guider l'utilisateur dans le choix des piles ne sont pas uniquement d'ordre électrique. L'étanchéité est un de ceux là.

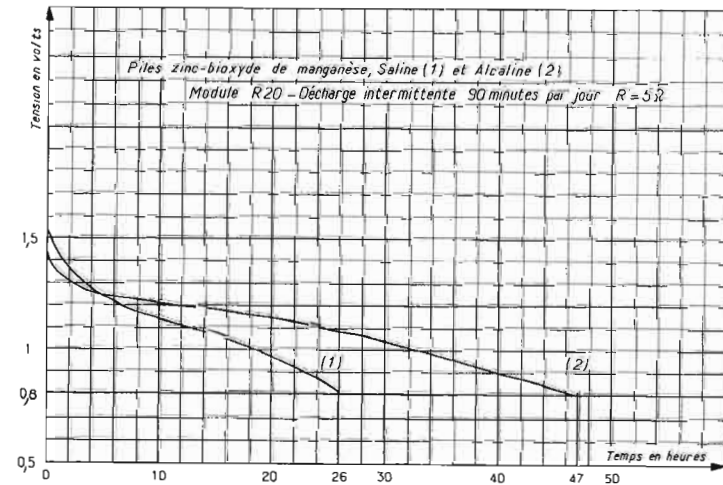


Fig. 5

Il n'existe aucune pile, quelle que soit son origine, ou sa composition dont on puisse affirmer qu'elle soit rigoureusement étanche. Une étanchéité parfaite signifierait que, quels que soient les conditions d'essais et le nombre de piles testées, on ne constaterait jamais aucune fuite d'électrolyte.

Si la perfection n'est pas atteinte, on peut cependant affirmer que de grands progrès ont été réalisés dans ce domaine. Il convient de souligner en particulier que les piles salines zinc-bioxyde de manganèse, à gaine plastique, ont en ce sens marqué un progrès important au cours des dix dernières années.

Sur des productions industrielles de grande série, le taux de fiabilité actuel de piles produites par certains fabricants, en ce qui concerne l'étanchéité, dépasse 98 %. Autrement dit, dans des conditions sévères d'essai consistant à maintenir les piles en court-circuit pendant des temps prolongés (plusieurs semaines) moins de 2 % d'entre elles présentent des fuites d'électrolyte.

Le prix constitue le dernier critère de choix.

Qu'il s'agisse du prix de l'élément, du coût de l'heure d'utilisation ou du coût de l'ampère-heure ou du watt-heure, la pile zinc-bioxyde de manganèse est toujours la plus compétitive. Par ailleurs, sa conservation en stockage à température normale est comparable à celle des générateurs utilisant les autres couples.

Le choix de l'un de ces derniers ne pourrait donc résulter que de contraintes techniques (de débit, puissance, volume, poids, etc.) imposées par l'utilisation et que les piles sèches ordinaires ne pourraient satisfaire. De telles utilisations sont encore relativement peu nombreuses, mais elles tendent à se développer : alimentation de moteurs, sources d'énergie miniatures, etc.).

CONCLUSION

A titre indicatif sont portés dans le tableau suivant des renseignements très schématiques sur les utilisations des piles et sur les tendances existant quant au choix du couple.

Ces données ne doivent pas être prises au pied de la lettre, notamment en ce qui concerne les tensions d'arrêt ; elles n'ont d'autre but que de fixer des ordres de grandeur.

Les piles zinc-bioxyde de manganèse salines et alcalines et les piles au mercure sont les plus connues et les plus répandues. Il en existe cependant d'autres, non dépourvues d'intérêt, qui utilisent d'autres couples :

- magnésium-bioxyde de manganèse,
- zinc-oxyde d'argent,
- zinc-air (salin),
- zinc-air (alcalin),
- lithium-sulfures métalliques.

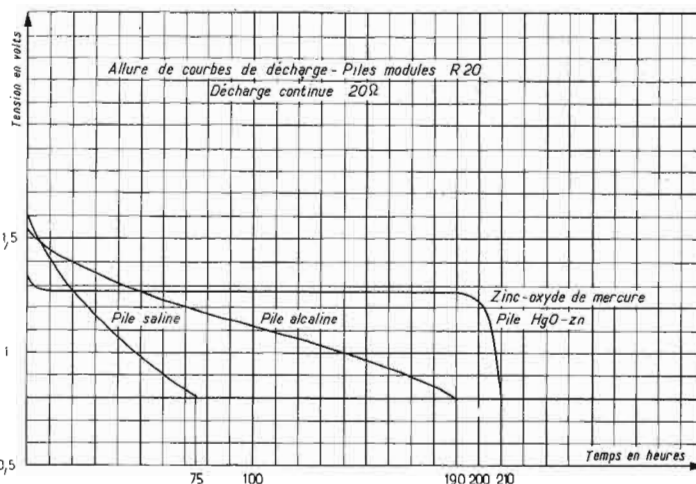


Fig. 6

Le dernier couple cité, aux performances exceptionnelles, requiert, à la différence de tous les autres, des électrolytes non-aqueux comportant des solvants organiques.

Les générateurs précédents sont peu ou pas commercialisés, mais les chances d'apparition sur le marché grand public, dans un délai assez rapproché,

Dans les piles à combustible, les électrodes ne subissent pas de transformation chimique. Leur rôle n'est que de rendre actif (ioniser) chaque gaz et de collecter le courant. Les piles à combustible se présentent donc en fait comme des convertisseurs continus et en principe inusables d'énergie électrochimique.

On conçoit facilement, même si

| Utilisation | Conditions | | | Couple préféré |
|--|------------------|--------------------------------|------------------------------------|-----------------------------------|
| | Type de décharge | Débit (mA) | Tension d'arrêt par élément (volt) | |
| Eclairage | Discontinu | 200 à 300 | 0,75 | zinc-bioxyde de manganèse salin |
| Radio transistor | Discontinu | 10 à 40 | 0,90 | idem |
| Horloges électriques | Continu | <1 | <1 | idem |
| Moteurs (magnétophones, jouets, etc.) | Discontinu | 200 à 2 000 | 0,6 | zinc-bioxyde de manganèse alcalin |
| Sources miniatures (Prothèse auditive-micro électronique etc.) | Discontinu | Quelques mA à quelques μ A | 0,9 | zinc-oxyde de mercure |
| Sources étalons | Discontinu | | | zinc-oxyde de mercure |



de certains d'entre eux, sont loin d'être négligeables, notamment pour les deux derniers.

Il existe enfin une catégorie de générateurs électrochimiques qui est celle des piles à combustible. Leur principe de fonctionnement ne s'écarte pas de celui décrit au début de cet article, mais leur réalisation et leur mode de fonctionnement sont très différents de ceux des piles traditionnelles. En effet, les matériaux « combustible » et « comburant » sont en général deux gaz, chacun d'eux étant injecté de façon continue, dans une électrode : négative pour le combustible, positive pour le comburant. Tel est le cas de la pile hydrogène-oxygène.

l'on n'est pas spécialiste, que de tels générateurs doivent être dotés de structures complexes et onéreuses difficilement miniaturisables et qu'ils ne se prêtent pas aux utilisations banales. En fait, les piles à combustible ont des poids et des puissances respectivement de l'ordre de 10 ou 100 kilos et du kilowatt ou plus, alors que les poids et puissances de la plupart des piles courantes sont de l'ordre de la centaine de grammes et du watt ou dixième de watt.

Tout ceci concourt à montrer l'extrême diversité des générateurs électrochimiques qui ne peuvent, évidemment, être tous présentés dans un seul article.

L'amplificateur BF à circuit intégré TAA611

LAMPLIFICATEUR basse-fréquence TAA611, est réalisé en un seul circuit intégré monolithique, qui comprend tous les étages BF, du préamplificateur à l'étage final de puissance à symétrie quasi-complémentaire. La flexibilité de ses caractéristiques de gain, distorsion, impédance d'entrée permettent l'emploi du TAA611 dans une large gamme d'applications : section audio des récepteurs radio et TV, électrophones, magnétophones et applications industrielles.

Le nombre de composants extérieurs nécessaires pour l'emploi du TAA611 est très réduit, et le dispositif ne nécessite aucun élément de réglage de la polarisation de l'étage final. Il est équipé d'un circuit qui permet d'obtenir un auto-équilibrage de tout l'amplificateur pour toute variation de la tension d'alimentation, de façon à obtenir le maximum de puissance de sortie sans distorsion.

Quelques applications principales du TAA611 sont présentées à la fin de cet article.

INTRODUCTION

Le TAA611 est un circuit monolithique qui fonctionne en amplificateur basse-fréquence. Dans ce dispositif sont intégrés tous les étages d'amplification, depuis le préamplificateur jusqu'à l'étage final inclus. Sa puissance maximum de sortie, dépendant de la tension de l'alimentation et de la résistance de charge est :

- 1,6 W pour 11 V et 8 Ω .
- 1,5 W pour 9 V et 4 Ω .
- 1 W pour 9 V et 8 Ω .

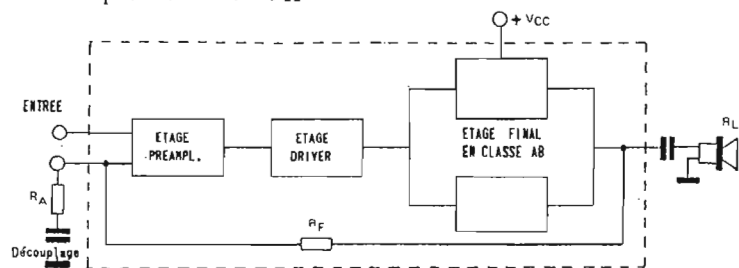
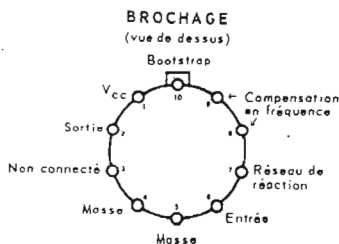


Fig. 1. — Schéma synoptique du TAA611.

Le couplage avec le haut-parleur s'effectue directement ; sans utiliser aucun transformateur. En utilisant une paire de transistors complémentaires de puissance on peut obtenir des puissances beaucoup plus élevées.

Un système de contre-réaction en courant alternatif et en courant continu a été employé de façon à obtenir une parfaite stabilité du circuit avec la fréquence vis-à-vis des variations de la température et de la tension d'alimentation. Le nombre des composants extérieurs au TAA611 a été réduit

LE TAA611



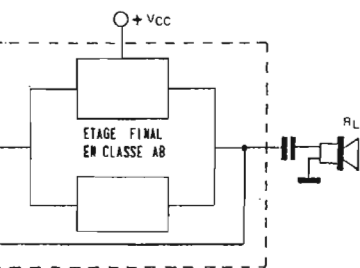
au minimum, ce qui est avantageux pour l'emploi dans les appareils très compacts à haut degré de qualité. Le circuit a été étudié de façon qu'il ne rende pas nécessaire l'emploi de composants ajustables extérieurs. La versatilité du circuit permet l'utilisation du TAA611 dans une large gamme d'applications : électrophones, magnétophones, sections audio de radio-récepteurs et téléviseurs, systèmes d'interphone, dictaphones, projecteurs cinématographiques sonores et utilisations industrielles.

L'encapsulation de ce circuit est possible en trois versions :

- TAA611/A : boîtier 10-100 (emploi très particulier).
- TAA611/8 : boîtier Split-DIP plastique (usage général).
- TAA611/C : boîtier Split-DIP plastique plus dissipateur.

DESCRIPTION DU CIRCUIT (Fig. 1)

La puce de silicium qui contient l'ampli basse-fréquence TAA611 mesure 1,25 x 1,25 mm. Le circuit est constitué essentiellement d'un étage préamplificateur, d'un étage pilote et d'un étage final en classe AB à symétrie quasi-complémentaire.



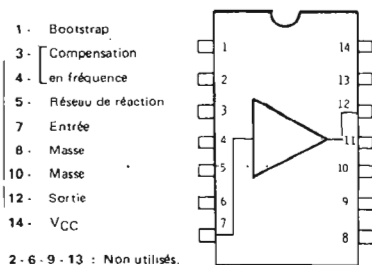
Le couplage avec le haut-parleur R_L est capacitif. La résistance extérieure R_A , qui permet de faire varier la contre-réaction de l'amplificateur, rend le TAA611 adapté à toutes les exigences de sensibilité.

L'étage final de puissance

Pour obtenir le rendement maximum, l'étage final du TAA611 est constitué d'un circuit push-pull en classe AB à symétrie quasi-complémentaire (Fig. 2 et 3).

Ce type de circuit utilise 4 transistors, dont deux finaux de puissance, du type NPN et deux complémentaires qui pilotent les

SCHEMA DES CONNEXIONS



premiers et effectuent l'inversion de phase. Cet étage emploie la configuration « Darlington », permettant à l'étage driver de travailler à bas niveau de courant.

Pour éviter la distorsion de « cross-over » qui se manifeste à bas niveau dans un étage en classe B, on effectue une pré-polarisation au repos des transistors de l'étage final. Dans ce but sont utilisés trois transistors Q_{10} , Q_{11} , Q_{12} connectés en diode, deux de

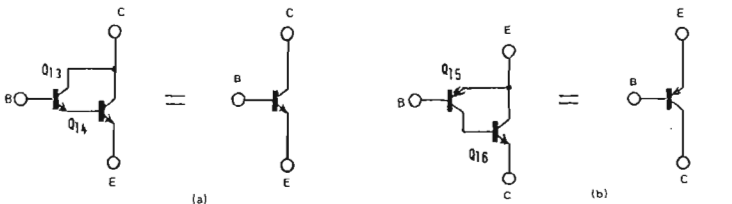


Fig. 2. — Transistors équivalents de l'étage de sortie : NPN (3-a) et PNP (3-b).

ces transistors sont du type NPN et un du type PNP, de façon à compenser très fidèlement les V_{BE} des NPN Q_{13} et Q_{14} et du PNP Q_{15} pour maintenir au minimum la dispersion des courants de repos dans Q_{15} et Q_{16} . Les transistors Q_{10} , Q_{11} , Q_{12} sont disposés géométriquement sur la puce de silicium immédiatement auprès des transistors finaux de puissance. Ils exercent une action efficace et prompt de régulation automatique du courant de repos avec la variation de la température. Les transistors Q_{10} , Q_{11} , Q_{12} forment un circuit équivalent à 3 diodes, mais le courant de Q_{11} est $(h_{FE})_{Q_{11}}$ fois le courant dans Q_{10} et Q_{12} ; il compense le V_{BE} de Q_{14} qui a un courant émetteur de $(h_{FE})_{Q_{14}}$ fois $I_{Q_{13}}$. Le collecteur du transistor Q_{13} qui, dans le schéma de la figure 3 est directement connecté avec l'alimentation, est dans le schéma du circuit pratique (Fig. 4) connecté à une borne du haut-parleur. De cette

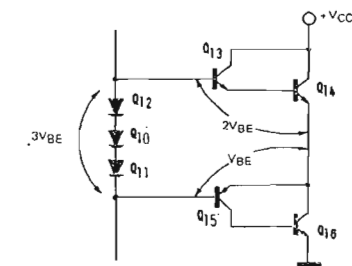


Fig. 3. — Polarisation de l'étage de sortie.

façon sa tension suit la courbe du signal sur le haut-parleur et donc l'alternance positive de sortie aura pour maximum V_{CC} moins le seuil V_{CEsat} de Q_{14} .

Cette tension de déchet est d'environ 0,6 V pour le courant de crête de 0,5 A sur la charge. Pour l'alternance négative la chute de tension est due à la somme de V_{BEon} de Q_{16} et de la tension de saturation de Q_{15} . Pour le courant de crête de 0,5 A sur la charge, la tension de déchet négative est de 1,2 V.

L'étage driver

Le gain élevé de l'étage final, obtenu grâce à la configuration Darlington, permet à l'étage driver de travailler à bas courant de collecteur I_C (Fig. 4) environ 0,5 mA. Ceci se traduit par une réduction de la consommation, une diminution de la puissance dissipée, donc un rendement énergétique élevé.

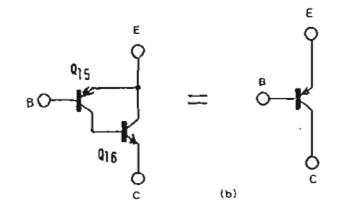
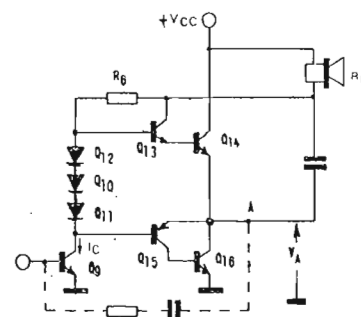


Fig. 4. — Etages pilote et final.

Entre la sortie de l'étage final et l'entrée de l'étage driver on peut insérer un réseau RC (en pointillé sur la Fig. 4) extérieur au circuit intégré, de façon à régler la bande passante de tout l'amplificateur.



En effet, ce réseau applique une contre-réaction sélective qui réduit le gain des étages vers les fréquences plus élevées.

Le préamplificateur

L'étage de préamplification est constitué essentiellement d'un étage amplificateur de type différentiel. Le circuit du préamplificateur est représenté figure 5-a. Sur la figure 5-b est indiqué le schéma simplifié : il s'agit d'un différentiel de type « single ended », c'est-à-dire à entrée et sortie déséquilibrées. Les transistors Q_2 et Q_3 représentent la paire différentielle et Q_4 son générateur de courant. Le transistor Q_1 à l'entrée constitue, avec Q_2 , un étage

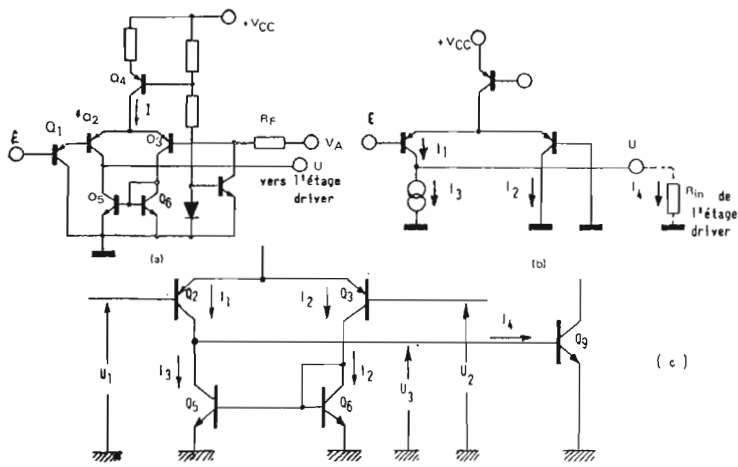


Fig. 5. - Etage préamplificateur (5-a) et schémas équivalents (5-b) et (5-c).

Darlington; de cette façon on obtient une augmentation du gain en courant et de l'impédance d'entrée du préamplificateur. Le transistor Q_5 polarisé par le transistor identique (Q_6) connecté en diode, constitue avec l'entrée de l'étage driver la charge du transistor Q_2 . Cet assemblage Q_5-Q_6 est un générateur de courant I_3 qui est presque l'image du courant I_2 (Fig. 5-c).

Pour $U_1 = U_2$ le courant I_1 est égal à I_2 . Or, le courant collecteur de Q_5 est :

$$I_3 = I_2 - I_{b\ Q6} - I_{b\ Q5}$$

Le courant de base de Q_9 sera sensiblement :

$$I_4 = I_1 - I_3$$

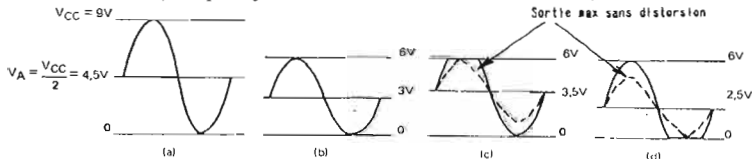


Fig. 6. - Effet de la variation de la tension sur la symétrie de la forme d'onde de sortie. (6-a et 6-b) = Sortie équilibrée; (6-c et 6-d) = Sortie déséquilibrée.

$$= I_{b\ Q5} + I_{b\ Q6} = \frac{I_1}{2(h_{FE})_{Q5}}$$

C'est ce courant qui va déterminer le point de fonctionnement au repos de l'amplificateur non rebouclé.

Les variations de tension d'entrée se traduisent par des variations de I_4

$$\Delta I_4 = 2 \Delta I_1 = -2 \Delta I_2$$

alors qu'une fraction seulement de ΔI_1 serait transmise à Q_9 si la source de courant Q_5 était remplacée par une résistance.

Le système d'auto-équilibrage

Le circuit IAA611 a été prévu pour pouvoir fonctionner dans une gamme très large de tensions d'alimentation (4 à 15 V). En conséquence, des circuits ont été étudiés pour permettre d'obtenir la puissance maximum dans toute condition. Si l'alimentation est effectuée au moyen d'une batterie, il est nécessaire que l'amplificateur fournisse le maximum de puissance possible sans distorsion, même quand la batterie est déchargée et que la tension baisse. Le maximum de puissance de sortie est obtenu si le niveau de tension continue en sortie V_A (point A, Fig. 4) reste à

la valeur $V_{cc}/2$, quand la tension d'alimentation V_{cc} est réduite. Dans ces conditions l'écrêtage de la tension de sortie est toujours symétrique et on obtient le maximum de puissance sans distorsion.

La figure 6-a représente la tension de sortie bien équilibrée de l'amplificateur, alimenté par exemple sous 9 V, et figure 6-b la tension obtenue avec alimentation sous 6 V et en conditions d'équilibrage. Les figures 6-c et 6-d montrent l'effet d'un équilibrage imparfait de la tension de sortie V_A . Pour le TAA611 (voir § 2.1) la chute de tension sur l'alternance positive de la tension de sortie est plus basse que celle

sur l'alternance négative, donc un équilibrage parfait est obtenu quand la tension du point A (Fig. 4) se trouve à une valeur un peu plus élevée que $V_{cc}/2$. Cette valeur optimale qui permet un équilibrage parfait de la tension de sortie pour n'importe quelle valeur de la tension d'alimentation est pratiquement :

$$V_A = \frac{V_{cc}}{2} + 0,3 \text{ V}$$

La figure 7 schématise le principe de fonctionnement d'un circuit qui permet d'obtenir en sortie la tension V_A sous toute condition de tension d'alimentation et de température. Les deux composants actifs qui président à la régulation automatique de la tension V_A sont les transistors Q_7 et Q_8 . Ils ont la même géométrie et les mêmes dimensions et ils sont disposés l'un à côté de l'autre, de façon à rendre négligeables les différences éventuelles dans les caractéristiques électriques et leurs évolutions en fonction de la température. En particulier, la caractéristique $I_C = f(V_{BE})$ est la même pour les deux.

Le courant I_7 , donné en première approximation par $\frac{V_{cc}}{R_1 + R_2}$ détermine, sur le transistor Q_7 connecté en diode, une certaine tension V_{BE} : cette tension, appliquée à Q_8 , impose un courant de collecteur I_8 presque égal à I_7 , qui passe dans la résistance R_F .

Les résistances R_1 , R_2 et R_F sont telles que $R_F \approx \frac{R_1 + R_2}{2}$. Finalement, donc, le courant I_7 qui passe sur une résistance R_F de valeur égale à la moitié de $(R_1 + R_2)$ établit sur le point A de

avec la résistance R_F interne au circuit intégré, un diviseur qui détermine la contre-réaction. La valeur donnée à R_A établit le gain de tout l'amplificateur. Le condensateur C_A est du type électrolytique de découplage. La capacité C_B constitue conjointement avec C_C , une contre-réaction locale sélective qui modifie la bande passante et la phase globale de l'amplificateur. Pour R_A différent de zéro, la boucle de contre-réaction R_F, R_A , provoquée, ne peut être stable que si le gain en boucle ouverte ($R_A = 0$) avec les corrections C_B et C_A a une loi en fonction de la fréquence qui ne

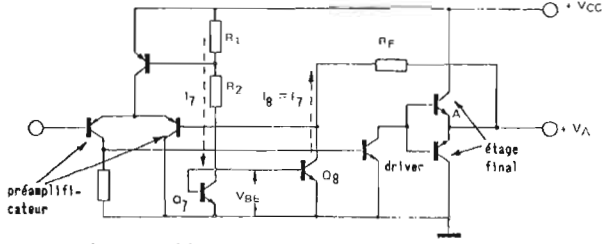


Fig. 7. - Schéma simplifié du circuit d'auto-équilibrage.

sortie une tension V_A idéalement égale à la moitié de la tension d'alimentation. Pratiquement les valeurs des résistances sont choisies de façon telle que l'équation (1) soit vérifiée.

Ce genre de circuit, sans aucun composant extérieur de régulation, assure l'utilisation la meilleure du TAA611 même sous des tensions basses et permet d'obtenir le maximum de puissance de sortie sans distorsion.

Schéma électrique complet

Sur la figure 8 est représenté le schéma électrique complet du TAA611 avec des composants extérieurs, pour une application typique. Le potentiomètre P à l'entrée permet le réglage d'amplitude du signal entrant (commande de volume) et ferme en courant continu vers la masse le circuit de base du premier transistor. Remarquons que le signal d'entrée entre alternatif autour de la masse. La résistance R_A forme,

décroit jamais de plus de 6 dB par octave dans la plage du gain comprise entre G_{max} et le gain G égal à celui de la boucle fermée.

La bande vers les fréquences basses est déterminée seulement par les constantes de temps $R_1 C_L$ et $R_A C_A$, puisque il s'agit d'un amplificateur à contre-réaction totale pour le courant continu.

CARACTERISTIQUES GENERALES DE FONCTIONNEMENT

Puissance de sortie et dissipation

La puissance de sortie qui peut être obtenue du TAA611 est fonction de la tension d'alimentation et de la résistance de charge employées. Les limitations de puissance sont dues à la tension d'alimentation, qui doit être inférieure à 15 V, et au courant maximum fourni sur la charge de l'étage final, qui ne doit pas dépasser la valeur de 1 A crête.

La figure 9 montre la courbe de

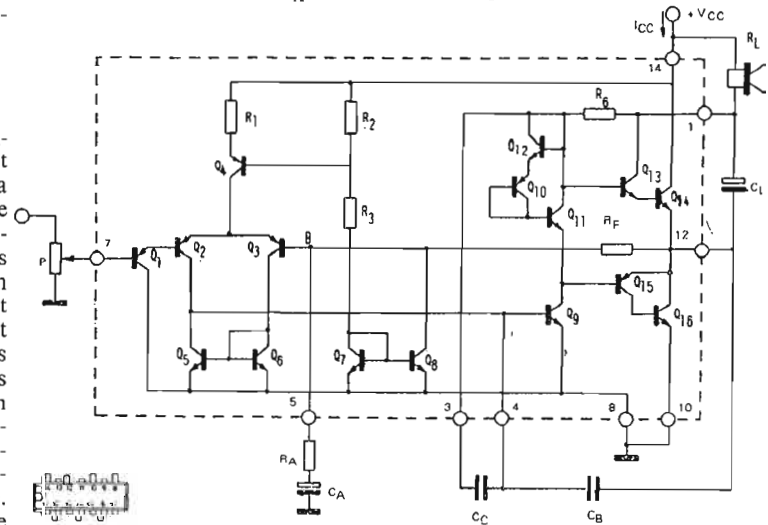


Fig. 8. - Schéma électrique complet du TAA611/B avec les composants extérieurs qui lui sont nécessaires.

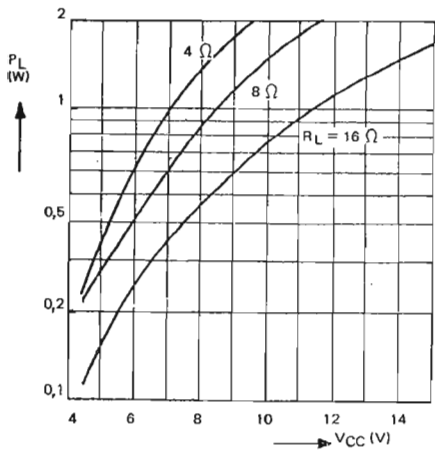


Fig. 9. — Puissance de sortie du TAA611 avec distortion 10 %.

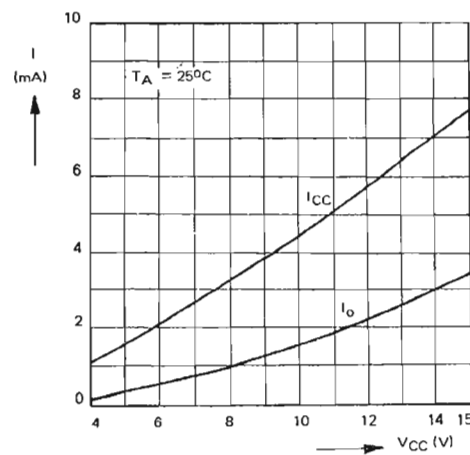


Fig. 10. — Courant absorbé par le TAA611 en absence de signal (I_{cc}). Sur le graphique est indiqué aussi le courant absorbé par le seul étage final.

la puissance de sortie avec distortion 10 %, en fonction de la tension d'alimentation et de la résistance du haut-parleur. Bien que la mesure de la puissance pour 10 % de distortion soit normalisée, cette

Quand R_A est nulle, le gain de l'amplificateur est en boucle ouverte (68 db typique). Pour une valeur très grande de R_A le gain en tension G_V tend vers l'unité (gain en continu).

La figure 16 indique la courbe de G_V à 1 kHz, en fonction de R_A , mesuré pour $V_{cc} = 9$ V et $R_L = 8 \Omega$. Puisque le gain du TAA611 est essentiellement confié au diviseur mentionné, on peut considérer qu'il est pratiquement invariable avec la température.

Il est possible de faire fonctionner cet amplificateur au gain de 2, mais dans ce cas des problèmes d'admission limitent la possibilité de moduler au maximum la tension de sortie V_A .

Distorsion

La distorsion du TAA611 dépend du taux de contre-réaction aux différentes fréquences.

Pour les fréquences basses et moyennes la distorsion est étroitement liée au rapport de division R_F/R_A . Sa courbe typique à 1 kHz, pour une puissance de sortie de

0,5 W et dans des conditions d'alimentation sous 9 V et charge de 8 Ω , est représentée figure 11.

Pour les fréquences hautes, la distorsion harmonique D dépend aussi de la capacité C_c (Fig. 8) et du réseau de réaction entre sortie et base du transistor driver. Ces contre-réactions sélectives permettent l'élimination quasi totale de la distorsion de « cross-over ».

Les figures 12 montrent les courbes typiques de distorsion pour un amplificateur de 1 W (9 V, 8 Ω). Les figures 12-a et 12-b montrent respectivement les courbes de la distorsion harmonique en fonction de la puissance de sortie et de la fréquence. La figure 12-c montre la courbe de la distorsion d'intermodulation obtenue avec deux signaux d'entrée à différentes fréquences, dans le rapport d'amplitude 4 à 1.

Impédance d'entrée

L'étage d'entrée du préamplificateur différentiel est du type Darlington dans le but d'obtenir un gain en courant élevé et une haute impédance d'entrée. Le courant d'entrée est typiquement inférieur à 0,1 μA et donc relativement, l'impédance d'entrée est supérieure à 0,5 M Ω en boucle ouverte. La réaction négative du type série appliquée au circuit dans son fonctionnement normal, augmente encore cette valeur d'impédance.

La polarisation de base du transistor d'entrée s'effectue simplement en bouclant le circuit vers la masse au moyen d'une résistance qui peut être celle du potentiomètre de volume. De cette façon on élimine le diviseur de tension classique, qui introduit un certain bruit thermique en entrée et reconduit sur l'entrée une fraction des ondulations présentes dans l'alimentation. Cette entrée sans pola-

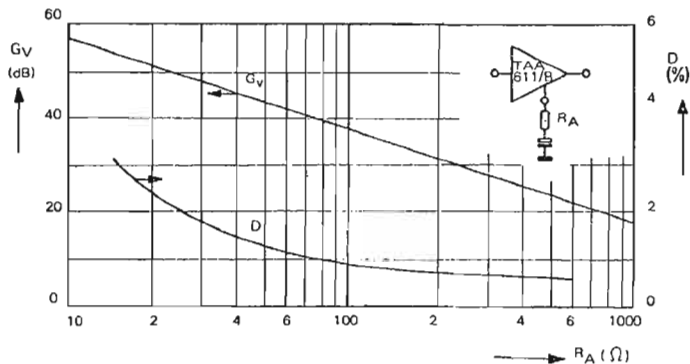


Fig. 11. — Variation du gain en tension G_V et de la distorsion harmonique totale D en fonction de la résistance R_A dans la réaction.

distorsion peut sembler très élevée, mais nous verrons ultérieurement que la distorsion tombe très rapidement quand la puissance de sortie diminue.

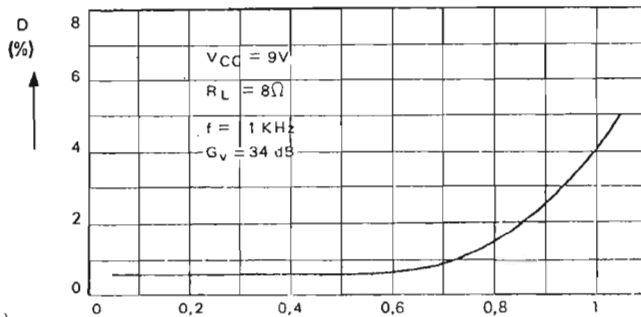
Alimentation

La tension d'alimentation du TAA611 doit être comprise entre 4 et 15 V, où la valeur minimum est fonction du fonctionnement du circuit et la valeur maximum de la technologie utilisée.

Le courant absorbé par le TAA611 au repos est fonction de la tension d'alimentation V_{cc} ; la courbe typique pour $T_A = 25^\circ C$ est indiquée figure 10. Sur cette figure est indiquée aussi la courbe du courant I_o absorbé au repos par le seul étage final. On peut noter que, grâce à la valeur de I_{cc} relativement basse et à la bonne linéarité de la courbe $I_{cc} = f(V_{cc})$, il n'est nécessaire d'employer aucun composant extérieur de régulation (potentiomètre ajustable), quelle que soit la tension d'alimentation. Ceci se traduit en une économie de composants et de temps de mise au point.

Sensibilité et gain

Le gain du TAA611 peut être ajusté en changeant simplement la valeur d'une résistance (R_A de la Fig. 8).



- (a) - Distorsion harmonique en fonction de la puissance de sortie
- (b) - Distorsion harmonique en fonction de la fréquence
- (c) - Distorsion d'intermodulation en fonction de la puissance

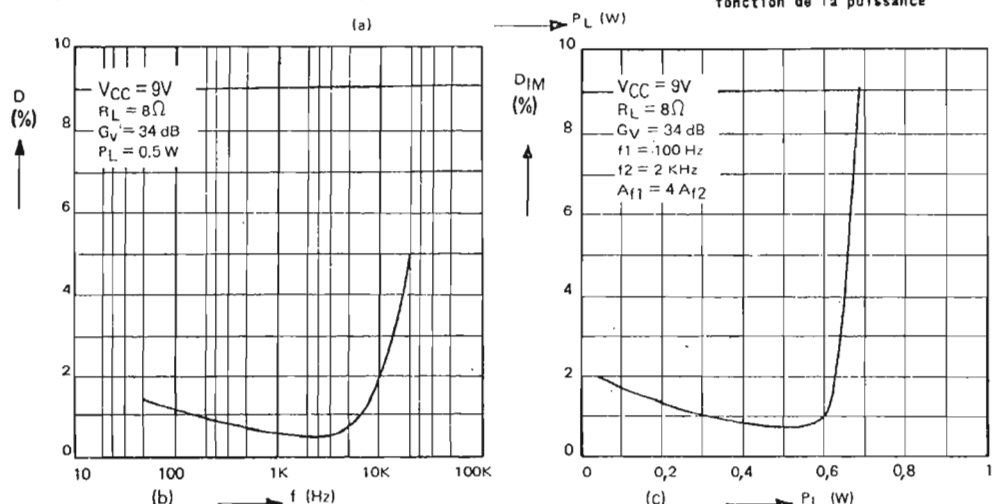


Fig. 12. — Courbes typiques de distorsion du TAA611 sous 9 V et avec charge de 8 Ω

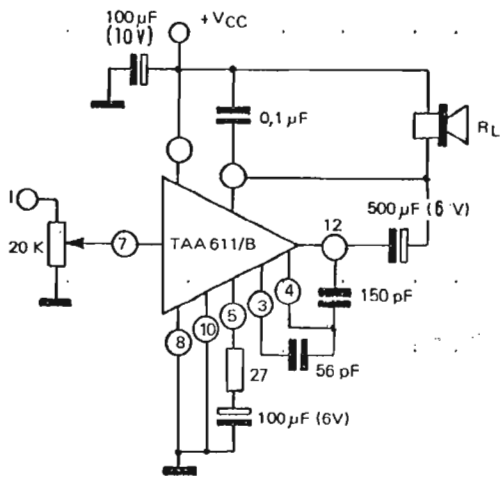


Fig. 13. — Emploi du TAA611/B en amplificateur BF pour radiorécepteurs.

risation évite un réseau RC de découplage de l'alimentation de l'étage préamplificateur d'où une économie évidente de composants.

La résistance d'entrée élevée du TAA611 permet l'utilisation en amplificateur pour têtes piézo-électriques. Etant donné que le

tension maximum admise à l'entrée doit être limitée entre - 0,5 V et + 1,5 V pour ne pas endommager le dispositif.

APPLICATIONS

(P_L = puissance BF délivrée à la charge - D = taux de distorsion harmonique globale.)

Résistance de charge : 8 Ω.
Puissance de sortie (D = 10%, $f = 1$ kHz) : 1,1 W.
Consommation $P_L = 0$, $P_L = 1$ W : 150 mA.
Gain de tension : 48 dB.
Consommation $P_L = 0$: 4 mA.
 $P_L = 1$ W : 150 mA.
Gain de tension : 48 dB.

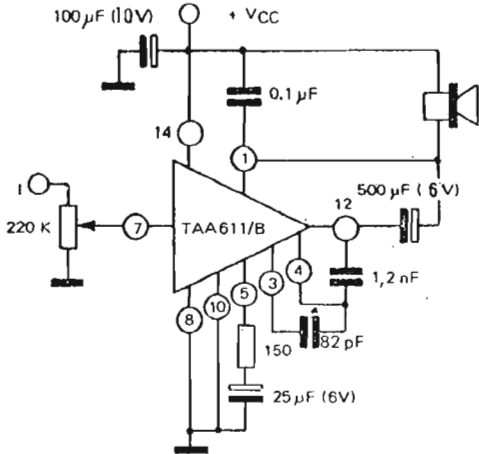


Fig. 14. — Emploi du TAA611/B en amplificateur BF pour électrophones. La puissance de sortie obtenue est de 1,5 W sous 4 Ω et de 1,1 W sous 8 Ω

courant de polarisation à l'entrée est très bas et que le gain DC est égal à l'unité, la résistance de fuite peut être très grande sans modifier notablement la tension V_A . Par exemple, pour R de fuite = 500 kΩ (ampli pour têtes piézo-électriques) et un courant d'entrée 0,5 μA, la tension de base de Q_1 est 250 mV, qui, pour $G_v = 1$ produit un déplacement de 250 mV du point milieu de l'étage de sortie. Pour $R_G = 20$ kΩ, qui est la valeur normalement utilisée dans toutes les autres applications, l'offset en sortie est de 10 mV seulement.

De cette façon, pour des signaux sans composante continue référés à la masse, le couplage à l'entrée peut être fait de façon directe. Dans tous les autres cas il suffit d'une capacité de petite valeur. La

Fig. 17. — Schéma complet de la chaîne son d'un récepteur TV employant le TAA661/B en amplificateur IF et discriminateur et le TAA611/B en basse fréquence. ($L_1 = 27$ spires de fil de cuivre recouvert nylon $\varnothing 0,16$ mm avec prise sur la spire 12 à partir de la masse. $L_2 = 35$ spires de fil de cuivre recouvert nylon $\varnothing 0,16$ mm).

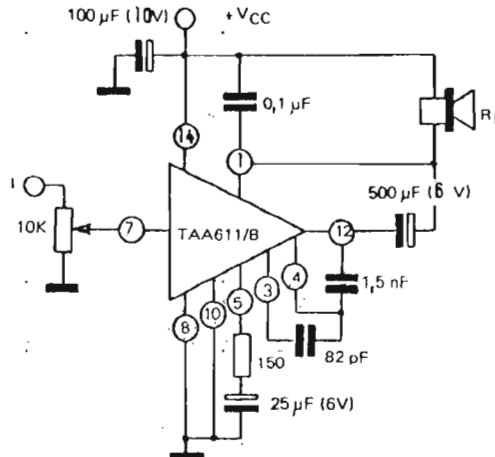


Fig. 15. — Emploi du TAA611/B en amplificateur BF pour récepteurs TV portatifs. La puissance de sortie est de 1,4 W sous 8 Ω et de 0,8 W sous 16 Ω

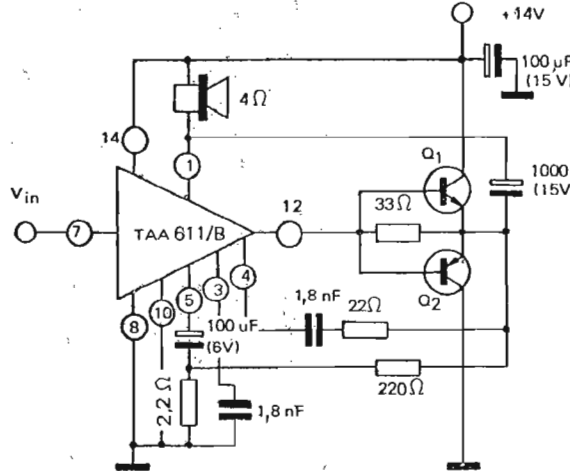


Fig. 16. — Emploi du TAA611/B en pilote d'une paire de transistors complémentaires de puissance.

Amplificateur pour radiorécepteurs (1 W, 9 V, 8 Ω) (schéma fig. 13).

Caractéristiques typiques

Tension d'alimentation : 9 V.

Sensibilité $P_L = 50$ mW : 2,5 mV. $P_L = 1$ W : 11 mV.
Réponse en fréquence : 50 à 15 000 Hz.
Tension de bruit à l'entrée ($R_G = 50 \Omega$, B = 15 kHz) : 5 μV.

Température ambiante de fonctionnement : > 65 °C.

Amplificateur pour électrophones (1 W, 9 V, 8 Ω - 1,5 W, 9 V, 4 Ω) (schéma fig. 14).

Caractéristiques typiques

Tension d'alimentation : 9 V.

Résistance de charge : 8 Ω, 4 Ω.
Puissance en sortie (D = 10%, $f = 1$ kHz) : 1,1 W, 1,5 W.

Consommation :
 $P_L = 0$: 4 mA, 4 mA.
 $P_L = 1$ W, 150 mA.
 $P_L = 1,5$ W : 250 mA.

Gain de tension : 34 dB, 34 dB.
Sensibilité :
 $P_L = 50$ mW : 12,5 mV, 9 mV.
 $P_L = 1$ W : 57 mV.
 $P_L = 1,5$ W : 50 mV.

Réponse en fréquence : 50 à 15 kHz, 80 à 15 kHz.
Tension de bruit à l'entrée ($R_G = 50 \Omega$, B = 15 kHz) : 5 μV, 5 μV.

Température ambiante de fonctionnement (avec signal d'entrée sinusoïdal) : > 65 °C.

Amplificateurs pour récepteurs TV portatifs (1,4 W, 11 V, 8 Ω - 0,8 W, 11 V, 16 Ω) (Schéma Fig. 15)

Caractéristiques typiques

Tension d'alimentation : 11 V, 11 V.

Résistance de charge R_L : 8 Ω, 16 Ω.

Puissance en sortie (D = 10%, $f = 1$ kHz) : 1,6 W, 1 W.

Consommation :
 $P_L = 0$: 5 mA, 5 mA.
 $P_L = 0,8$ W : 95 mA.
 $P_L = 1,4$ W : 185 mA.

Gain en tension : 34 dB, 34 dB.
Sensibilité :
 $P_L = 50$ mW : 12,6 mV, 9 mV.
 $P_L = 0,8$ W : 75 mV.
 $P_L = 1,4$ W : 70 mV.

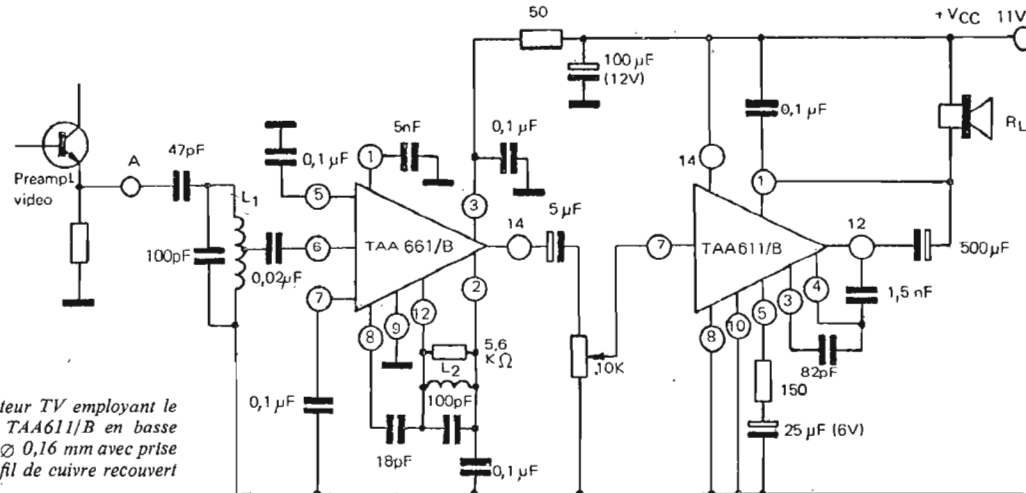
Réponse en fréquence : 80 à 15 kHz, 50 à 15 kHz.
Tension de bruit à l'entrée ($R_G = 50 \Omega$, B = 15 kHz) : 5 μV, 5 μV.

Température ambiante de fonctionnement : 50 °C, > 65 °C.

Amplificateur pour autoradio (5 W, 14 V, 4 Ω) (schéma fig. 16).

Caractéristiques typiques

Tension d'alimentation : 14 V.



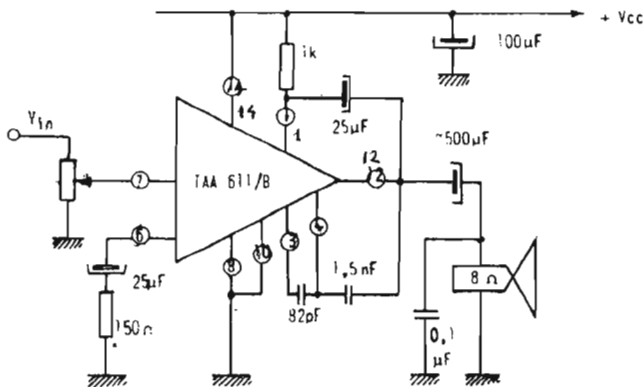


Fig. 18

Résistance de charge : 4 Ω .
 Puissance en sortie (D = 5 %, $f = 1$ kHz) :
 $V_{cc} = 12$ V : 4 W.
 $V_{cc} = 14$ V : 5 W.
 Consommation ($V_{cc} = 14$ V) :
 $P_L = 0$: 35 mA.
 $P_L = 5$ W : 420 mA.
 Gain en tension : 40 dB.
 Sensibilité :
 $P_L = 50$ mW : 4,5 mV.
 $P_L = 5$ W : 45 mV.
 Réponse en fréquence : 50 à 9 kHz.
 Tension de bruit à l'entrée ($R_G = 50 \Omega$, B = 15 kHz) : 4 μ V.
 Température ambiante de fonctionnement avec TAA 611/B à l'air libre : 65 °C.

(Les transistors finaux doivent être montés sur radiateur adapté aux conditions indiquées ci-contre).
 Les transistors finaux complémentaires qui travaillent en classe C doivent satisfaire seulement les caractéristiques suivantes :
 $V_{CE0} \geq 20$ V, $I_{CM} \geq 3$ A, $h_{FE} \geq 20$ à $I_c = 3$ A.
 Les transistors de sortie Q_1 et Q_2 peuvent être au germanium ou au silicium et même éventuellement être hétérogènes entre eux (1 germanium et 1 silicium).

La distorsion de cross-over générée à des niveaux bas de puissance dans une configuration de circuit en classe C est éliminée au moyen du taux élevé de contre-réaction appliqué au circuit et de la résistance placée entre émetteur et base des transistors finaux.

Section audio d'un récepteur TV (schéma fig. 17).
 La figure 17 montre le schéma de la section audio complète d'un récepteur TV standard CCIR. Elle comprend la fréquence moyenne son FI à 5,5 MHz et la section BF, les deux complètement intégrées.

L'amplification FI est obtenue au moyen du circuit intégré TAA661/B qui fonctionne aussi en limiteur et discriminateur à coïncidence.
 Le signal élevé de basse fréquence en sortie du TAA 661/B permet de le faire fonctionner à gain assez bas (30 dB), obtenu avec un taux élevé de contre-réaction.

De cette façon la distorsion de la chaîne entière « son » est maintenue considérablement basse, inférieure à 1%. La tension d'alimentation est 11 V et la résistance de charge peut être 8 Ω ou 16 Ω suivant la puissance désirée en sortie.

Caractéristiques typiques de la chaîne son entière :
 Tension d'alimentation : 11 V, 11 V.
 Résistance de charge : 8 Ω , 16 Ω .
 Puissance en sortie (D = 10 %, $f = 1$ kHz) : 1,6 W, 1 W.
 Distorsion harmonique ($\Delta f = 15$ kHz, $f = 1$ kHz, $P_L = 0,5$ W) : 1 %, 1 %.
 Consommation :
 $P_L = 0$: 19 mA, 19 mA.
 $P_L = 0,8$ W : 95 mA.
 $P_L = 1,4$ W : 185 mA.
 Tension de seuil de limitation : 100 μ V, 100 μ V.
 Réjection AM ($\Delta f = \pm 50$ kHz), ($m = 30$ %), ($V_j = 10$ mV) : 40 dB, 40 dB.
 Température ambiante de fonctionnement : 50 °C, > 65 °C.

Amplificateur (1,4 W, 11 V, 8 Ω) avec le H.P. se refermant sur la masse (Fig. 18).
 Les performances de cet amplificateur sont identiques à celles du montage de la figure 15.

AMPLIFICATEUR 3 W - 12 V

Le schéma de cet amplificateur est indiqué par la figure 19.

Caractéristiques typiques :
 Tension d'alimentation : 12 V.
 Résistance de charge $R_L = 16 \Omega$
 Puissance de sortie (D = 5 %, $f = 1$ kHz) : 3 W.
 Rendement : 65 %.
 Gain en tension : 40 dB.
 Courant de repos : 15 mA.

Ce montage est équivalent à un push-pull en classe A. Le TAA 611 de droite (Fig. 19) travaille avec un gain de -1, l'entrée du signal se faisant par l'accès normalement prévu pour la contre-réaction. Notons que cette attaque ne peut se faire que sous faible impédance, car le circuit intégré présente seulement 5 k Ω d'impédance dans cette condition.

(Doc. SGS transmise par Radio-PRIM.)

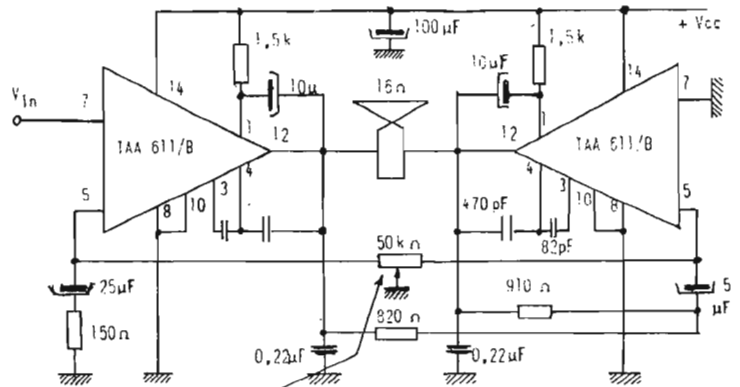


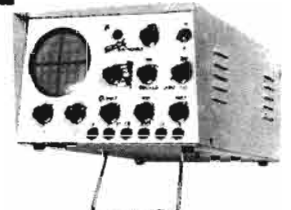
Fig. 19

annulation des courants de repos dans le H.P.

CONSTRUISEZ-LES VOUS-MÊMES

OSCILLOSCOPE ME 110 B

Descrit dans R. Plans janvier 1971
A MODULE SUR CIRCUITS IMPRIMES MONTES SUR CONNECTEURS ENFICHABLES



De 10 Hz à 5 MHz. BT : 10 Hz à 200 K • Livré avec plan de câblage échelle 1/1. Schéma de principe et mode d'emploi. PRIX EN KIT 690 F

• **ME 113 • TOUT TRANSISTORS - CIRCUITS INTEGRES.** De 0 à 8 MHz — BT : Déclanchée, étalonée. Atténuateur étaloné. PRIX EN KIT 1150 F

ME 105

De 10 Hz à 1,2 MHz.
 BT : 10 Hz à 120 K.
 PRIX EN KIT : 395 F

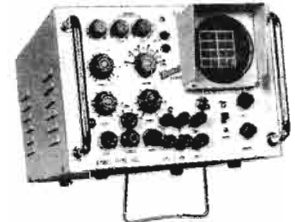


ME 108

De 10 Hz à 2 MHz
 BT de 10 Hz à 120 K
 PRIX EN KIT 493 F

BI COURBE 102

De 10 Hz à 4 MHz
 BT 10 Hz à 300 K
 PRIX EN KIT 720 F



CONTROLEUR 50 k Ω /V

48 GAMMES • PRIX 235 F



SIGNAL TRACER RADIO

PRIX 60 F



SIGNAL TRACER TELE

PRIX 65 F

PRIX T.T.C. + frais d'expédition

ASSISTANCE TECHNIQUE ASSURÉE

CRÉDIT SUR DEMANDE

DOCUMENTATION GÉNÉRALE TECHNIQUE

Mobel sur demande
 35, rue d'Alsace
 PARIS-10^e
ELECTRONIQUE

PARKING

Tél. : 607.88.25 - 83.21
 Métro : Gares Est et Nord et de 14 h à 19 h
 Fermé DIMANCHE et LUNDI MATIN - Ouvert de 9 h à 12 h

LES TRANSFORMATIONS DU CONTRÔLE AUTOMATIQUE DES CAMÉRAS

Le contrôle automatique du temps de pose dans les caméras photographiques et cinématographiques a constitué un progrès essentiel au cours de ces dernières années ; il est appliqué sous des formes de plus en plus pratiques et précises, en attendant la réalisation également pratique des **systèmes de mise au point automatique des objectifs** étudiés dans un récent article de la revue.

Les dispositifs ont permis la diffusion de plus en plus étendue des appareils de petit format destinés aux amateurs débutants ou inexpérimentés. Ils peuvent également rendre des services efficaces, même aux amateurs difficiles, du moins dans des cas particuliers ; ils sont d'ailleurs facilement débrayables, en général, et ne suppriment pas la possibilité des réglages manuels.

L'ÉVOLUTION DES POSEMÈTRES PHOTOÉLECTRIQUES

Les posemètres à cellule photo-électrique ont été d'abord des dispositifs contenus dans des boîtiers de petites dimensions, mais **séparés** des appareils photographiques et il existe, d'ailleurs, aujourd'hui sous cette forme des modèles perfectionnés employés par les amateurs difficiles et les professionnels pour les prises de vues particulières, dans les studios pour les agrandissements, les reproductions, etc...

Ces posemètres ont été réalisés à partir de 1930 environ ; ils contenaient une cellule au sélénium « à couche d'arrêt » photo-émettrice ; elle produisait directement un courant sous l'action de la lumière, qui actionnait ainsi l'aiguille d'un galvanomètre se déplaçant devant un cadran gradué.

On obtenait une lecture qu'on reportait sur un calculateur indiquant l'ouverture du diaphragme à utiliser suivant la sensibilité de l'émulsion, et le temps de pose, ou inversement le temps de pose à adopter pour une ouverture de diaphragme donnée.

Le premier appareil photographique à cellule photoélectrique incorporée semble avoir été réalisé en 1936 par la Société Zeiss

— Ikon — La cellule était disposée sur le boîtier au-dessus de l'objectif et comportait une lentille-condensateur ayant un champ plus ou moins analogue à celui de l'objectif de distance focale normale par rapport au format utilisé.

On obtenait déjà une plus grande rapidité de détermination du temps de pose ; l'aiguille du galvanomètre était visible sur le dessus du boîtier, et on a songé rapidement à la disposer de façon à rendre son observation possible **dans le viseur lui-même**, ce qui

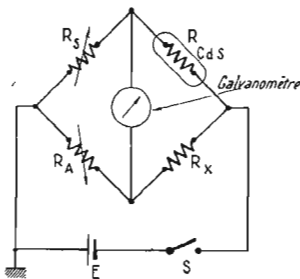


Fig. 1

permettait ainsi de connaître à chaque instant les conditions utiles de prise de vues tout en continuant à observer le sujet à filmer. En même temps, on obtenait une meilleure approximation du cadrage de l'image du sujet observé par la cellule.

Ce système présente cependant encore des inconvénients. D'abord le champ de la cellule ne peut être exactement le même que celui de l'objectif, puisque cette cellule est disposée à côté ou au-dessus de l'objectif ; par conséquent, il y a toujours un **certain effet de parallaxe** ; ensuite, lorsqu'on utilise des objectifs de différentes focales et, par suite, d'angles de champs différents, on ne peut changer en même temps le champ observé par la cellule. Les défauts sont évidemment variables suivant la distance de prise de vue, mais ils sont toujours plus ou moins notables.

Le seul système permettant d'éviter ces inconvénients consiste à utiliser **une partie des rayons qui traversent l'objectif de prise de vues pour actionner la cellule**, de telle sorte que les champs coïncident plus exactement, et quel que soit l'objectif utilisé.

Ce système est évidemment très difficile à appliquer sur les appareils ordinaires non reflex, du moins sans modifier leurs formes et leur encombrement habituels ; c'est pourquoi, jusqu'ici, il a été uniquement adapté sur les appareils reflex sous des formes de plus en plus perfectionnées.

Les études entreprises dans ce sens datent aussi de nombreuses années ; c'est en 1946, semble-t-il, que M. Roy Morin a songé à adapter une cellule disposée derrière l'objectif ; mais, il n'était pas facile à l'époque d'obtenir un résultat très précis, puisque beaucoup d'appareils comportaient encore deux objectifs de prise de vues, l'un pour la visée et l'autre pour l'impression du film sensible, solution encore employée aujourd'hui sur quelques modèles destinés plutôt aux photographes professionnels.

Il fallait alors **coupler les diaphragmes, corriger les effets de parallaxe**, ce qui rendait la solution encore plus difficile.

La réalisation pratique des appareils à contrôle automatique avec cellule derrière l'objectif a été surtout rendue possible ainsi **au moment de l'apparition des appareils modernes reflex mono-objectifs** déjà utilisés, d'ailleurs, au moins en petit nombre, et sous une forme plus élémentaire avant la guerre de 1939.

Le premier appareil reflex mono-objectif comportant ainsi un système de contrôle de pose automatique à **travers l'objectif** semble avoir été un modèle « Rectaflex » construit en 1947. Il comportait à l'arrière de l'objectif une lame de verre semi-réfléchissante à 45° semi-aluminée et une cellule au sélénium ; la cellule ne recevait que la moitié de la valeur totale du flux lumineux.

C'était là, le principe des appareils actuels, mais les indications obtenues étaient encore imparfaites, en raison de la sensibilité trop faible des cellules à couche d'arrêt de l'époque. Il fallait donc utiliser de meilleures cellules photo-électriques, employer des galvanomètres plus sensibles, améliorer les qualités de transmission et de réflexion des miroirs. On a réussi à partir de 1950 à augmenter la sensibilité des galvanomètres, de dimensions de plus

en plus miniaturisées, tout en augmentant leur résistance aux chocs et aux vibrations, grâce au système de suspension « incabloc ».

L'apparition, dès 1958, des **cellules photo-électriques au sulfure de cadmium** photorésistantes a augmenté aussi les possibilités du dispositif, grâce au courant plus intense et plus fidèle qu'il est possible d'obtenir, tout en nécessitant cependant l'utilisation d'un élément de pile supplémentaire, de longue durée, il est vrai (Fig. 1).

Enfin, il est possible de réaliser des plaques de verre séparatrices de longueurs d'ondes à grand rendement, c'est-à-dire ne produisant qu'une absorption très faible ; on peut ainsi obtenir une visée très lumineuse sur le verre dépoli habituel, tout en assurant une bonne transmission de la lumière excitant la cellule au sulfure de cadmium à travers le verre.

La courbe de réponse de la cellule doit, d'ailleurs, correspondre dans de meilleures conditions à celles de l'émulsion sensible, l'emploi d'un verre séparateur de longueurs d'onde permet, en principe, de faire agir spécialement sur la cellule les radiations correspondant à la sensibilité du film.

LA TECHNIQUE T.T.L.

L'idée de placer une cellule sur le trajet des rayons qui ont traversé l'objectif n'est donc pas nouvelle ; c'est ainsi, également, que dans les appareils **Exacta** bien connus et très répandus, dès avant 1939, on pouvait déjà placer, tout au moins pour la macrophotographie et la microphotographie, une cellule au sélénium derrière l'objectif, sur la paroi frontale du boîtier, en liaison avec un galvanomètre de grandes dimensions. On trouvait, de même, des dispositifs analogues pour la microphotographie et la téléphotographie, mais c'étaient là des systèmes additionnels plus ou moins de fortune.

La plupart des appareils reflex 24 x 36 mm actuels ou même des appareils reflex de qualité à chargeur Instamatic 126 comportent un posemètre couplé avec des cellules au sulfure de cadmium disposées derrière l'objectif.

Les appareils reflex mono-objectifs sont désignés, on le sait,

par les Anglo-Saxons et les Japonais par le terme **S.L.R.** (Single Lens Reflex). Les appareils à cellule derrière l'objectif sont indiqués par le terme **T.T.L.** (Through the lens, c'est-à-dire, à travers l'objectif) et les Anglo-Saxons emploient aussi le sigle **B.T.L.** (Behind the lens, c'est-à-dire derrière l'objectif).

Cette technique a été appliquée effectivement pratiquement également, d'ailleurs, aussi sur les caméras de cinéma de formats réduits, à partir de 1960. C'est à cette date, qu'on a vu apparaître un monoreflex 24 x 36 mm **Asahi** de fabrication japonaise, dans lequel on utilisait ce dispositif et baptisé « Spotmatic », parce que le contrôle exercé par la cellule s'effectuait spécialement sur la zone centrale de l'image, c'est-à-dire sur un « spot », d'une surface de l'ordre de 1/20^e de la surface totale.

En fait, l'application industrielle générale est plus récente ; elle ne date que de 1965, elle a été constamment améliorée par la plupart des fabricants d'appareils réflex ; elle est même adoptée actuellement sur des appareils de grande vente, et sur des modèles de dimensions vraiment réduites à chargeur 126.

LES CARACTERISTIQUES DES SYSTEMES DE CONTROLE

Les cellules utilisées sont à l'heure actuelle des cellules au sulfure de cadmium, comme nous l'avons noté plus haut, qui ont remplacé les premières cellules au sélénium à couche d'arrêt. Ces cellules exigent l'emploi d'une source d'énergie extérieure constituée normalement par un petit élément de pile plate au mercure en forme de bouton et dont la durée pratique est de l'ordre d'une année. La lumière modifie la résistance interne de la cellule, qui laisse passage à un courant plus ou moins intense, mais, désormais, sur de nombreux modèles d'appareils réflex, on utilise, non pas une, mais plusieurs cellules.

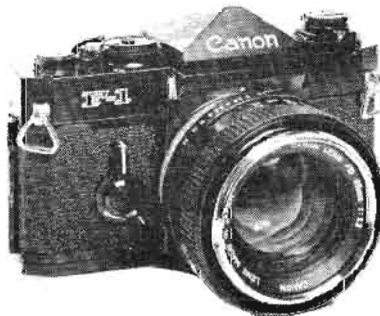
La mise en circuit des cellules peut être effectuée sur certains appareils en agissant sur un interrupteur distinct ou, tout simplement, sur le bouton de déclenchement ; sur d'autres appareils, la cellule est constamment sous tension. De toute façon, l'usure est faible, et il suffit évidemment de placer sur l'objectif un « bouchon » obturateur normal pour arrêter le fonctionnement du système. Sur les appareils perfectionnés, il existe, d'ailleurs, un dispositif très simple de commutateur, qui permet le **contrôle de la tension normale de la pile** en observant la déviation de l'aiguille du galvanomètre dans le viseur.

La durée de la cellule est très longue. Il faut simplement prendre

soin d'éviter l'action **d'une chaleur excessive**, bien se garder de placer la caméra sur un radiateur, de l'exposer au soleil pendant l'été, ou de la laisser dans une automobile dont les vitres sont fermées.

Le système de posemètre est généralement **couplé avec l'objectif** sous des formes différentes. Dans les modèles perfectionnés, on indique sur un cadran la sensibilité de l'émulsion utilisée en degrés A.S.A. ou D.I.N., et on place le bouton ou anneau de réglage sur la position correspondante au temps de pose que l'on veut utiliser, on détermine ensuite, en agissant sur la couronne de réglage de l'ouverture du diaphragme, la coïncidence entre la position de l'aiguille du galvanomètre, et un repère que l'on observe généralement dans le viseur.

Le posemètre est généralement couplé à l'obturateur et au diaphragme ; la variation d'un des



Appareil photographique CANON F1

facteurs du temps de pose détermine ainsi automatiquement une modification de l'indication de l'aiguille du galvanomètre.

Si, pour une ouverture de F/11, nous avons trouvé un temps de pose de 1/25^e de seconde pour une ouverture de F/8 le temps de pose sera automatiquement réglé à 1/50^e.

Le couplage du diaphragme peut, d'ailleurs, être **mécanique ou optique** et les différents dispositifs offrent des avantages et des inconvénients.

Le couplage mécanique est, d'ailleurs, adopté actuellement pour déterminer automatiquement l'ouverture du diaphragme à utiliser **avec les lampes flash** pour une distance déterminée du sujet.

On reproche encore quelquefois aux cellules au sulfure de cadmium d'être des systèmes à rémanence, c'est-à-dire présentant une sorte de **mémoire**, dont les indications ne varient pas immédiatement lorsqu'on passe d'un sujet très éclairé à un sujet sombre, de sorte que les indications données ne suivent pas immédiatement les variations de la lumière.

En fait, ce phénomène ne dure que quelques secondes, de sorte que l'inconvénient est généralement limité ; c'est pourquoi, cependant, certains constructeurs sont partisans de l'emploi des cellules au silicium, comme nous l'avons,

d'ailleurs, signalé dans une étude précédente, en combinaison encore avec des transistors.

CONTROLE LIMITE OU TOTAL ?

Les cellules disposées derrière l'objectif sont actionnées par le flux lumineux qui a traversé le film, mais, bien entendu, leurs surfaces sont réduites et les contrôles peuvent s'effectuer de manières différentes. La cellule peut mesurer l'éclairement moyen **de toute la surface de l'image**, mais d'autres du **type spot** vérifient seulement l'éclairement **d'une zone réduite** ; enfin, on peut **employer plusieurs** qui contrôlent chacune une partie déterminée de l'image. Les systèmes sont divers et plus ou moins complexes.

La majorité des amateurs se contentent de dispositifs dans lesquels la cellule contrôle l'éclairement moyen, et effectue, en quelque sorte, une **intégration de la lumière**. Les amateurs difficiles et compétents exigent souvent la possibilité de contrôler des zones **plus réduites**, ce qui est surtout important pour des prises de vues un peu particulières, telles que les sujets très **contrastés en contre-jour**, lorsqu'il est nécessaire de déterminer des écarts importants de brillance, par exemple, en téléphotographie.

Le système habituel le plus simple avec contrôle de toute la surface de l'image donne des meilleurs résultats évidemment pour les sujets éclairés uniformément avec peu de contraste entre les parties claires et sombres.

Ce fait se produit très rarement, et cette condition n'est même pas réalisée pour les paysages classiques ; les différences sont cependant peu gênantes avec les émulsions modernes en couleur à latitude de pose suffisante.

Cependant, lorsque les écarts de brillance sont importants, il est bon de prendre quelques précautions ; s'il n'en est pas ainsi, la cellule est actionnée par l'éclairement de la zone la plus claire et assure un réglage qui ne permet pas un rendu satisfaisant de la zone sombre. Nous pouvons ainsi avoir un ciel bien exposé, et une masse sombre au premier plan ; donc il est bon de diriger d'abord l'appareil vers le ciel, par exemple, puis vers le sol, de contrôler les écarts indiqués et, s'il y a lieu, d'effectuer **les corrections nécessaires**, en favorisant soit la partie la plus claire soit la partie la plus sombre, suivant l'intérêt de la prise de vue.

Pour les macrophotographies ou **photographies rapprochées**, le sujet n'occupe souvent qu'une partie de l'image, et la partie environnante agit sur le posemètre ; il est donc bon d'éloigner le sujet du fond, s'il y a lieu.

Pour les prises de vues à **grande**

distance, c'est-à-dire au moyen de téléobjectifs, le contrôle est difficile, si le sujet n'est pas éclairé de la même façon que le fond. Par exemple, pour prendre la photographie d'un avion volant dans un ciel bleu, il est bon d'augmenter d'une graduation l'ouverture du diaphragme, de façon à surexposer le fond, ce qui assurera une exposition correcte pour l'avion, dont les détails seront mieux visibles.

Le posemètre à lecture totale intégrée est cependant le dispositif le plus simple et le plus rapide, et donnera des résultats satisfaisants dans la plupart des cas, si l'on ne cherche pas à effectuer des prises de vues de sujets présentant des parties trop diversement éclairées.

Pour les prises de vues en contre-jour, il est évidemment impossible d'obtenir des résultats vraiment satisfaisants ; il faut approcher l'appareil du sujet, de façon que seule la **lumière réfléchie** agisse sur la cellule, et régler ensuite l'ouverture du diaphragme et de l'obturateur d'après ces indications, puis ensuite, seulement, placer la caméra à l'endroit choisi.

LE CONTROLE SPECIALISE DE LA LUMIERE

Le contrôle de la lumière sur une **petite zone du sujet** est moins rapide, et permet d'obtenir une plus grande précision ; il exige, cependant, de la part de l'opérateur plus de soin et de connaissances techniques s'il veut obtenir des images de qualité.

On peut, d'ailleurs, se contenter souvent d'observer les indications données par l'aiguille du galvanomètre actionnée par la cellule contrôlant la zone principale, ou une partie déterminée de l'image. La méthode est évidemment surtout intéressante, lorsqu'il s'agit d'effectuer des prises de vues de sujets présentant des zones d'éclairement très différentes. En contre-jour, par exemple, il n'est plus nécessaire de se déplacer ou d'approcher au maximum du sujet ; il suffit de disposer la caméra à l'endroit désiré, et de diriger l'objectif sur la partie moins éclairée que le fond.

Pour la prise de vues à grande distance, on effectue le contrôle sur le sujet principal **seul**, sans se soucier de l'action du fond environnant. Il en est de même en macrophotographie ; on contrôle le temps de pose également sur **le sujet seul**.

Ce contrôle de plus grande précision exige une durée de manœuvre un peu plus longue, mais la gêne qui en résulte n'est pas considérable. Les systèmes utilisés ont alors évidemment un angle de mesure beaucoup plus réduit, et qui peut même être de l'ordre de quelques degrés. La zone contrôlée

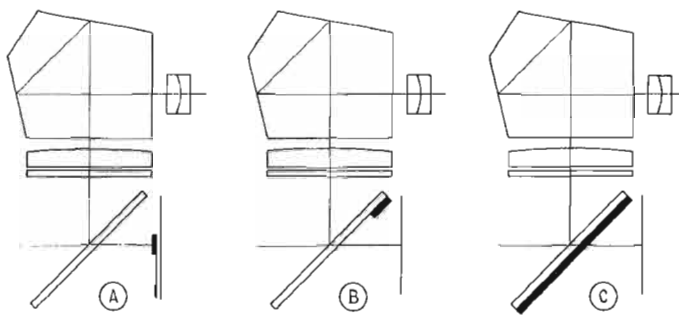


Fig. 2

n'est pas nécessairement au centre du cliché, mais elle est toujours indiquée sur la lentille de visée et, en manœuvrant l'appareil, il faut évidemment diriger l'objectif de façon à obtenir la mesure utile dans le champ de la cellule.

L'EMPLOI DE CELLULES MULTIPLES

Au lieu de contrôler seulement une zone préférentielle, on peut employer **des cellules distinctes**, dont chacune a un rôle déterminé et qui sont placées sur le prisme de visée. L'une d'elles contrôle ainsi la zone la plus claire, et l'autre la zone la plus sombre, de sorte que le galvanomètre indique la **moyenne** convenable.

Mais le fonctionnement du système dépend aussi des goûts de l'opérateur ; les compensations des écarts de brillance ne peuvent être efficaces que si les limites ne sont pas excessives ; le résultat est déjà meilleur, mais il n'est pas absolu.

Il y a également un facteur qui peut jouer pour réduire la précision des indications, et qui consiste dans l'action de la **lumière parasite pénétrant par l'oculaire de visée**. Une première précaution consiste sans doute à utiliser une aillière souple en caoutchouc adaptée à l'oculaire ; la cellule peut également être placée sous l'oculaire, elle reçoit alors la lumière au moyen d'un miroir semi-réfléchissant.

Enfin, on peut augmenter encore le **nombre des cellules** utilisées destinées à assurer la compensation ; deux cellules contrôlent ainsi deux zones d'image et une troisième orientée vers l'oculaire est influencée par la lumière parasite pouvant pénétrer par cette ouverture, en assurant ainsi la compensation utile.

LES MULTIPLES DISPOSITIONS DES CELLULES PHOTOÉLECTRIQUES

Le nombre et la disposition des cellules de contrôle sont très variables, car, en fait, il n'est pas toujours facile de les disposer

pour contrôler l'image totale des différentes zones d'une façon mécanique et optique satisfaisante, étant donné l'emplacement très réduit dont disposent les constructeurs à l'intérieur du boîtier.

La cellule utilisée peut ainsi être disposée **devant le film lui-même**, et ainsi devant l'obturateur à rideaux souvent utilisé ; mais le miroir doit être fixe, et la monture portant la cellule doit se rabattre dans le fond du boîtier au moment du déclenchement (Fig. 2 A).

La cellule peut être disposée **derrière le miroir**, qui est semi-réfléchissant, de sorte qu'elle suit son mouvement, et elle occupe totalement ou partiellement la surface de celui-ci, sur laquelle elle est imprimée. Elle peut aussi être disposée **à la partie supérieure du miroir** pour une surface réduite de mesure (Fig. 2 B et 2 C).

On peut la placer **au fond du boîtier**, en employant un petit miroir renvoyant une partie du faisceau qui a traversé le miroir habituel ; elle agit alors seulement sur une zone de l'image.

On peut la placer pour une lecture totale **près de la lentille du verre dépoli** sur le côté, avec un miroir semi-réfléchissant, qui renvoie la lumière sur sa surface placée au-dessous du bloc prismatique. Un miroir plus réduit, suivant le même principe, peut assurer un contrôle du type « spot ».

On peut également placer les cellules sur le **sommet ou toit du prisme de visée**, et chacune d'elles contrôle une partie de l'image ; c'est là, en particulier, la solution utilisée dans le **Minolta SR 101** (Fig. 3).

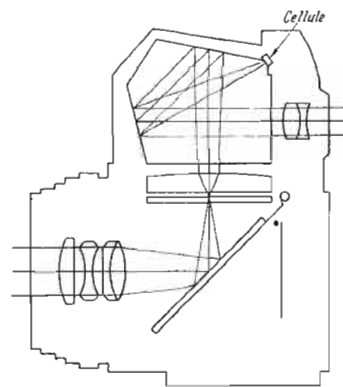


Fig. 3

Enfin, on peut placer plusieurs cellules **autour de l'oculaire** avec un système de calculateur recevant les informations des trois cellules, et fournissant une résultante correcte. Une seule cellule peut aussi être disposée **entre l'oculaire et l'arrière du bloc prismatique**, avec un système optique semi-réfléchissant renvoyant les rayons sortant par la base du bloc de visée (Fig. 4).

Nous trouvons, à l'heure actuelle, sur les modèles les plus récents toutes ces solutions sous des formes très diverses. C'est ainsi que dans le **Miranda-Sensomat** l'élément de contrôle est disposé sur le miroir et constitue une surface située sur l'axe optique ; l'aiguille de lecture est visible dans le prisme, et la lecture est effectuée avec l'ouverture du diaphragme utilisée et non avec l'ouverture maximale de présélection. En raison de la diffusion au niveau du miroir, il est ainsi possible de vérifier les écarts de brillance, et quel que soit le prisme ou le système de visée utilisé, qui sont interchangeables, la cellule

tinée à la mesure sur zone étroite est placée derrière le miroir ; la zone de mesure délimitée par un petit rectangle représente environ 6% de la surface totale de l'image, quelle que soit la focale de l'objectif employé.

Sur l'appareil **Régula Reflex**, on trouve également deux cellules jumelées placées symétriquement derrière le prisme redresseur et convenablement orientées, avec mesure réglable de 3 à 6400 A.S.A.

L'appareil **Ricoh T.L.S.** comporte également un double système de mesure, avec cellule placée sur le miroir immédiatement derrière l'objectif, donnant par inversion d'un petit levier, soit une mesure sur l'ensemble du sujet, soit sur 15% seulement de la surface localisée au centre du viseur, avec système en service indiqué sur le côté du viseur.

Dans le **Pétri FT**, les cellules sont disposées de chaque côté de l'oculaire de visée, dans le pentaprisme, et mesure encore la lumière moyenne, dans tous les cas qui peuvent se présenter.

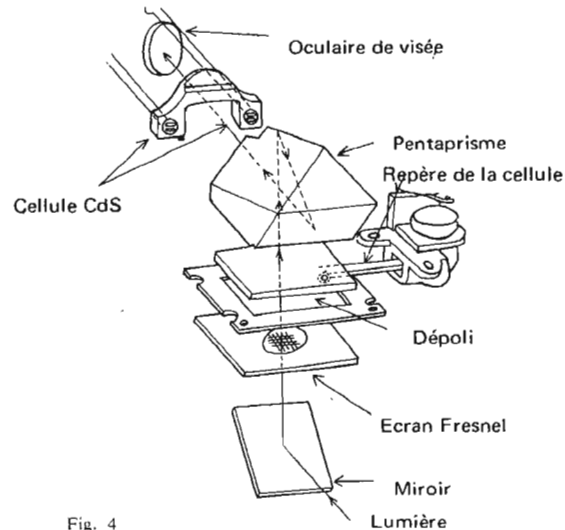


Fig. 4

reste toujours dans l'appareil ; elle est toujours couplée.

Dans le **Praktica**, le système de contrôle **Pentacon** utilise un séparateur de rayons et un condenseur optique, dont nous avons noté précédemment les principes, ce qui permet de contrôler des conditions d'éclaircissement très faible, même à la rigueur la lueur d'une bougie.

Dans l'appareil **Mamiya Sekor 1000 D.T.L.**, le déplacement d'un bouton permet à l'opérateur de disposer de deux moyens de mesure. Il peut déterminer le temps d'exposition d'après l'éclaircissement d'une zone équivalente à 6% environ de la surface totale de l'image, grâce à la présence de deux cellules disposées près de l'oculaire, dont les réactions fournissent une moyenne d'exposition compte tenu des contrastes et de la nature de l'émulsion.

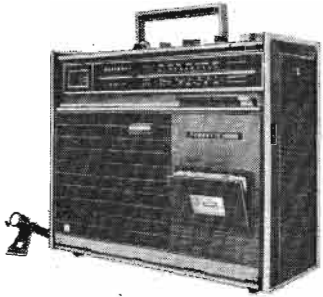
Une cellule supplémentaire des-

Le Canon FI assure la mesure avec la pleine ouverture du diaphragme, ou avec le diaphragme fermé à sa valeur de prise de vue habituelle, grâce à une tige de couplage. Le système de mesure permet un contrôle précis dans le plan du foyer avec vérification immédiate de l'état de l'image dans le plan focal quel que soit l'objectif utilisé.

Tous ces dispositifs de contrôle de l'ouverture du diaphragme peuvent être combinés, à l'heure actuelle, avec les **obturateurs électroniques** ou plutôt électromécaniques à commande électronique, dont le fonctionnement est encore plus automatique et plus progressif, puisqu'à chaque instant, c'est la **cellule photo-électrique qui choisit elle-même à la fois l'ouverture du diaphragme et le temps de pose**. C'est ce que nous montrerons lorsque nous décrirons ces dispositifs désormais de plus en plus répandus.

P. HEMARDINQUER.

Combinés radio-magnétophones et récepteurs NATIONAL



COMBINE RECEPTEUR RADIO AM/FM, TOURNE-DISQUE ET MAGNETOPHONE A CASSETTES NATIONAL SG149FL

Le National SG149FL est un appareil portable original qui constitue un combiné radio AM/FM, tourne-disque et magnétophone à cassettes compactes. Il fonctionne soit sur piles (6 piles de 1,5 V) soit sur secteur alternatif 110, 125, 220, 240 V, 50 Hz.

— Les gammes de fréquences reçues sont les suivantes :

- FM, de 87,5 à 108 MHz ;
- GO, de 150 à 300 kHz ;
- PO, de 525 à 1 605 kHz.

Réception de la gamme FM sur antenne télescopique et des gammes PO et GO sur cadre ferrite.

La moyenne fréquence FM est de 10,7 MHz et la moyenne fréquence AM de 455 kHz.

— Sensibilités : FM : 2 μ V/50 mW ; GO : 150 μ V/50 mW ; PO : 100 μ V/50 mW.

Le magnétophone à cassettes est commandé par boutons poussoirs. Il est équipé d'un moteur à régulation électro-

nique, d'un système de relais avec circuit d'enregistrement exclusif.

Un commutateur est prévu pour une solution facile de la source d'enregistrement : micro, pick-up, radio.

Indicateur du niveau d'enregistrement et de l'état d'usure des piles.

— Tourne-disque à deux vitesses 33 et 45 tours, avec moteur à régulation électronique, cellule de pick-up céramique, protégée contre l'humidité.

— Equipé de 19 transistors, 17 diodes, 1 thermistance.

— Réglage de tonalité, prise pour écouteur ou haut-parleur extérieur.

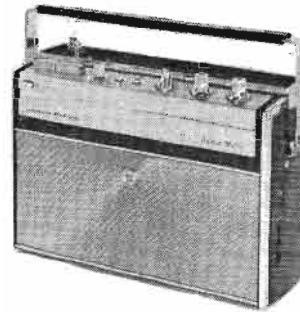
— Puissance de sortie : 2 W max. et 1,5 W sans distorsion.

— Deux haut-parleurs à aimant permanent de 10 et 6,5 cm.

— Dimensions du coffret : 373 x 154 x 324 mm ; poids avec piles : 6,7 kg.

En raison de l'originalité de cet appareil universel, nous publions ci-après (Fig. 1) l'emplacement des réglages :

- 1 : Commutateur d'alimentation.
- 2 : Réglage de tonalité.
- 3 : Réglage de volume.
- 4 : Commutateur de mode.
- 5 : Commutateur de sélection.
- 6 : Réglage d'accord.
- 7 : Enregistreur de niveau.
- 8 : Réglage de volume d'enregistrement.
- 9 : Bouton de fixation.
- 10 : Bouton d'ouverture.
- 11 : Bouton d'arrêt.
- 12 : Bouton d'audition.
- 13 : Bouton d'embobinage accéléré.
- 14 : Bouton de rembobinage.
- 15 : Bouton d'enregistrement.
- 16 : Compartiment de la cassette.
- 17 : Prise pour écouteur et haut-parleur extérieur.
- 18 : Prise de microphone et de commande à distance.
- 19 : Compartiment des piles/cassettes.
- 20 : Compartiment de microphone/cordon CA.
- 21 : Antenne fouet télescopique.
- 22 : Sélecteur de vitesses.
- 23 : Bras de pick-up.
- 24 : Support de bras de pick-up.



RECEPTEUR PORTATIF NATIONAL « RADAR MATIC »

Récepteur portable de grande classe, alimenté sur piles ou sur batterie de voiture 6/12 V.

— Gammes de fréquences : FM : 87 à 108 MHz ; GO : 150 à 300 kHz ; PO : 525 à 1 605 kHz ; OC : 5,95 à 6,2 MHz (50,4 à 48,4 m).

— Réception FM et OC sur antenne télescopique et des gammes AM sur cadre ferrite.

— Dispositif de recherche automatique de stations à commande électronique « radar-matic » avec réglage de sensibilité à deux positions stations locales et stations éloignées.

— Equipé de 18 transistors dont un amplificateur HF et de 15 diodes.

— Contrôle automatique de fréquence en FM.

— Réglage de tonalité.

— Puissance de sortie 2 W en portatif et 2,5 W en autoradio.

— Prises de jack pour écouteur, haut-parleur extérieur, MF stéréo multiplex et commande à distance.

— Haut-parleur à aimant permanent de 12 cm.

— Dimensions 266 x 184 x 86 mm ; poids : 2,6 kg sans piles.



COMBINE RADIO AM/FM ELECTROPHONE STEREOPHONIQUE NATIONAL SG726FL

Présenté dans une élégante valise portative avec poignée de transport, ce combiné comprend :

— Un récepteur radio AM/FM recevant les gammes suivantes :

- PO : 525 à 1 605 kHz ;
- GO : 150 à 300 kHz ;
- FM : 87,5 à 108 MHz.

— Un tourne-disque à 2 vitesses 33 et 45 tours avec cellule céramique.

— Deux enceintes acoustiques séparées, disposées à l'intérieur de la valise.

— Fonctionnement sur secteur alternatif 110, 125, 220, 240 V ou sur piles (6 piles de 1,5 V) avec appareil indiquant l'état d'usure des piles et servant également au réglage de l'accord.

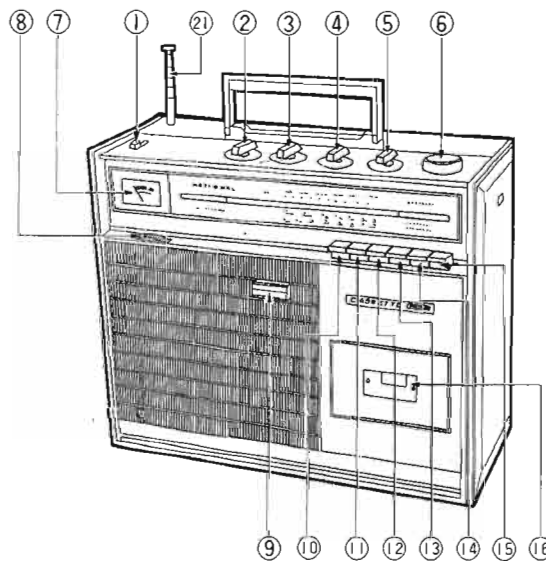
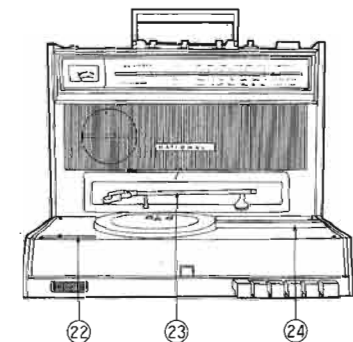
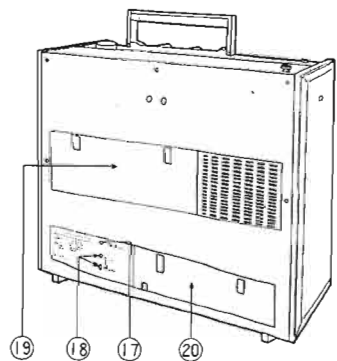
— Equipé de 13 transistors et de 6 diodes

— Sensibilité PO : 100 μ V/50 mW ; GO : 200 μ V/50 mW ; FM : 3 μ V/50 mW.

— Puissance de sortie : 1,2 W sans distorsion ; maximale : 1,7 W.

— Deux haut-parleurs elliptiques, de 75 x 150 mm, impédance : 8 Ω .

— Dimensions de la valise : 460 x 320 x 92 mm ; poids avec piles : 5,5 kg.



MAGNETOPHONE PORTATIF A CASSETTES NATIONAL RQ2105

Magnétophone portatif à cassettes compactes alimenté par 4 piles de 1,5 V et fonctionnant sur secteur avec un adaptateur.

— Bobinages AV et AR accélérés.

— Cassette dans un compartiment avec dispositif d'éjection.

— Equipé de 5 transistors et de 4 diodes.

— Effacement et prémagnétisation par haute fréquence (33 kHz).

— Vitesse de défilement : 4,75 cm/s.

— Standard bipiste.

— Réponse en fréquence : 50 à 10000 Hz.

— Puissance de sortie : 600 mW musicaux.

— Prises de commande à distance, d'enregistrement radio, d'écouteur.

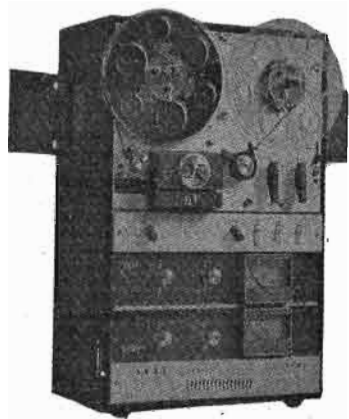
— Haut-parleur à aimant permanent de 6,5 cm.

— Indicateur de niveau d'enregistrement et d'état d'usure des piles.

— Dimensions : 9,5 x 16,2 x 4,7 cm ; poids : 1 kg.

Combinés radio-magnétophones et récepteurs NATIONAL

(Suite)



MAGNETOPHONE AKAI M9

Le magnétophone AKAI M9 est un appareil de grande classe du type stéréophonique à 4 pistes, équipé de têtes à champs croisés. Ses caractéristiques essentielles sont les suivantes :

— Vitesse de défilement : 4,75-9,5 et 19 cm/s (38 cm/s avec un adaptateur spécial).

— Fluctuation et ronflement : inférieur à 0,15 % eff. à 19 cm/s, inférieur à 0,25 % eff. à 9,5 cm/s, inférieur à 0,35 % eff. à 4,75 cm/s.

— Courbe de réponse : 30 à 23 000 Hz à ± 3 dB à 19 cm/s, 30 à 18 000 Hz à ± 3 dB à 9,5 cm/s, 30 à 9 000 Hz à ± 3 dB à 4,75 cm/s.

— Distorsion : inférieure à 2 % à 1 000 Hz.

— Rapport signal/bruit : supérieur à 50 dB.

— Niveaux d'entrée : micro > 0,5 mV, ligne > 60 mV.

— Puissance de sortie : 15 W max. par canal sans distorsion, 20 W musicaux max. par canal.

— Egalisation : conforme à la courbe NARTB pour la lecture de bandes enregistrées.

— Indicateur du niveau d'enregistrement : par deux vu-mètres.

— Enregistrement : à 4 pistes, stéréo et mono, système de polarisation avec têtes à champs croisés.

— Temps de bobinage ou de réembobinage rapide : 90 s pour une bande de 365 m.

— Temps d'enregistrement : en mono 8 heures à 4,75 cm/s avec bande de 365 m ; en stéréo 4 heures à la même vitesse avec la même longueur de bande.

— Diamètre maximal des bobines : 180 mm.

— Têtes magnétiques :

— tête enregistrement/lecture à 4 pistes, impédance 1,2 k Ω à 1 000 Hz ;

— tête de polarisation à 4 pistes, impédance 500 Ω à 60 kHz ;

— tête d'effacement à 4 pistes, impédance 500 Ω à 60 kHz.

— Moteur : synchrone à hystérésis, à 2 vitesses.

— Haut-parleurs : deux haut-parleurs de 10 cm à grande élévation.

— Equipé de 20 transistors, 4 thermistances et 4 redresseurs.

— Alimentation : sur alternatif 50 Hz, 100 à 240 V.

— Consommation : 100 VA.

— Dimensions : 508 x 340 x 240 mm ; poids : 19 kg.

L'amplificateur Hi-Fi « ORDINAVOX »

L'ORDINAVOX AMPLIFICATEUR HI-FI

CE nouvel amplificateur Hi-Fi de conception originale, met en application les principes exposés ci-après. En effet, on a constaté que :

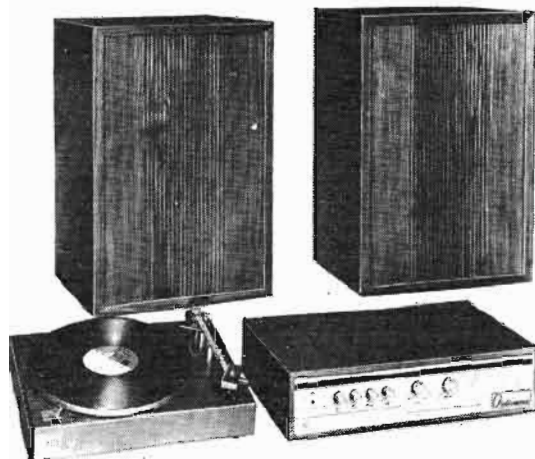
1° Pendant l'enregistrement, les écarts de niveaux entre, par exemple, un soliste en « pianissimo » et un orchestre au complet en « forte », font que les différences de pressions acoustiques sont telles, qu'elles doivent être comprimées pour être acceptées par le ou les microphones — ces compressions étant faites au détriment de la fidélité de reproduction.

2° Les travaux de MM. Fletscher-Mundsohn ont fait ressortir les différences existant entre les niveaux sonores et les fréquences d'écoute ; ces travaux ont permis de connaître la courbe physiologique de l'oreille humaine en fonction de la puissance dissipée. Pour adapter ces différences, il existe bien des systèmes (corrections graves et aiguës, tone-contrôles, baxendal, filtre passe-haut, passe-bas, relief, ambiance, etc.) et autres manipulations qui sont effectuées d'une façon empirique avant l'écoute ; on obtient un réglage fixe qui ne peut donner une entière satisfaction, lors des variations du niveau sonore, pendant l'audition ; ceci démontre bien l'importance du problème.

Il n'existe pas sur le marché mondial un amplificateur, aussi bon et aussi cher soit-il, qui puisse, au moment d'une variation du niveau orchestral, effectuer ces compensations, pourtant indispensables à une reproduction fidèle.

3° La plupart des amplificateurs actuels, dans leur conception, utilisent les semi-conducteurs en classe B, ce qui est très intéressant pour le prix de revient, mais cette technique introduit bien des inconvénients dans la reproduction, à savoir : commutations qui se traduisent par des bruits, des harmoniques qui perturbent l'audition par un potentiel continu positif, résultant du couplage par condensateurs, qui se chargent, se déchargent et empêchent le contrôle permanent de l'ensemble mobile des haut-parleurs. D'autre part, l'emploi de cette solution fait, qu'à travers l'alimentation des semi-conducteurs, un important taux de diaphonie est créé par couplage entre l'alimentation et les haut-parleurs.

L'Ordinavox est muni de plusieurs circuits analyseurs, systèmes brevetés, qui le font fonctionner comme un ordinateur :



1° La reproduction sonore est adaptée automatiquement et instantanément à la courbe physiologique de l'oreille humaine (Fletscher-Mundsohn). Pendant l'écoute, les écarts des niveaux d'entrée et des niveaux de sortie y sont adaptés, donnant ainsi, les meilleurs résultats d'audition actuellement connus.

Il constitue, de ce fait, un amplificateur qui conserve toutes les qualités du spectre sonore à bas niveaux.

2° Les compressions effectuées à l'enregistrement sont rétablies automatiquement à la reproduction. Il peut, pour citer un exemple, délivrer dans un salon d'écoute, même de petites dimensions, une puissance instantanée de 90 W pendant quelques millisecondes, sans que ces énormes différences de niveaux soient perçues d'une façon désagréable par l'auditeur ; étant donné la rapidité des compensations obtenues, la sensation de relief et de présence effective est extraordinaire de vérité. Il est, de ce fait, le seul amplificateur qui reconstruit toutes les nuances du « pianissimo » au « forte », détruites par les compressions effectuées à l'enregistrement.

3° La technique employée pour la construction de l'Ordinavox est l'utilisation des semi-conducteurs en classe A paraphase : les haut-parleurs se trouvent placés dans un pont qui est au potentiel continu zéro ; ils ne sont actionnés que par le potentiel alternatif des informations. De ce fait, les inconvénients des commutations

de la classe B sont supprimés et l'ensemble mobile des haut-parleurs est commandé en permanence. Les alimentations des semi-conducteurs étant séparées, le taux de diaphonie est pratiquement nul.

CARACTERISTIQUES DE L'AMPLIFICATEUR ORDINAVOX

— Puissance musicale : 2 x 47,6 W, norme IHF sur 15 Ω .

— Puissance efficace : 2 x 17 W sur 15 Ω .

— Contrôle automatique de la dynamique, adaptée en permanence en fonction de la dominante d'entrée par un circuit analyseur breveté.

— Contrôle automatique de la courbe de réponse adaptée en permanence en fonction de la dominante d'entrée à la courbe physiologique de l'oreille humaine (courbe de Fletscher-Mundsohn), par un circuit analyseur breveté.

— Diaphonie intermodulation évitée par la conception très particulière de l'amplificateur en classe A paraphase.

L'utilisation de la classe A supprime, d'autre part, les commutations parasites de la classe B à la reproduction.

Stabilité intégrale par l'emploi de transistor à effet de champ (FET).

— Contrôles séparés des registres graves et aiguës, permettant le réglage des tonalités pour les disques enregistrés hors de la norme RIA.

— Balance stéréo.

— Sélecteur d'entrée à 5 positions : 1) PU 100 mV. 2) Micros. 3) Radio 150 mV. 4) Auxiliaires 150 mV. 5) Band 150 mV.

— Sélecteur de sortie à 3 positions : 1) Stéréo. 2) Mono. 3) Enregistrements avec contrôle par monitoring.

— Distorsion : 1 %.

— Impédance : 15 Ω .

— Bande passante : 17-30 000 Hz.

— Contrôle des basses en automatique de + 10 à - 16 dB.

— Contrôle des aiguës en automatique de + 8 à - 12 dB.

— Contrôle automatique de la dynamique + ou - 12 dB.

— Dimensions de l'ampli : longueur 48,5, profondeur 28, hauteur 12,5.

Présentation façon teck ajourée.

— Dimensions des enceintes : longueur 60, profondeur 34, hauteur 60. Présentation façon teck ajourée.

POUR VOTRE ÉLECTROPHONE...

12
Modèles
courants

★
DIAMANT
ROYALUX

18F

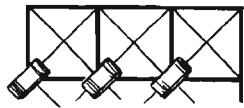
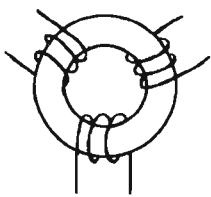
chez votre fournisseur habituel

A.E. FRANCOIS — 38, RUE D'HAUTEVILLE

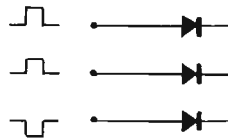
Tél. : 770-71-73

PARIS-X^e

RECHERCHONS DÉPOSITAIRES TOUTES RÉGIONS



OUI

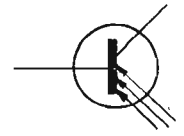


NON

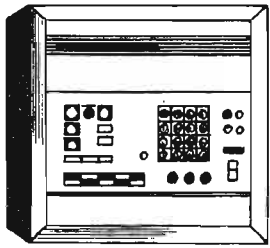


ET

1 + 1 = 10
10 + 10 = 100
1000 - 100 = 100
11 x 11 = 1001



OU



INITIATION AU CALCUL ELECTRONIQUE

LES MÉMOIRES EN SEMI-CONDUCTEURS

LA Compagnie IBM, en annonçant le troisième ordinateur de la série 370 — le modèle 145 — a causé une certaine surprise : la mémoire centrale est entièrement composée de circuits intégrés monolithiques.

Dans les mémoires conventionnelles, l'information est stockée sur des tores enroulés sur un réseau de fils conducteurs. Ces tores constituent, depuis près de 15 ans, la technologie de base des mémoires d'ordinateur. Dans la mémoire à circuits intégrés du modèle 145, l'information est stockée dans des circuits électroniques : 1 400 circuits élémentaires sont imprimés sur une microplaquette en silicium d'environ 3,2 mm², et ces éléments sont interconnectés pour former 174 circuits complets de mémoire sur

chaque microplaquette. L'utilisation de cette technologie monolithique, par sa très haute densité de circuits, permet d'offrir aux utilisateurs du modèle 145 plus de 500 000 positions de mémoire sur une surface réduite de moitié par rapport à celle d'une classique mémoire à ferrites.

LE SECOND SOUFFLE

L'annonce du premier ordinateur tout semi-conducteur a donné un second souffle à certaines firmes américaines.

Ainsi, George Cogar, président de la Cogar Corp. a affirmé que l'innovation apportée par IBM dans le domaine des ordinateurs, était aussi « significative que l'introduction des turboréacteurs en aviation ». Pour Lee Boysel,

président de Four Phase Systems, Inc. qui a également sorti, il y a quelques mois, un petit ordinateur à mémoire en semi-conducteur, « l'état solide, c'est la voie qu'il fallait suivre depuis longtemps ». Et ce qu'a dit Robert Graham, vice-président du marketing chez Intel Corp., résume bien la pensée de tous les fabricants de semi-conducteurs : « IBM vient de démontrer que les tores n'étaient pas indispensables. Et quand IBM le dit, les gens l'écoutent ! »

L'importance technologique de l'IBM 370/145 est indiscutable. Depuis que les ordinateurs existent, ceux-ci n'ont jamais été utilisés suivant toutes leurs possibilités : le calculateur central a toujours été beaucoup trop rapide pour la mémoire et bien sûr pour les périphériques. Aujourd'hui tout a changé : la mémoire est compatible avec l'unité de calcul !

Ce qui a pu quand même surprendre, c'est l'utilisation d'une technologie bipolaire dans la série 370, et non MOS. D'après certains spécialistes IBM, la voie suivie par IBM est tout à fait logique, car elle conduisait à la

machine la plus rentable, économiquement parlant. William R. Arnold, président de Semiconductor Electronic Memories, Inc., a dit, par exemple, qu'il était toujours persuadé que les mémoires MOS n'apparaîtront pas avant 1974-1975, dans les ordinateurs, c'est-à-dire lorsqu'elles seront vraiment meilleur marché.

LE LSI AMELIORE LES MINI-ORDINATEURS

Néanmoins, les mini-ordinateurs à mémoires en semi-conducteurs font maintenant leur apparition. Les derniers en date, sont certainement les Nova 1200 et 1800 et le Super Nova SC qui utilisent des LSI dans leurs mémoires. L'intérêt de ces trois machines provient du fait qu'elles utilisent des circuits intégrés standards : des mémoires dites « scratchpad » de 64 bits et des mémoires à lecture seulement de 256 bits. Et ce qui est également intéressant, c'est de savoir qu'ici la technologie utilisée est celle des MDS. La mémoire de la Supernova SC a un temps de cycle de 300 ns, elle

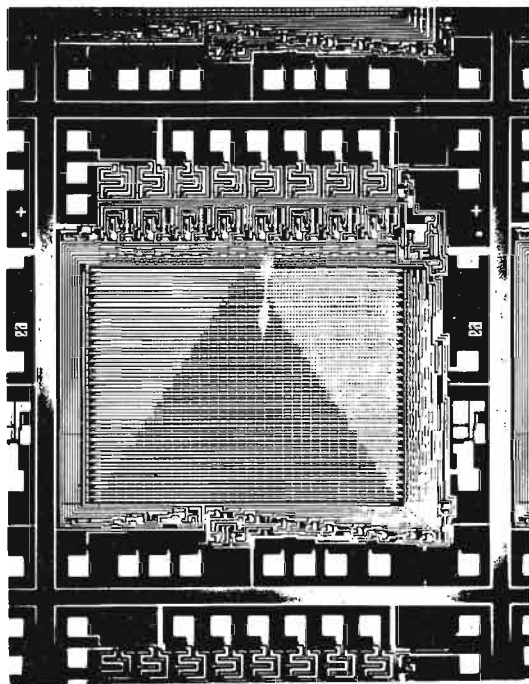


Photo 1. — Cette mémoire à lecture seulement peut stocker 4 096 bits sur une surface de 5 mm².

(Cliché Electronic Arrays, Inc.)

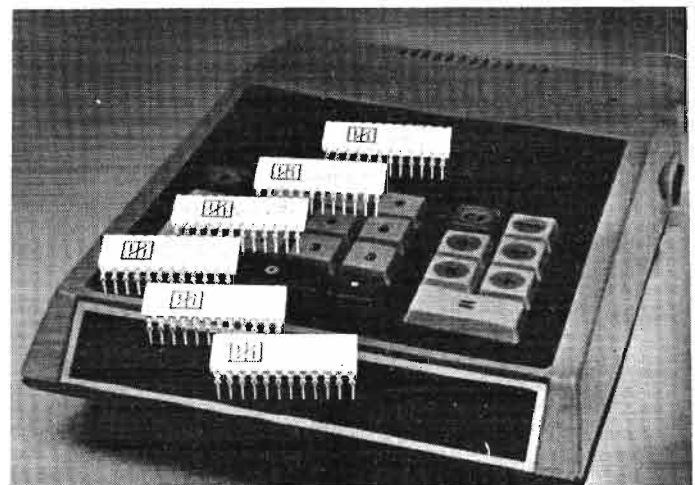


Photo 2. — Les calculatrices de bureau : un marché nouveau pour les circuits LSI.

(Cliché Electronic Arrays, Inc.)

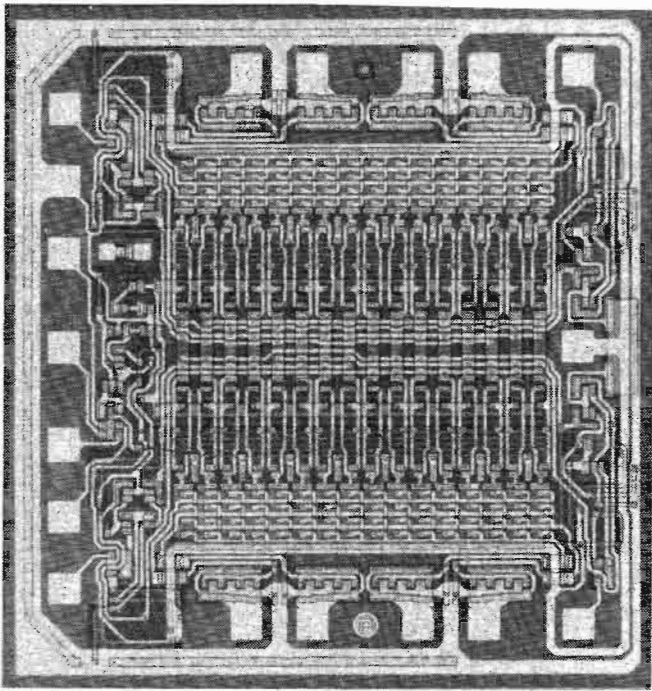


Photo 3. — La mémoire à lecture seulement XC170. L'utilisateur indique la fonction à remplir par cette mémoire ; le réseau d'interconnexions est alors réalisé par ordinateur. (Cliché Motorola)

consomme peu d'énergie — comme tout circuit MOS — et occupe un très faible volume.

De plus, les mémoires LSI sont rapides :

- la cellule de mémoire se lit sans avoir à détruire l'information qu'elle contenait (on dit que la lecture est non-destructive)

- cette lecture non-destructive permet de gagner du temps : dans les mémoires à lecture destructive, il faut récrire l'information dans la mémoire après lecture

- la puissance du signal délivré est élevée — plus élevée qu'avec les tores.

Ces divers avantages contrastent nettement avec les ennuis présentés par les tores : ceux-ci sont relativement lents et volumineux ; leur lecture détruit l'information contenue.

Le but recherché par les constructeurs de la série des Nova — outre celui d'améliorer les performances de leurs mini-ordinateurs — consistait à augmenter les possibilités de la mémoire : on diminue les dimensions, on augmente la capacité ; avec les MOS, la capacité a été multipliée par quatre, et pour la Data General Corp., le constructeur de Nova, les MOS ont permis de construire les mémoires rapides les moins chères.

Lorsque l'on incorpore une mémoire en semi-conducteur dans un ordinateur, le processeur central doit être modifié, afin qu'il puisse utiliser efficacement la mémoire. La première étape consiste à rendre le processeur entièrement parallèle. Il s'ensuit que le processeur ne

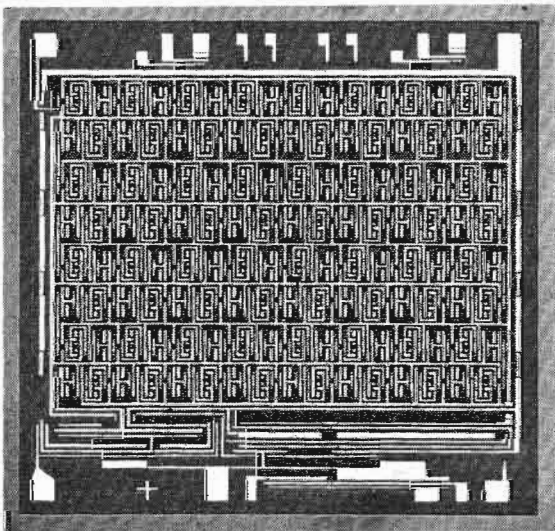


Photo 4. — Registre à décalage MOS de 64 bits. Sa vitesse de fonctionnement atteint 25 MHz.

(Cliché Ragen Semiconductor)

peut pas être microprogrammé. Un microprogramme est une série d'instructions qui définissent le cheminement d'un nombre issu de la mémoire centrale et traversant séquentiellement diverses unités fonctionnelles du processeur. Le microprogramme est souvent « écrit » dans une mémoire à lecture seulement. Chaque nombre subit donc des transformations nombreuses et jusqu'à présent on a eu affaire à des processeurs très rapides : finalement le nombre important de séquences du microprogramme était compensé par la vitesse élevée du processeur. Jusqu'à présent donc, le processeur travaillait dans le mode « série » — une séquence après l'autre. On va pouvoir le rendre parallèle.

La lecture n'est pas destructive : on a alors la possibilité de faire exécuter une instruction par le processeur et en même temps d'aller chercher l'instruction suivante dans la mémoire centrale. Avec les mémoires à tores, ce n'était pas possible puisqu'il fallait récrire l'information. C'est donc ce qui est réalisé dans la Super Nova SC : dès qu'une instruction est trouvée, elle est communiquée au processeur et en même temps, la machine commence à rechercher l'instruction suivante. Il est bien évident que l'on gagne de la sorte beaucoup de temps. Conséquence : chaque instruction est effectivement traitée en quelques centaines de nanosecondes.

DES MEMOIRES A LECTURE SEULEMENT...

Comme son nom l'indique, une mémoire à lecture seulement est un élément dans lequel la calculatrice ne peut introduire aucune donnée nouvelle. Les informations qu'elles contiennent doivent donc être écrites au stade de la fabrication, ou du moins, lors de son installation dans la machine. Les Anglo-Saxons appellent ces types de mémoires, des R.O.M. — abréviation de Read-Only Memory —.

Une variante du R.O.M. est la mémoire à lecture majoritaire — R.M.M. ou Read Mostly Memory —, dont l'utilisation comporte beaucoup plus de lectures que d'écritures. Dans les mémoires RMM, une information peut donc être effacée.

Les semi-conducteurs ont fait leur apparition dans le domaine des mémoires à lecture seulement, avec le XC 170 de Motorola. Cette mémoire de 128 bits présente, sur une seule structure monolithique, une capacité de seize mots de 8 bits. Ce circuit est réalisé sur une pastille de silicium contenant 8 amplificateurs inverseurs en logique TTL, donnant accès aux portes de sélection de 16 mots à partir de quatre entrées d'adresse. Ces portes assurent la sélection de l'un des 16 mots du réseau de la mémoire.

Afin de permettre la réalisation de circuits « sur mesure », Motorola a mis au point une méthode auto-

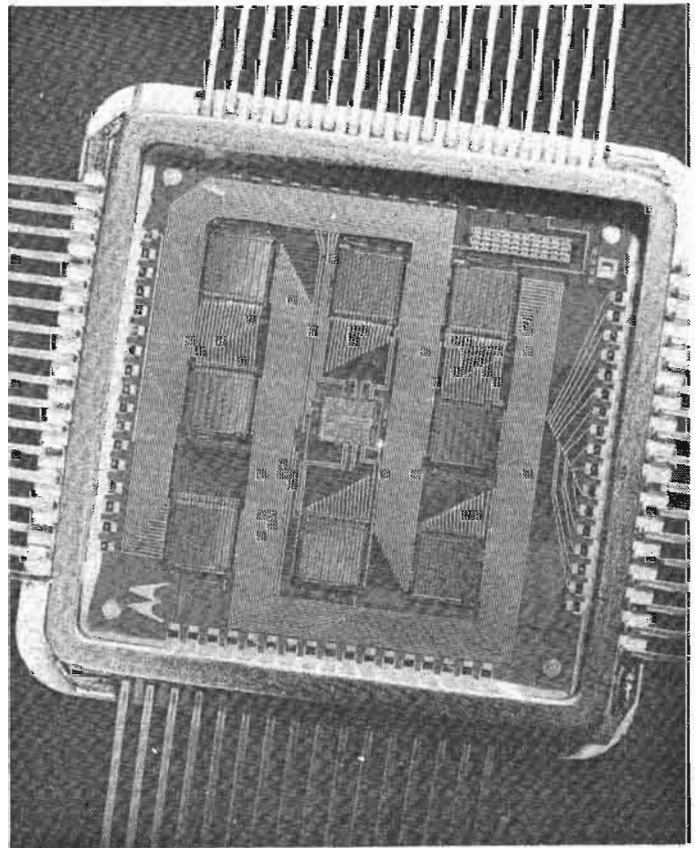


Photo 5. — Un « package » de la mémoire à beam-leads est constitué de huit unités MOS de stockage, entourant une « puce » bipolaire. L'ensemble contient 2048 bits de mémoire ; on assemble quatre tels « packages » pour constituer la mémoire de 8 192 bits.

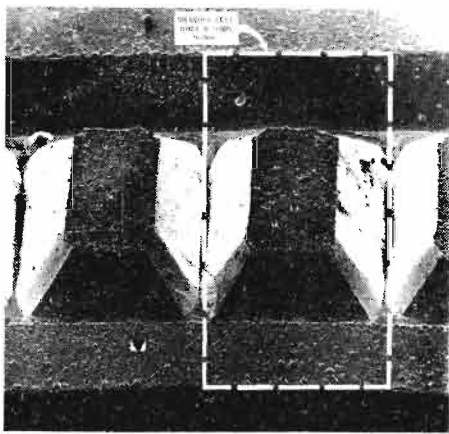


Photo 6. — Cette cellule de mémoire à diode Schottky, vue au microscope électronique, ne mesure que 25×125 microns...

matique de production des marques de fabrication des circuits intégrés. Les données à mémoriser sont portées sur une carte perforée à 80 colonnes portant le nom et la référence du client. La carte fournit les éléments d'entrée d'un programme d'ordinateur qui délivre à son tour les données destinées à une table à tracer automatique.

A noter également une facilité supplémentaire offerte à la clientèle, possibilité adoptée maintenant par d'autres fabricants de mémoires en semi-conducteur : les utilisateurs peuvent se procurer des circuits de mémoire ne contenant que des « 1 » logique. Avec un microscope et une pointe à diamant ou une aiguille, l'utilisateur peut gratter les connexions métalliques et introduire des « 0 » aux endroits désirés. Le client réalise donc lui-même un prototype et après avoir déterminé la configuration lui convenant le mieux, il peut reporter cette configuration sur une carte perforée pour qu'elle soit traitée, par la suite, sur machine.

Ces types de circuits intégrés ont déjà un nom : ce sont les SCROM — Scratchable Read-Only Memory, ou mémoires grattables.

... AUX MEMOIRES « BLOC-NOTES »

Une mémoire « bloc-notes » — les Américains disent « Scratch-pad » — est une mémoire très rapide servant au stockage temporaire d'une petite quantité d'informations ; résultats de calculs intermédiaires, données sur le point d'être utilisées, etc. Sa vitesse doit être comparable à celle d'une unité logique : entre 5 et 100 nanosecondes.

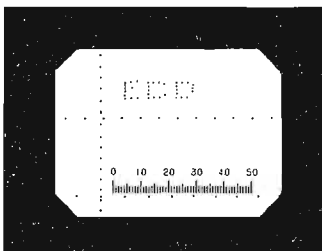
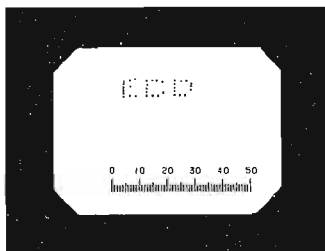


Photo 6 a. — ... Elle constituera l'élément de base des mémoires à semi-conducteur de demain



EN SOMME... LA PROLIFERATION !

« Prolifération », c'est donc le terme qui désigne le mieux l'état actuel des mémoires en semi-conducteur. Chaque fabricant de circuits intégrés veut entrer dans la course ; chacun annonce constamment de nouvelles mémoires à circuits intégrés. Et, comme si la situation avait besoin d'être compliquée, les ingénieurs de grosses compagnies — Texas

d'ordinateur. IBM vient de lancer le mouvement.

● Dans les petits ordinateurs — ceux qui ne requièrent pas plus de 10 000 bits de mémoire, les mémoires en semi-conducteur ont déjà commencé à remplacer les tores de ferrite.

● Les circuits bipolaires vont être employés lorsque l'on aura besoin de temps d'accès très rapides — moins de 100 nanosecondes. Les MOS sont destinés aux applications ne nécessitant pas

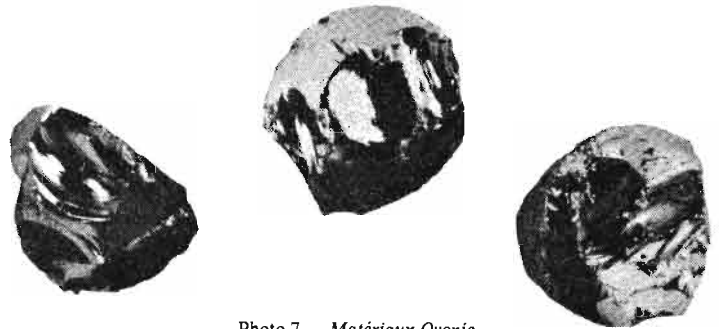


Photo 7. — Matériaux Ovonic (Cliché Energy Conversion Devices - Troy, Mich.)

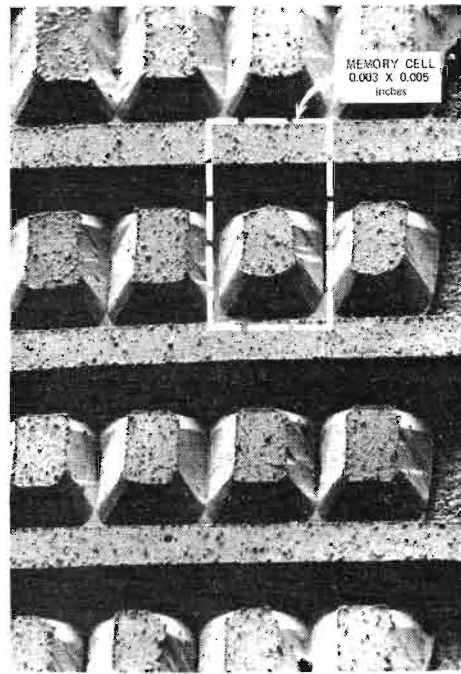
Instruments, Motorola, Fairchild — créent leur propre société, et produisent leurs propres mémoires en semi-conducteurs ! On compte ainsi non moins de 18 compagnies qui envisagent ou qui ont commencé à vendre des mémoires en semi-conducteurs. Et chacune de ces firmes proclame disposer de la plus grande, de la moins chère, et de la plus rapide mémoire en semi-conducteurs !

Quand et où va-t-on utiliser ces mémoires ?

● Dans les mémoires de masse

de temps d'accès supérieurs à 300 nanosecondes.

Gordon Hoffman, l'un des responsables de la firme Mostek estime que, dans les années à venir, les mémoires en semi-conducteur vont proliférer à l'intérieur même de l'ordinateur : on trouvera dans les terminaux par exemple, des petits modules de mémoire de 1 000 bits, dont le prix, en quantité, ne dépasse pas 100 dollars pièce — soit 5 à 6 fois moins qu'une mémoire à tores de même capacité.



MEMORY CELLS FOR A COMPUTER. This memory cell, measuring only 0.003 x 0.005 inches, is a new type of circuit...
Photo No. 10-1-10 1010

Photo 7 a. — Une mémoire de masse Ovonic est lue par un faisceau laser et les informations sont affichées sous forme de séries de points lumineux sur un écran.

RENDEMENTS ACCRUS GRACE AUX BEAM-LEADS

Rien n'est parfait et tout est susceptible d'être amélioré... même le réseau d'interconnexions des circuits intégrés. C'est ce qu'ont prouvé deux ingénieurs de Motorola, John Marley et George Trolsen qui ont mis au point, dans leur laboratoire de Phoenix, dans l'Arizona, une nouvelle méthode, dite « beam-lead laminate ». En quelque sorte, toutes les connexions d'une plaquette support de circuits intégrés font un tout (Fig. 1). La méthode offre de nombreux avantages sur les procédés classiques de câblage : mise en place plus rapide, plus aisée, meilleur marché des composants, et surtout amélioration de la fiabilité et du rendement des modules semi-conducteurs ainsi fabriqués.

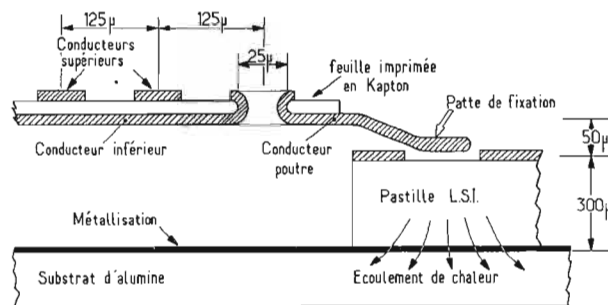


Fig. 1. — Le conducteur poutre fait partie des conducteurs de la plaque imprimée et il est réalisé en même temps que les autres conducteurs. On le soude au circuit L.S.I. au moment de la fabrication du circuit électronique.

La couche métallisée sur le substrat permet d'alimenter la pastille L.S.I. tandis que la chaleur dissipée est évacuée dans le substrat d'alumine.

Motorola a prouvé les bienfaits de son invention, en fabriquant un module de mémoire en semi-conducteur MOS, pouvant stocker un peu plus de 8 000 bits d'informations.

La technologie « Beam-lead » — littéralement conducteur-poutre — a été mise au point aux Bell Telephone Laboratories. Il s'agissait pratiquement de fournir des éléments actifs — des transistors essentiellement — aux circuits réalisés en couche mince. Il y avait un premier inconvénient dans la technique originale : la chaleur était évacuée par les contacts ; maintenant elle traverse le substrat ; d'autre part, le prix de revient de la fabrication du conducteur-poutre était élevé. Ce qui n'est pas le cas dans le procédé « beam-lead laminate », car les conducteurs sont tous réalisés en même temps, tandis que l'élément de mémoire est fabriqué sans beam-lead : les conducteurs-poutres sont soudés aux circuits L.S.I. au dernier moment. D'autre part, chaque conducteur-poutre peut être examiné séparément — dans un contrôle de qualité ; on assure ainsi une meilleure fiabilité au circuit. Enfin, si un

circuit tombe en panne, on le dessoude et on fait un simple échange standard.

La structure d'une plaquette de connexions est constituée de fines feuilles diélectriques en polymère — du kapton — de 25 microns d'épaisseur sur lesquelles sont déposés des conducteurs de 75 microns de large et espacés les uns des autres de 125 microns (Fig. 1). Le conducteur-poutre est « ancré » dans la feuille de kapton.

LES DIODES SCHOTTKY ENTRENT EN SCÈNE...

Les diodes Schottky ne stockent pas de charge électrique : elles ouvrent des perspectives nouvelles dans le monde des circuits intégrés et en particulier des mémoires en semi-conducteur. Elles rendent plus aisée en outre la fabrication de

est mise en série avec une jonction *p-n* (par exemple avec la jonction base-collecteur d'un transistor *n-p-n*). On a alors ce que Sigurd Waben, des Bell Telephone Laboratories, a appelé une cellule de mémoire à transfert de charge. C'est la diode *p-n* qui conserve l'information sous forme de charges électriques représentant soit un « 1 », soit un « 0 » logiques. Au moment de la lecture, cette charge est transférée à l'autre diode.

D'après Sigurd Waben, le temps de lecture d'une mémoire pourrait être de 50 nanosecondes et on pourrait stocker près de 20 000 bits d'information par centimètre carré de mémoire.

... AINSI QUE LES SEMI- CONDUCTEURS AMORPHES

L'innovation se trouve dans les connexions, dans les composants, mais aussi dans les matériaux. C'est ce qui vient d'être démontré aux U.S.A. par la réalisation de la première mémoire « Read-Mostly Memory » — à lecture essentiellement — en semi-conducteur amorphe.

Qu'est-ce qu'un semi-conducteur amorphe ? Du verre tout simplement, ou plutôt, une famille de verres aux propriétés bien spéciales. Des propriétés qui devraient permettre de réaliser un jour des densités de stockage, dans des mémoires amorphes, de l'ordre d'un million de bits par centimètre carré. On peut alors concevoir des mémoires optiques en semi-conducteur amorphe, transparent à la lumière rouge à l'état « conducteur » et opaque à l'état « non conducteur », capables de stocker jusqu'à 10^{12} — un billion, soit un million de million — de bits d'informations. D'ailleurs ce n'est pas tout : les semi-conducteurs amorphes se prêtent à bien d'autres applications : affichage électroluminescent, commande de processus, etc.

Toutes ces possibilités ne pourront être vraiment exploitées à fond tant que l'on n'aura pas compris exactement comment fonctionne le semi-conducteur amorphe. Néanmoins les recherches vont bon train et la théorie la plus connue est celle qui est à l'étude chez Energy Conversion Devices Inc., entreprise fondée par S.R. Ovshinsky pour le développement des dispositifs à semi-conducteurs amorphes, connue maintenant sous le nom d'Ovonic (Fig. 2).

La théorie d'Ovshinsky et de ses collaborateurs, Cohen et Fritzsche a permis de construire un modèle, dit CFO (ce sont les initiales des trois chercheurs), qui caractérise la structure de bandes d'énergie et les propriétés électriques observées dans de nombreux verres chalcogènes — les verres amorphes les plus courants. Tout récemment, deux autres modèles, dits HFO

et FO ont été construits pour expliquer le phénomène de commutation dans des semi-conducteurs amorphes. Et bien que ces modèles ne soient pas encore parfaits, ils expliquent de façon satisfaisante le comportement des semi-conducteurs amorphes.

Ce comportement est mieux compris lorsque l'on considère les différences entre les solides amorphes et les solides cristallins. Un cristal est un assemblage périodique d'atomes. Tout le cristal est ordonné de sorte que les « environnements » de deux atomes quelconques sont quasiment identiques. Dans un solide amorphe au contraire, deux atomes qui ne sont pas voisins, ont des « environnements » différents. On dit que les solides amorphes ont un ordre à courte distance, tandis que les solides cristallins ont un ordre à longue distance.

D'autre part, l'état amorphe d'une composition chimique donnée possède, en général, une énergie supérieure à celle de son état cristallin ; en d'autres termes cela signifie que les solides amorphes sont métastables. Les solides amorphes cristallisent si on les chauffe au-dessus d'une température critique, puis si on les refroidit lentement. Par contre, si on les refroidit rapidement (par une trempe), on évite la cristallisation.

Cette caractéristique métastable pose un problème : ne peut-il y avoir davantage de structures métastables d'une même composition chimique ? Par exemple, le germanium, s'il est déposé sur un substrat froid directement à partir de l'état gazeux, conduit-il à un unique solide métastable désordonné ? S'il y a plusieurs structures métastables possibles, l'ingénieur aura alors à sa disposition une foule de nouveaux matériaux ayant chacun des propriétés spécifiques intéressantes.

Pour classer de tels solides amorphes, le critère choisi est le type de liaison entre atomes : la liaison covalente ou la liaison ionique ; dans les matériaux à liaisons ioniques, on distingue les corps purs et les systèmes mélangés ; finalement, trois classes de matériaux amorphes peuvent être déterminées : les semi-conducteurs élémentaires (germanium, silicium,

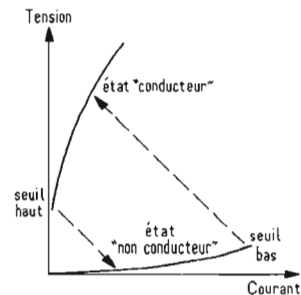


Fig. 2. — Caractéristique d'un Ovonic.

tellure, bore), les semi-conducteurs amorphes covalents (Ge, Te, As₂Se₃, les verres chalcogènes...) et les semi-conducteurs amorphes ioniques (V₂O₅, Al₂O₃, et les verres d'oxydes de métaux de transition).

une des autres par des diodes-jonction p-n en silicium.

Ces cellules amorphes sont des ovonics ; elles consistent en un film, d'un micron d'épaisseur, placé entre deux électrodes. Quand la

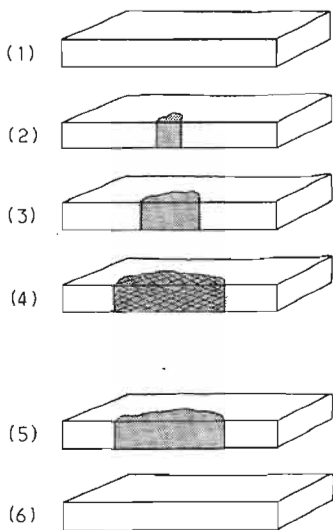


Fig. 3. — Comment bascule un Ovonic. **Passage à l'état « conducteur ».**

(1) Etat initial : le matériau amorphe a une résistance élevée.

(2) On applique une tension : la conduction débute dans un fin canal. Le matériau est toujours amorphe.

(3) La dissipation d'énergie étend la zone de conduction. Le matériau est encore amorphe.

(4) Le matériau cesse brusquement d'être amorphe : un état ordonné des atomes apparaît dans le canal. Le matériau possède alors une résistance faible — comme les cristaux.

Passage à l'état « non conducteur »

(5) Une impulsion renvoie le matériau à l'état amorphe.

(6) Cet état amorphe persiste après la disparition de l'impulsion.

ET VOICI LA MEMOIRE AMORPHE !

Les ingénieurs de Energy Conversion Devices Inc. ont donc fabriqué la première mémoire en semi-conducteur amorphe. C'est une mémoire à lecture essentiellement : elle peut être programmée, lue, reprogrammée ; et une fois programmée, elle conserve les informations écrites jusqu'à ce que celles-ci soient intentionnellement modifiées. Cette mémoire est dite « Read-Mostly Memory » - R.M.M.

La microprogrammation va certainement apparaître comme étant l'application principale des R.M.M. Son intérêt est évident : le programmeur va pouvoir modifier, à volonté, une séquence de calcul dans un temps très bref. Les domaines d'utilisation se situent alors :

- au niveau des ordinateurs embarqués,
- au niveau des systèmes de contrôle des processus,
- et partout, dans l'industrie, où l'on aura à charger occasionnellement des données (au stade de la recherche et du développement, par exemple).

Pratiquement, la nouvelle mémoire amorphe se compose de 256 cellules amorphes séparées les

tension appliquée sur les électrodes dépasse un certain seuil, l'intensité du courant est multipliée par mille, tandis que la tension à travers le film s'est écroulée à environ un volt. Le film est devenu « conducteur ». Au-dessous d'une certaine valeur de la tension appliquée, le film bascule dans l'état « non-conducteur ».

Que s'est-il passé ? La tension devenait trop grande, il y a eu un claquage dans le verre... un claquage non destructeur. Dès qu'une toute petite région du film amorphe devient plus chaude, à cause du passage d'un courant, sa conductivité augmente, un courant plus important la traverse ce qui tend encore à élever la température locale. Cette montée de température remet de l'ordre dans les atomes : le film cesse d'être amorphe et devient brusquement conducteur.

Le passage d'un état à l'autre s'effectue en moins d'un dixième de nanoseconde, mais il ne se produit qu'après un retard de l'ordre de 10 nanosecondes.

Voilà donc l'une des mémoires en semiconducteur qui doivent sortir des laboratoires, dans la décennie. Il y en a d'autres, comme nous le verrons le mois prochain !

Marc Ferretti.

Seul à Paris !

Acoustic Club

CHAÎNES TRÈS HAUTE FIDÉLITÉ
TOUTES LES MEILLEURES MARQUES

38, RUE DU TAGE — PARIS-13^e

Métro : MAISON BLANCHE



EN PLUS DES AUTRES...

...des conseils acoustiques par des acousticiens.
Votre chaîne sera adaptée à votre lieu d'écoute.



AU PRIX DES AUTRES !...

Très haute fidélité ne veut pas dire prix inconsiderés.

EXPERTISE DE VOTRE LIEU D'ÉCOUTE
SUR DEMANDE

BON A DÉCOUPER

Je désire, acquérir une CHAÎNE TRÈS HAUTE FIDÉLITÉ et, avant toute décision, souhaite la visite d'un ACOUSTICIEN.

● Mes goûts musicaux (Variétés - Jazz - Classique) (1)

● Je peux vous recevoir de à heures.

NOM

PROFESSION

ADRESSE

TÉLÉPHONE

(1) Rayez les mentions inutiles.

RÉALISATION PRATIQUE D'UN AMPLIFICATEUR 10 W EN CLASSE A

BIEN que la solution de l'amplificateur fonctionnant en classe B soit presque toujours adoptée dans les appareils actuels, il ne faut cependant pas oublier qu'il existe un autre montage dit en classe A qui peut délivrer une puissance de l'ordre de 15 W dans d'excellentes conditions, voire supérieure au montage classe B (fonctionnant en amplificateur push-pull série).

Si l'on n'est pas habitué à ce type de montage, on est surpris par les différences existant entre les divers paramètres de ces deux amplificateurs.

Le technicien-radio a en tête que le courant de repos d'un amplificateur classe B se situe autour de 20 mA, un courant plus faible risquant de provoquer de la distorsion de raccordement et une valeur plus élevée une baisse de rendement avec un échauffement exagéré des transistors de puissance.

Dans le cas présent du montage en classe A, ce courant de repos se situe entre 1 A et 2 A pour une puissance de sortie de 10 W, courant qui varie suivant la tension d'alimentation. Il va de soi que d'importants radiateurs thermiques sont nécessaires et c'est sans doute ce qui a conduit les constructeurs d'amplificateurs à se limiter au montage classe B.

Le gros avantage du montage classe A sur son homologue le classe B se situe au niveau de la distorsion. En effet, avec un tel montage, le taux de distorsion diminue avec la puissance dissipée (plus la puissance est faible, plus la distorsion est minime); ceci est intéressant pour bon nombre d'utilisateurs qui ne peuvent se permettre une écoute à niveau élevé. On sait qu'un amplificateur en classe B présentant une distorsion de 0,1 % à puissance moyenne (de l'ordre 10 W) voit son taux augmenter jusqu'à 0,5 % à 1 W et 1 % à 15 mW.

Pour le montage classe A, cette distorsion se situe vers 0,06 % à toute puissance dans une bande de fréquences de 50 Hz à 20 kHz (bande de fréquences audible par l'oreille humaine!).

Moyennant quelques composants de bonne qualité, entre autre :

- Transistors de puissance appariés et ayant un gain en courant le plus élevé possible,
- Résistances à couche de tolérance 5 %.

On obtient des résultats étonnants, supérieurs au montage classe B.

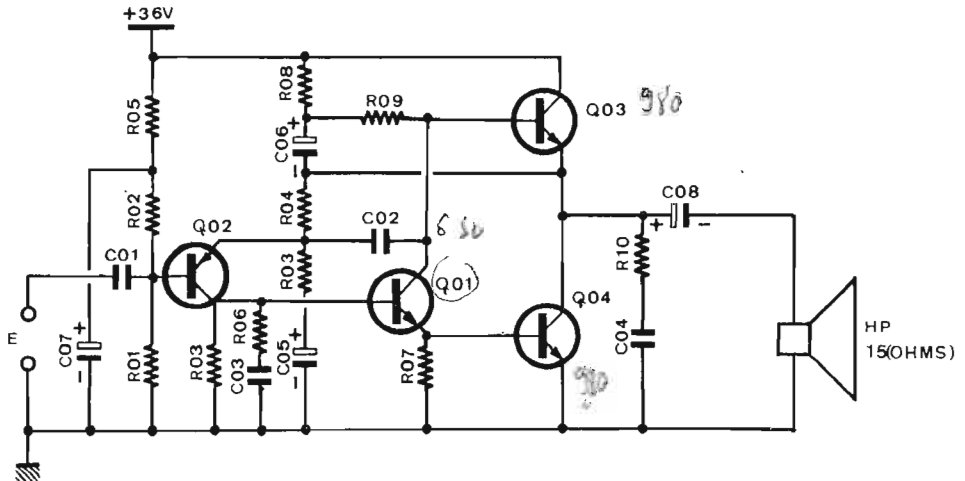


Fig. 1

SCHEMA DE PRINCIPE

REALISATION DU CIRCUIT IMPRIME

Une précaution à prendre lors de l'étude de l'implantation est d'éloigner les connexions d'entrée et de sortie. Les signaux étant en concordance de phase, il y a risque d'accrochage à très haute fréquence.

La figure 2 montre l'implantation d'un tel circuit à l'échelle 1, ceci permettant à l'intéressé de reproduire aisément un prototype.

On remarque tout de suite qu'il s'agit d'un circuit double face, le

côté éléments servant de plan de masse et présentant ainsi un blindage efficace contre d'éventuels accrochages. De ce fait, tout composant relié à la masse est soudé directement côté éléments.

La réalisation d'un tel circuit est simple, il suffit de placer une plaquette en verre époxy ou en bakélite sous l'implantation (Fig. 2) en intercalant une feuille de carbone. Avec une pointe, indiquer toutes les pastilles. Ensuite à l'aide d'un stylo, suivre toutes les liaisons inter-pastilles, le carbone dessinera le circuit proposé.

Deuxième opération : elle consiste à percer tous les pointages précédemment indiqués avec un foret de $\varnothing 6/10$ mm.

A chaque trou, coller une pastille adhésive de $\varnothing 3$ mm. Relier toutes ces pastilles avec de la bande de 1,5 mm de largeur en suivant les liaisons décalquées au carbone. La préparation de la première face est terminée.

Pour la seconde face, en se reportant à la figure 3, coller des pastilles aux endroits indiqués (pas à tous les perçages!). Avec de l'encre pour circuit imprimé re-

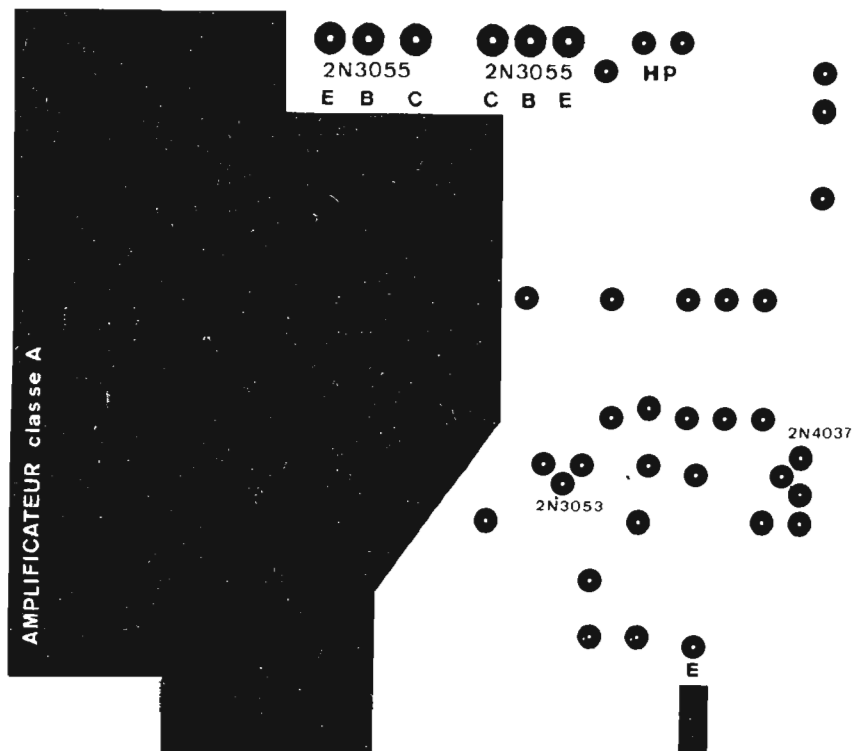
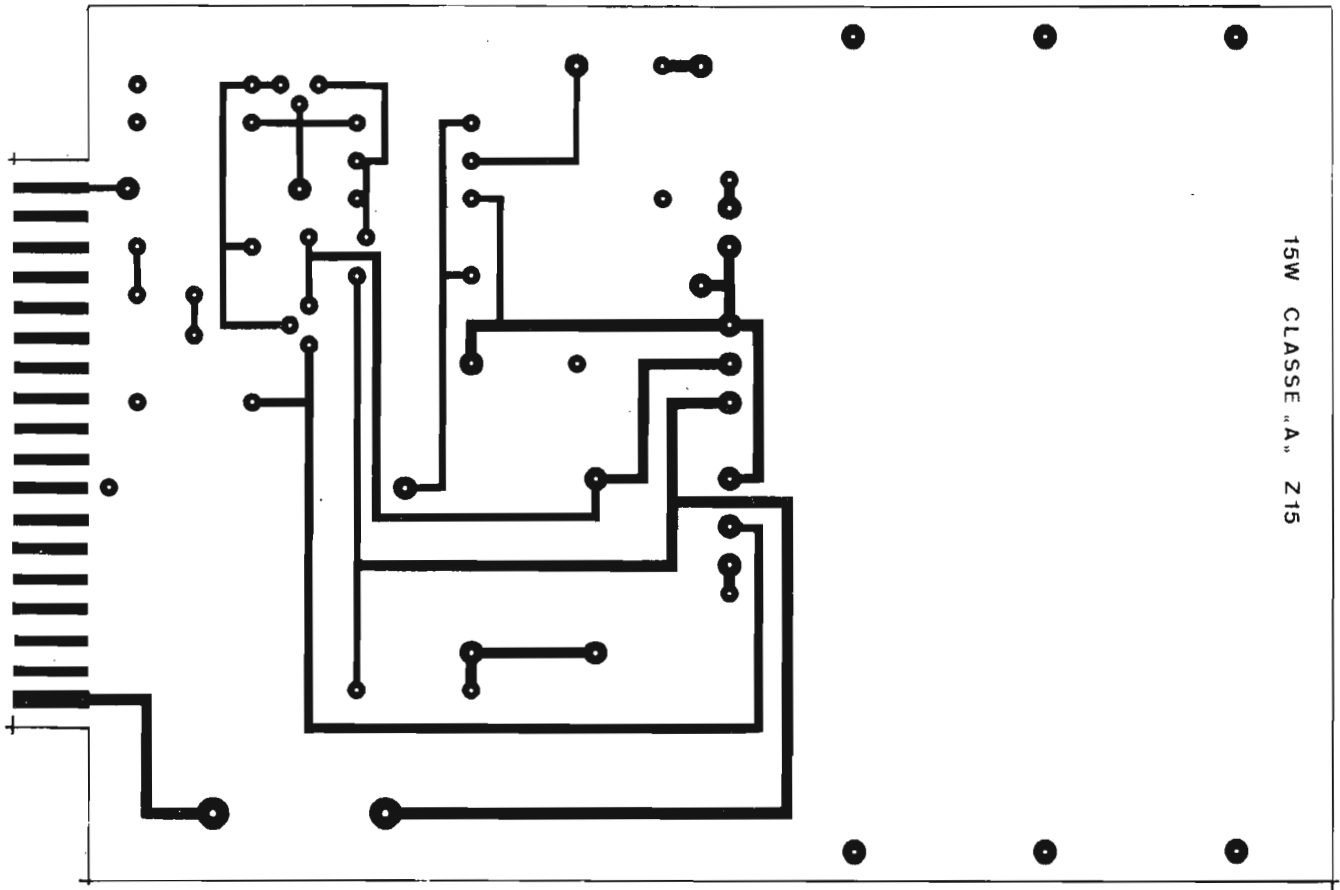


Fig. 2

FIGURE/02



15W CLASSE "A" Z15

Fig. 3

FIGURE/04

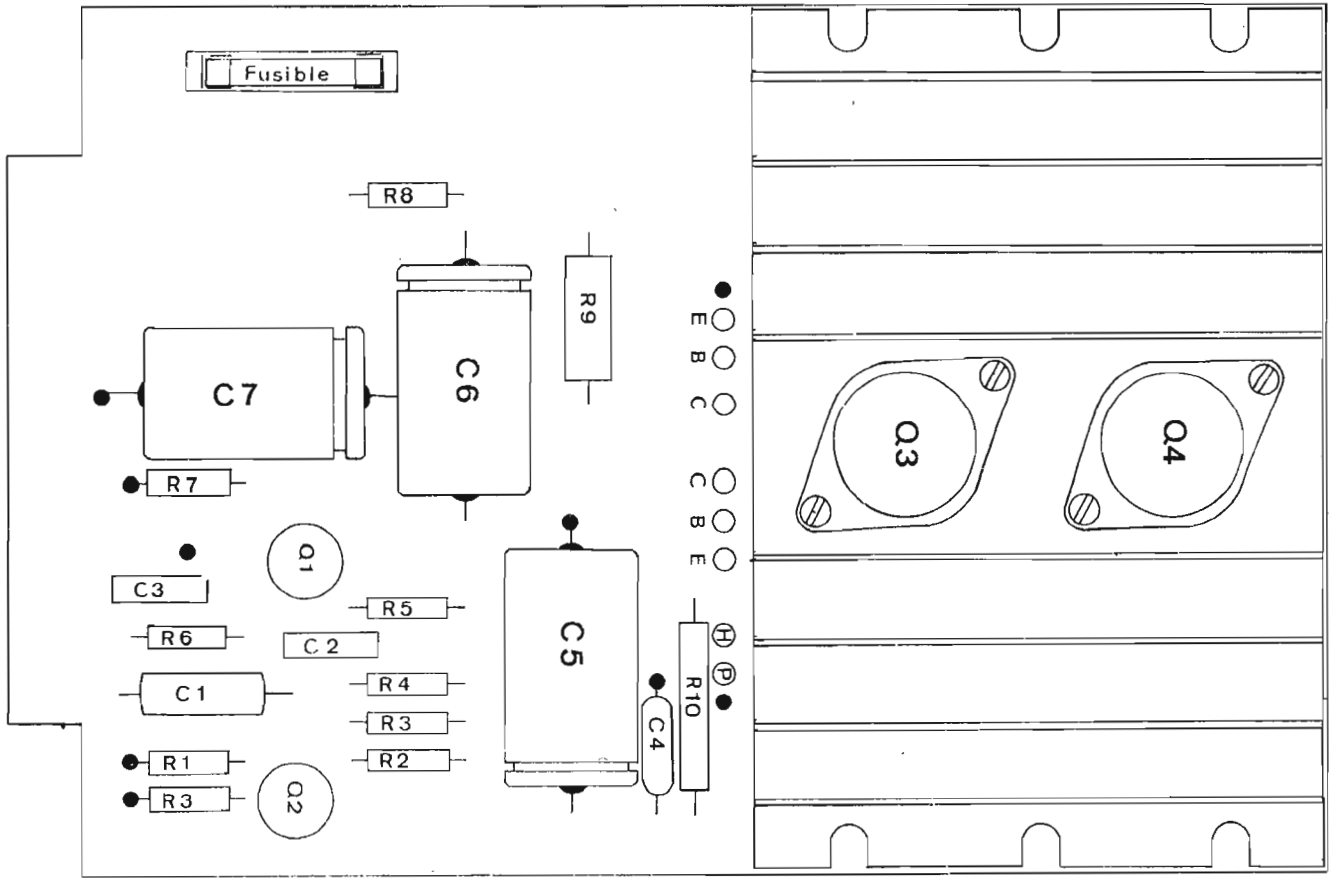


Fig. 4

couvrir toute la surface représentée en clair figure 3. L'encre séchée, enlever toutes les pastilles : des cercles cuivrés réapparaissent. La préparation de la seconde face est terminée.

Placer le circuit dans un bain de perchlorure quelques minutes. La réaction chimique terminée, laver la plaquette à grande eau pour éliminer toute trace d'acide. Avec un dissolvant, genre White Spirit, dissoudre l'encre. Enlever bandes et pastilles, le circuit est alors prêt à l'emploi. Il ne reste plus qu'à repercer quelques trous suivant les composants utilisés (résistances et condensateurs).

CABLAGE DU CIRCUIT IMPRIME

La figure 4 indique l'emplacement des divers composants. Chaque élément est repéré par son symbole électrique, la nomenclature permet de connaître la valeur de chacun d'eux.

On remarquera l'importance du radiateur des transistors de puissance. Les points noirs indiquent les éléments à souder côté « plan de masse ». Certains composants étant à sorties radiales, la mise à la masse est indirecte et se fait par traversée de la plaquette par un fil étamé de 5/10 soudé des deux côtés.

Le câblage terminé, une petite vérification s'impose (valeurs correctes des éléments, sens des chimiques).

Le branchement des transistors de puissance se fera à l'aide de fils de couleur comme suit :

Collecteur : fil rouge (C)
Emetteur : fil blanc (E)
Base : fil bleu (B)

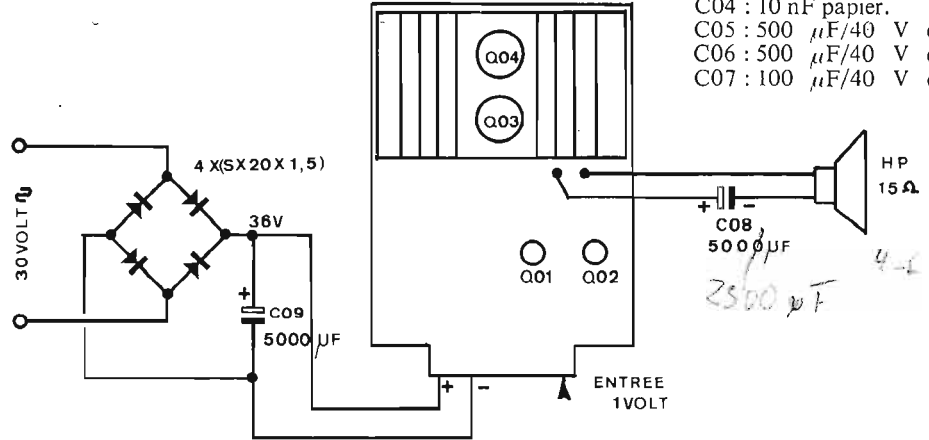
Le circuit est alors prêt à fonctionner, relier les fils d'alimentation et du haut-parleur comme indiqué figure 5.

Bande passante : 10 Hz à 1 MHz.
Distorsion harmonique : 0,06 % de 50 Hz à 20 kHz (0,12 % à 10 Hz).

R06 : 100 Ω.
R07 : 2,2 kΩ.
R08 : 150 Ω.
R09 : 1,2 kΩ 1 W.
R10 : 10 Ω.

NOMENCLATURE DES ELEMENTS

Transistors :
Q01 - 2N697 ou 2N3053 RCA.



Condensateurs :
C01 : 0,47 µF papier.
C02 : 1 nF papier.
C03 : 1 nF papier.
C04 : 10 nF papier.
C05 : 500 µF/40 V chimique.
C06 : 500 µF/40 V chimique.
C07 : 100 µF/40 V chimique.

Pour l'alimentation, un pont redresseur suivi d'une bonne capacité de filtrage feront l'affaire, le courant demandé à l'alimentation étant important, une stabilisation serait de ce fait complexe et coûteuse.

Q02 - 2N3906 ou 2N4037 RCA.
Q03-Q04 - 2N3055 appariés RCA.

C08 : 500 µF/50 V chimique.
Après les essais d'un tel circuit il a effectivement été constaté que la reproduction musicale avait une clarté, une netteté qui n'existe pas avec l'emploi d'un amplificateur en classe B.

PERFORMANCES DU CIRCUIT

Puissance de sortie : 10 W eff.
Sensibilité d'entrée : 1 V.

Résistance à couche ± 5 % 1/2 W :

R01-R02 : 100 kΩ.
R03 : 8,2 kΩ.
R04 : 2,7 kΩ.
R05 : 39 kΩ.

(D'après WIRELESS WORLD.)
Adaptation pratique :
B. DUVAL.

LE MONITEUR professionnel DE L'ÉLECTRICITÉ ET DE L'ÉLECTRONIQUE

sélectionne chaque mois LES ANNONCES DES MARCHÉS PUBLICS ET PRIVÉS comportant un lot « électricité »

Les appels d'offres permettent aux professionnels, constructeurs, grossistes, installateurs, de se procurer d'intéressants débouchés.

Sommaire du numéro de décembre :

- Barème des prix moyens des travaux d'installations électriques courantes.
- Les minuteurs-monnayeurs et leurs applications.
- Colloque C.F.E. sur le chauffage et le conditionnement par l'électricité : la « sensibilisation » technique des professionnels semble totalement acquise.
- Coup d'œil sur les techniques étrangères.
- Nouveaux produits.
- L'électricité : une marchandise.

ABONNEMENT ANNUEL (11 numéros) : 50 F - Prix du numéro : 5 F

ADMINISTRATION-RÉDACTION : S.O.P.P.E.P.

2 à 12, rue de Bellevue, PARIS (19^e) - Téléph. : 202.58-30

Je joins 5 F par mandat, par chèque ou timbres.

LE MONITEUR (J.P.R. S.A.P.), 43, rue de Dunkerque, PARIS (10^e)

NOM : Société :

Adresse :

HP 91

ORGUE ÉLECTRONIQUE ARMEL Système KITORGAN

Montez vous-même un orgue de grande qualité, progressivement au moyen de nos ensembles. Toutes nos réalisations sont complémentaires et peuvent s'ajouter à tout moment. Haute qualité sonore due aux procédés brevetés ARMEL



NOUVEAUTÉ SENSATIONNELLE

Générateur à CIRCUITS INTÉGRÉS ARMEL MOST 7 d 1

GCI - Ensemble générateur complet : 12 plaquettes de 7 notes (total 84 notes) avec circuits intégrés - Montage ultra rapide L'ensemble : 840 F
G12 - Ensemble générateur pour 7 notes : 1 plaquette oscillateur + 7 diviseurs avec circuit intégré MOST 7 d 1 L'ensemble : 79 F
MOST 7 d 1 - Circuit intégré (décrit dans le H.P. de janvier) à 7 étages - bascules diviseurs de fréquence La pièce : 49 F. Le jeu de 12 pièces : 520 F
(Quantité plus importante, nous consulter)

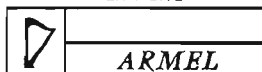
GT - Ensemble générateur complet (à composants classiques) 12 plaquettes de 7 notes (total 84 notes) - Ensembles sacrifiés - Quantité limitée - Prix incroyable : 690 F
CT - Ensemble clavier, contacts, circuits de liaison, à 12 préamplis, 5 octaves complètes pour 6 rangs : 16', 8', 4', 2' 2/3, 2', 1' 3/5 L'ensemble : 1 150 F
A1 - Alimentation régulée, avec transfo L'ensemble : 80 F
KT01 - Circuit de timbres 12 jeux, avec interrupteur L'ensemble : 120 F

Le MATÉRIEL COMPLET pour 1 clavier 5 octaves, 12 jeux dans les 6 rangs : 16', 8', 4', 2' 2/3, 2', 1' 3/5 - (GT + CT + A1 + KT01) Prix spécial franco : 1 990 F

T02 - Circuit de vibrato L'ensemble : 60 F
T02 - Circuit de percussion L'ensemble : 120 F
T04 - Préampli - Mélangeur bicanal à double expression et circuit de silence L'ensemble : 140 F
T05 - Réverbération à haute fidélité - Avec unité Hamond 4 F L'ensemble : 230 F
BF1 - Ampli de puissance 30 W complet avec alimentation régulée 50 V, 3 A et transformateur - Montage ultra rapide par modules câblés et réglés 450 F
BF2 - Complément pour transformer l'ampli en 2 x 30 W 180 F
E1 - Ebénisterie de grande console classique - A assembler L'ensemble : 900 F
E2 - Banquette de grande console classique L'ensemble : 190 F
P3 - Grand pédalier 32 notes aux normes françaises - Le pédalier 1 100 F
P4 - Pièces mécaniques, et circuit de liaison du pédalier, 5 préamplis L'ensemble : 600 F
P5 - Accessoires : récit - Grand orgue, pédalier-récit, pédalier G.O. L'ensemble : 580 F

CRÉDIT FACILE 3, 6, 9 et 12 mois - DEMANDER NOTRE NOTICE SPÉCIALE

BON POUR UNE DOCUMENTATION NOM
GRATUITE



PROFESSION

ADRESSE

S.A. ARMEL - 56, rue de Paris - 95-HERBLAY - Tél. 978-19-78

HP-J-71

NOUVEAU CIRCUIT INTÉGRÉ

ARMEL MOST 7d1 POUR ORGUE ÉLECTRONIQUE

Le nouveau circuit intégré Armel Most 7d1 a été spécialement étudié pour son utilisation dans les orgues électroniques.

Bien que d'un prix très réduit, il remplace à lui seul 7 étages diviseurs de fréquence : il comporte en effet 7 bascules à transistors Mos groupées sur un même substrat, à l'intérieur d'un boîtier plastique miniature du type « Dual in Line » à 14 connexions.

Ces bascules sont groupées dans la configuration 3+2+1+1 qui permet leur utilisation de façon extrêmement variée : rien n'oblige en effet à monter les 7 diviseurs en cascade derrière le même oscillateur pilote. On peut utiliser les bascules indépendamment dans la limite de leurs liaisons (voir Fig. 2).

L'une d'entre elles est équipée du circuit intégré Most 7d1, qui remplace ici 14 transistors, et 56 résistances et condensateurs. Cette photo illustre la simplicité du montage procurée par ce nouvel élément.

Par ailleurs, sur le plan des performances, le procédé M.O.S. a permis de multiplier les transistors inclus dans chaque bascule, qui délivre de ce fait une puissance de sortie plus importante, avec une fiabilité totale.

CARACTERISTIQUES DU CIRCUIT INTÉGRÉ ARMEL MOST 7d1

Ce dispositif fait appel à la plus récente technologie M.O.S. (Metal Oxyd Silicon), qui permet l'inté-

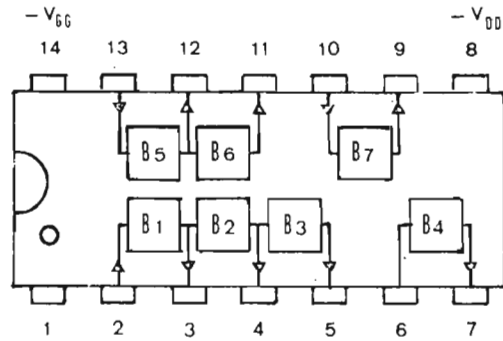


Fig. 2. - Disposition du circuit Armel Most 7d1.

Remarque : Les conditions d'emploi de ce circuit sont très souples. On peut ainsi l'utiliser avec des tensions de drain et de gate égales, jusqu'à - 30 V, et son fonctionnement reste correct avec une tension plus faible jusque vers - 8 V.

La consommation de courant dépend essentiellement de la charge de chaque bascule (RL). Pour RL = 100 kΩ, la consommation est de l'ordre de 1 mA.

Mettre en place le circuit en évitant de tordre les connexions, et le souder rapidement, avec un fer à basse tension d'alimentation (6 ou 12 V), après s'être assuré que la panne du fer est bien à la terre.

UTILISATION DU CIRCUIT MOST 7d1

La figure 3 donne le schéma du circuit utilisé dans les orgues « Kitorgan ».

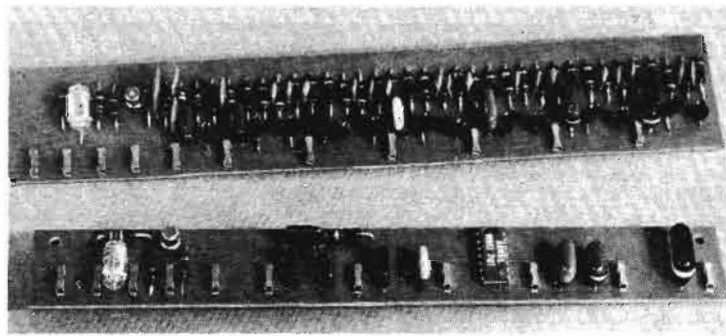


Fig. 1 (photo). - Le nouveau générateur Armel à circuit intégré.

UN GAIN DE PLACE ET DE TEMPS CONSIDÉRABLE

La figure 1 montre, côte à côte, deux plaquettes de générateur à 7 notes d'un orgue « Kitorgan ».

gration d'un grand nombre de composants sous un volume très réduit, et à un prix de revient acceptable.

Les caractéristiques techniques sont les suivantes :

TABLEAU I

Conditions maximales à ne pas dépasser :

| | |
|----------------------------|------------------|
| Tension de drain (Vdd) | - 30 V à + 0,3 V |
| Tension de Gate (VGG) | - 30 V à + 0,3 V |
| Tension d'entrée (Vin) | - 30 V à + 0,3 V |
| Température de fonct. (TA) | 0° C à 70° C |
| Température de stockage | - 55° C à 100° C |

Caractéristiques électriques :

Conditions d'essai : VDD = - 13 V VGG = - 27 V

Paramètres d'entrée :

| | Mini | Typ | Maxi | Unité |
|-----------------------------|------|-----|------|-------|
| Niveau logique 0 | 0 | | - 2 | V |
| Niveau logique 1 | 10 | | - 28 | V |
| Largeur d'impulsion | 300 | | | ns |
| Temps de montée et descente | | | 5 | μs |
| Courant de fuite à l'entrée | | | 5 | μA |
| Fréquence de fonctionnement | | | 1 | MHz |

Paramètres de sortie :

| | | | | |
|--------------------------------|--------|--|-----|----|
| Niveau logique 0 | | | - 1 | V |
| Niveau logique 1 | - 11 V | | | |
| Intensité consommée : | | | | |
| IDD (VDD = - 13 V, RL = 10 kΩ) | | | 10 | mA |
| IGG (VGG = 27 V) | | | 3 m | mA |

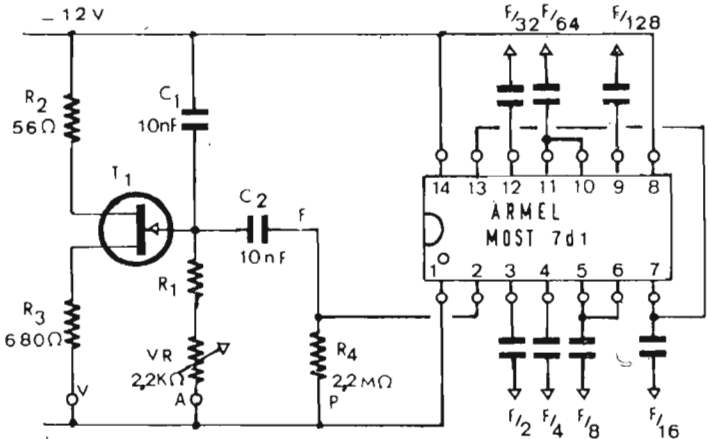


Fig. 3. - Schéma d'utilisation dans l'orgue Kitorgan (T_1 = unijonction 2N2646, R_1 = suivant accord), 12 circuits identiques dans le générateur à 84 notes.

PRECAUTIONS D'EMPLOI

Les transistors M.O.S. ont la réputation d'être des éléments fragiles. Ils doivent être utilisés en tenant compte de certaines précautions. Le circuit Armel Most 7d1 comporte, dans sa conception, des protections internes qui le mettent pratiquement à l'abri de toute fausse manœuvre. Cependant, il est bon d'observer les précautions suivantes :

- Câbler d'abord le reste du circuit, et bien le vérifier avant la mise en place du circuit intégré.

- Avant la mise en place du circuit intégré, s'assurer qu'aucune tension ne risque de subsister dans la plaquette imprimée : décharger les condensateurs en les court-circuitant avec un objet métallique.

Les tensions de drain et de gate ont été ramenées, pour simplifier, à la valeur commune de 12 V qui est la tension d'alimentation générale de cet orgue.

Dans ces conditions, une plaquette de générateur (1 oscillateur pilote + 7 bascules), consomme environ 3 mA.

Le signal disponible à la sortie de chaque bascule a une tension de crête de 6 V, sous une charge de 100 kΩ.

Pour une utilisation différente, il est possible d'obtenir une tension de sortie plus forte, en alimentant le circuit intégré sous 2 tensions distinctes : - VDD = - 27 V, et - VGG = - 13 V par exemple. Dans ces conditions, la puissance disponible sera maximale, ce qui peut être intéressant pour certaines applications.

APPAREIL SEMI-FIXE POUR AIDE AUX MAL-ENTENDANTS

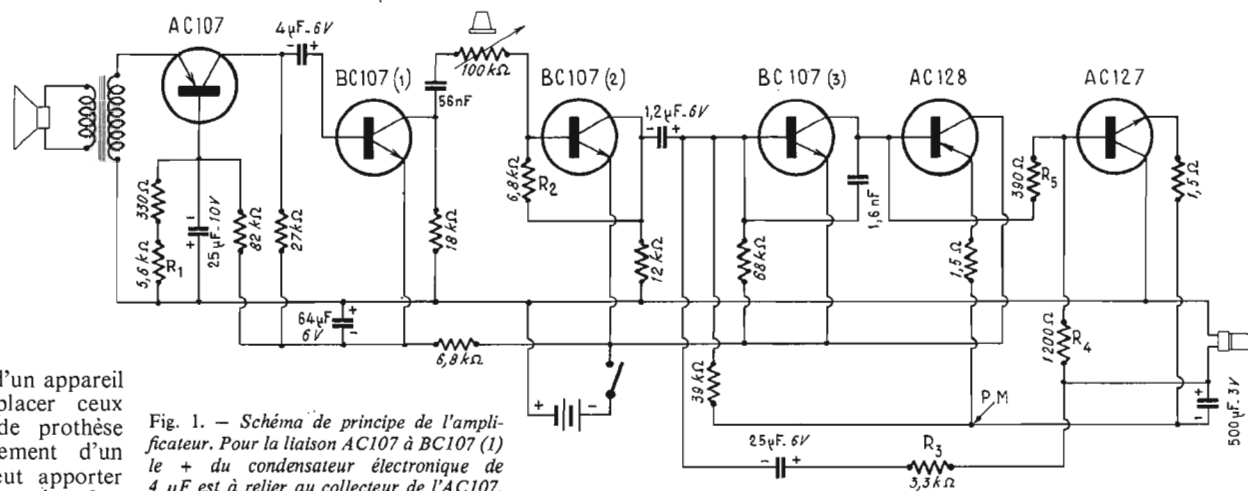


Fig. 1. — Schéma de principe de l'amplificateur. Pour la liaison AC107 à BC107 (1) le + du condensateur électronique de 4 µF est à relier au collecteur de l'AC107.

Il ne s'agit pas là d'un appareil destiné à remplacer ceux qui sont dits de prothèse auditive, mais simplement d'un petit ensemble qui peut apporter une aide précieuse et réconfortante à une personne âgée dure d'oreille. Cet appareil a été construit à l'intention d'une dame presque nonagenaire qui, de santé parfaite, s'énerve de ne pas bien entendre et en souffre beaucoup moralement. Faire un effort continu fatigue un mal-entendant déjà un peu las du fait du poids des ans.

L'appareil, en service depuis plusieurs semaines, a provoqué de la part de la personne les réflexions suivantes : « Je ne perds pas un mot de ce qui se dit, je parle moins fort à mes interlocuteurs, je fatigue moins et il me semble que, sans l'appareil, j'entends mieux maintenant, comme s'il avait contribué à améliorer mon système auditif. » Cette dernière constatation nous fait penser à l'économie de fatigue apportée par l'aide reçue, ce qui donne l'idée à cette dame que son ouïe s'est améliorée.

Nous avons tenu à donner la description de l'appareil réalisé, sa construction pourra peut-être permettre à un lecteur de venir en aide à une personne en difficulté auditive, lui rendant par là un grand service.

Un souci nous a guidé : l'économie par l'emploi des fonds de tiroirs. Les deux organes principaux sont : en sortie un petit écouteur d'oreille employé pour l'écoute individuelle avec les récepteurs à transistors, impédance 10 Ω ; comme microphone, un haut-parleur Audax type TA8A (impédance 5 Ω, diamètre 80 mm) dont la bobine mobile est reliée au secondaire d'un petit transformateur Audax pour haut-parleur de rapport 1/50. Le primaire de ce transformateur est relié à l'entrée de l'amplificateur jouant ainsi le rôle d'élevateur de tension. Pour les autres pièces :

des transistors R.T.C., des condensateurs, des résistances. L'ensemble est logé dans un petit coffret en bois mince dont les dimensions sont 170 × 100 × 40, fabrication « maison ». L'amplificateur est monté sur une plaquette de bakélite de 65 × 65, les composants fixés sur des réglettes à cosses miniatures. Une précaution à prendre : faire l'entrée dans un angle de la plaquette et la sortie à l'opposé, ceci afin d'éviter une réaction sortie-entrée dans l'amplificateur dont le gain est très élevé. La batterie est constituée par deux éléments torche de 22 mm de diamètre, durée probablement de plusieurs mois vu le faible courant demandé.

SCHEMA DE PRINCIPE

Examinons le schéma qui est représenté figure 1. On peut se poser la question : pourquoi un push-pull pour obtenir quelques milliwatts ? Nous disposons, au départ, de l'écouteur à basse impédance : 10 Ω, c'est lui qui nous a orienté. Les transistors AC127 et AC128 viennent d'un vieux récepteur cassé.

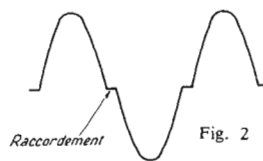
La consommation au repos est 4,5 mA.

Le potentiomètre de réglage a été monté en résistance série avec l'entrée du BC107 (2) qui est attaqué en courant. Un premier essai a été fait sans cet étage (2), essais faits sur la patiente, le gain s'est avéré insuffisant ; en effet, pour nous qui entendons normalement, la différence entre l'audition directe et celle faite à l'aide de l'appareil était peu appréciable alors qu'elle est devenue très importante après incorporation de l'étage BC107 (2). Cet étage a été monté avec contre-réaction et compensation de température en

polarisant la base à partir du collecteur. Il a été nécessaire d'introduire une chaîne de contre-réaction entre l'écouteur et la base du BC107 (3), pour annuler un motor-boating ; dans un but analogue, oscillation en haute fréquence, on a placé un condensateur de 1,6 nF entre la base et le collecteur du BC107 (3).

La liaison entre BC107 (1) et la résistance variable a été faite par un condensateur de 56 nF seulement, dans le but de diminuer l'amplification aux fréquences basses, dans le même esprit a été employé 1,2 µF pour l'étage qui suit.

La partie préamplificateur est séparée, dans le circuit d'alimentation, de la partie amplificateur, par une cellule de découplage constituée par 6,8 kΩ 64 µF,



vu le gain important, un accrochage se produisait sans cette précaution.

Il nous fallait une entrée à basse impédance et qui engendre peu de bruit, nous avons choisi le transistor de la Radiotechnique AC107, spécial pour ce genre de circuit. Les types AC172 (NPN), BC149 (NPN) sont plus modernes. Certaines valeurs de résistances qui sont fixes sur le schéma, ont été déterminées expérimentalement au moyen de petites résistances ajustables, ce sont : R₁, R₂, R₃, R₄, R₅.

Le travail a débuté par le réglage de la partie comprise entre 1,2 µF et la sortie ; l'écouteur était remplacé par une résistance de 10 Ω. R₄ et R₅ ont été ajustées

pour le courant de repos soit le plus petit possible tout en obtenant un oscillogramme de la tension de sortie dans lequel n'apparaissent pas une distorsion de raccordement (Fig. 2) et aussi que la tension d'alimentation soit à peu près divisée par deux, le voltmètre connecté entre le point milieu PM de l'étage de sortie et le plus ou le moins. R₃ a été fixé expérimentalement à 3,3 kΩ. Pour régler R₂ à sa valeur optimale on a poussé un peu la tension à l'entrée et cherché à obtenir le maximum de tension en sortie sans distorsion apparente. On a été conduit à constituer R₁ par deux résistances, de manière à atteindre la valeur optimale.

Pour la conception de l'appareil, sa mise au point, le dispositif que montre la figure 3 a été mis en œuvre. Un haut-parleur a été fixé à 15 cm de celui qui fait fonction de microphone. La distance étant fixe, le niveau injecté dans ce générateur de son aussi, on a pu ainsi faire toutes les mesures à niveau d'entrée constant, à 800 hertz, pour établir les gains. Il ne faut pas trop pousser l'injecteur dans le haut-parleur émetteur car on arrive vite à la distorsion du son émis.

RESULTATS DE MESURES

Nous allons maintenant donner quelques résultats de mesure qui permettront au constructeur amateur de se vérifier s'il rencontre des difficultés. Les mesures ont été faites avec un contrôleur dont la résistance interne est 20 000 Ω par volt, sur sensibilité 10 V quand l'influence du voltmètre se faisait trop sentir sur 3 V. Il faut toujours tenir compte du rapport entre les résistances du circuit et celle du voltmètre. Dans le tableau

on a indiqué, entre parenthèses, la sensibilité utilisée.

Résultats de mesures en continu

Tension de la batterie : 2,82 V.

- PM à + : 1,53 V (3).
- + à base AC127 : 1,33 V (3)
- + à base AC128 : 1,75 V (3)
- à base BC107 (3) : 0,65 V (10)
- à collecteur BC107 (2) : 0,60 V (10)

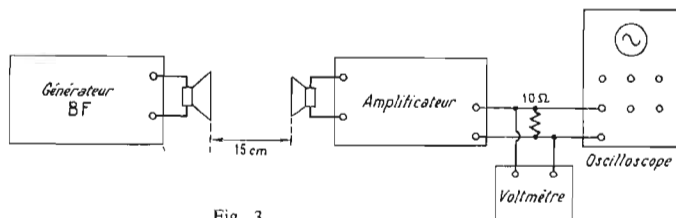


Fig. 3

- + à - découplé : 1,9 V (3)
- découplé à collecteur BC107 (1) : 0,52 V (10)
- + à collecteur BC107 (1) : 1 V (10)
- découplé à collecteur AC107 : 1,3 V (10)
- + à base AC107 : 0,12 V (3)

A 800 hertz : 10 mV sur base BC107 (2) on recueille 300 mV sur 10 Ω sortie. Le 56 nF déconnecté du potentiomètre, tension à l'entrée inférieure à 1 mV, tension en sortie du BC107 (1) : 200 mV.

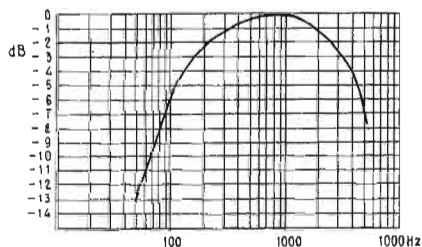


Fig. 4

On peut obtenir, avant distorsion, 360 mV sur 10 Ω, soit une puissance de 12 mW; cette puissance n'est pas supportable l'écouteur dans l'oreille, le courant total monte alors à 18 mA.

Le fonctionnement demeure correct entre 2,6 et 3 V pour tension de batterie, il en est de même lorsque la température varie entre 21 et 30 °C, températures normales pour un local d'habitation. Il est évident qu'il ne faut pas le poser sur un radiateur ou l'utiliser au soleil. Etendre la plage de température admissible est possible, en appliquant des compensations obtenues au moyen de résistances à coefficient de température négatif.

Nous avons relevé la courbe de réponse en fréquence en injectant une tension de fréquence variable

à l'entrée et de niveau constant et en mesurant l'amplitude de la tension sur une résistance de 10 Ω en sortie. Nous avons cherché, lors de la mise au point, à réduire l'amplification aux fréquences basses d'où l'affaiblissement constaté sur la courbe de la figure IV. Aux fréquences élevées, le résultat n'a pas grande signification car, à partir d'un certain âge les fréquences élevées n'impressionnent plus l'oreille.

L'appareil est utilisé en général posé sur la table lors des repas en famille ou suspendu au cou. On peut être étonné de voir que quelqu'un ait pris la peine de fabriquer cet appareil alors qu'il est possible d'en acquérir un, plus léger et plus commode, de plus remboursé partiellement par la Sécurité sociale, mais, bien des vieillards sont rebelles aux formalités, aux visites médicales; c'était le cas pour la personne que nous avons voulu aider.

Une seconde version de l'amplificateur a été faite et quelques

améliorations ont été apportées; elles ne modifient pas les résultats de mesures ci-dessus.

L'intelligibilité a été rendue meilleure.

Résistance entre base AC107 et + : 3,9 kΩ.

Résistance entre base BC107 (1) et + : 150 kΩ.

Résistance entre base BC107 (2) et coll. : 2,7 kΩ.

Charge collecteur BC107 (2) : 4,7 kΩ.

Résistance entre base AC128 et AC127 : 220 Ω.

Résistance entre base AC127 et écouteur : 680 Ω.

Un petit condensateur de 3 μF aux bornes de l'écouteur, et 10 nF entre base BC107 (2) et le moins.

C'est une série d'essais avec signaux en créneau qui a conduit à ces modifications.

M.C.

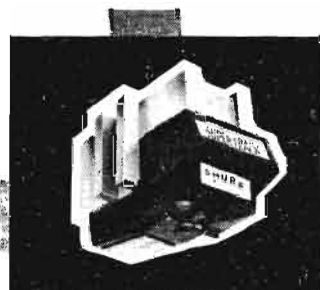
Toujours le premier à tous les échelons de la HAUTE FIDELITE



SHURE
MICROPHONES

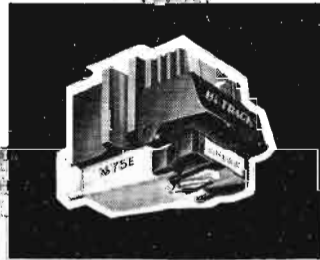
V 15 - Type 2 SUPER-TRACK

La plus haute capacité de lecture du monde pour la plus faible force d'appui (3/4 à 1,5 gr)



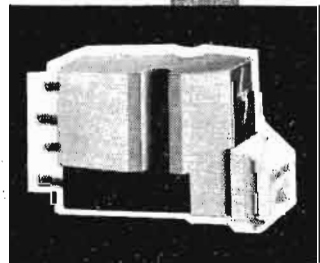
Cellules "HIGH-TRACKABILITY"

- M 75 E - Type 2 ELLIPTIQUE
- M 75 EJ - Type 2 ELLIPTIQUE
- M 75 G - Type 2 SPHERIQUE
- M 91 E - ELLIPTIQUE



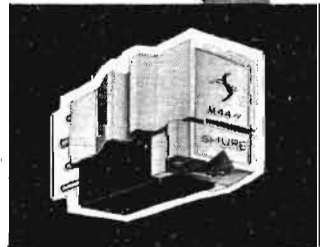
Cellules Elliptiques à un prix accessible

- M 31 E - ELLIPTIQUE force d'appui 1 à 2 gr
- M 32 E - ELLIPTIQUE force d'appui 2,5 à 5 gr
- M 55 E - ELLIPTIQUE force d'appui 3/4 à 2 gr



La qualité à un prix économique

- M 44 5 - SPHERIQUE force d'appui 3/4 à 1,5 gr
- M 44 7 - SPHERIQUE force d'appui 1,5 à 3 gr
- M 44 E - ELLIPTIQUE force d'appui 1,3/4 à 4 gr



Toutes les cellules SHURE sont équipées d'une pointe diamant

REPRÉSENTANT EXCLUSIF POUR LA FRANCE

CINECO

72, av. des Champs-Élysées
PARIS 8^e - Tél. 225-11-94

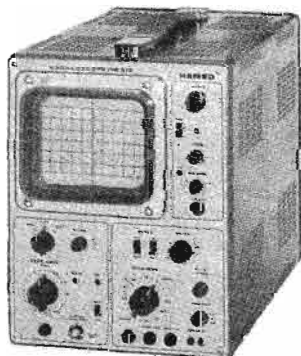
DOCUMENTATION COMPLETE SUR SIMPLE DEMANDE

OSCILLOSCOPES CATHODIQUES HAMEG-MESSTECHNIK

OSCILLOSCOPES CATHODIQUES HAMEG-MESSTECHNIK

LA firme allemande Hameg-Messtechnik, représentée en France par la S.A.R.L. Hameg-France, fabrique six modèles d'oscilloscopes de hautes performances, parmi lesquels le modèle HM312 entièrement transistorisé, qui se situe au milieu de la gamme. Le style et la technique de cet oscilloscope sont le résultat de longues années d'expérience dans ce domaine. Cet appareil est caractérisé par un déclenchement stable et une précision de mesure élevée. Ses caractéristiques sont équivalentes à celles d'appareils d'un prix bien supérieur. Sa haute sensibilité permet l'enregistrement de très faibles tensions de l'ordre de quelques mV. La surface de l'écran utilisable est de 8×10 cm. Le tube cathodique utilisé, d'une grande netteté, est de 13 cm de diamètre. Destiné à l'observation de phénomènes au tracé lent, le HM312 est également livrable avec un écran à persistance. Tous les composants électriques et mécaniques équipant cet appareil sont de haute fiabilité, ce qui lui assure une grande sécurité de fonctionnement. La disposition des éléments de commande très rationnelle facilite son utilisation.

Cet oscilloscope, particulièrement destiné au laboratoire de l'électronicien, est également tout indiqué pour le service de la télévision noir et blanc et couleur.



**PARTICULARITES TECHNIQUES
DU HM312**

Amplificateur de mesure.

Les 8 étages de l'ensemble de l'amplificateur sont couplés en CC et réalisés en contre-réaction. On a évité l'emploi de bobines d'induction pour améliorer le fonctionnement aux fréquences élevées.

La sensibilité maximale pour une bande passante, légèrement réduite, peut être, par commutation, augmentée 10 fois. A l'entrée, se trouvent deux transistors FET, rendus insensibles à des surtensions (jusqu'à 500 V) par un circuit spécial de protection. Les étages suivants travaillent en technique de circuits intégrés, afin d'obtenir des variations minimales de dérives.

La mesure exacte des signaux s'obtient par un diviseur d'entrée, compensé en fréquence, à 12 étages, étalonné en Vcc/cm. Une tension d'étalonnage permet le contrôle de l'amplification. L'entrée des signaux se fait par une sonde atténuatrice HZ30 (10:1) ou par un câblage de mesure blindé.

Base de temps.

La synchronisation, éventuellement le déclenchement de la base de temps, peut se faire au choix : intérieurement ou extérieurement en positif ou négatif.

Le signal de synchronisation est amplifié et appliqué à un « trigger de Schmit ». Suivant le niveau choisi, celui-ci déclenche le générateur de balayage. Pendant ce temps, le générateur de commande reste bloqué pour d'autres impulsions. Après la période de balayage, il est retardé par le circuit de retour (hold-off) et remis à l'état de démarrage. L'impulsion de synchronisation suivante déclenche alors le générateur de balayage.

Dans la position « autom trig » une ligne de temps est toujours inscrite, même en l'absence d'un signal d'entrée. La résolution maximale, pour un étalement double du diamètre de l'écran, est de $15 \mu\text{s}/\text{cm}$.

Des signaux atteignant 10 MHz sont encore très bien résolus. Une extension du temps de balayage (max. de 0,1 s/cm) est possible (jusqu'à 1 s/cm) par adjonction d'une capacité additionnelle adaptée.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Amplificateur Y :

Bande passante : 0-10 MHz-3 dB, sensibilité max. 50 mVcc/cm.

Temps de montée env. 30 ns.

Commutable à 0-8 MHz-3 dB, sensibilité max. 5 mVcc/cm.

Dépassement max. 1 %.

Atténuateur d'entrée compensé en fréquence à 12 positions : 0,05-0,1-0,2-0,3-0,5-1-2-3-5-10-20-30 Vss/cm \pm 5 %.

Impédance d'entrée : 1 M Ω /30 pF.

Entrée CA/CC commutable.

Tension étalon. pour calib. -0,15 V = Tension continue max. admissible à l'entrée : 500 V.

Hauteur d'image max. : 80 mm.

Triples étalement de la hauteur de la grille possible.

Base de temps :

Générateur déclenché : régle en 11 positions et réglage fin 3:1.

Etalonnage du temps : 30-10-3-1-0,3-0,1 ms.

30-10-3-1-0,3 $\mu\text{s}/\text{cm} \pm$ 5 %.

Longueur de la ligne de temps : 10 cm.

Etalement jusqu'à 3x le diamètre de l'écran.

Raccordement pour capacité additionnelle.

Sortie pour l'amplitude de relaxation env. 5 Vcc.

Déclenchement int., ext., pos. ou neg.

Position « déclenchement autom. ».

Niveau de déclenchement réglable.

Non-linéarité de la base de temps en son ensemble : < 5 %.

Amplificateur X :

Bande passante : 0-1 MHz-3 dB.

Sensibilité max. 0,25 Vcc/cm.

Impédance d'entrée : env. 1 M Ω /28 pF.

Entrée couplée en CC.

Amplitude-X : 3:1 continuellement réglable.

Équipement :

34 transistors, 1 circuit intégré.

14 diodes, 2 redresseurs au silicium.

1 tube cathodique D13-480GH.

Tension d'anode : 2000 V cont.

Ecran plat de 13 cm.

Alimentation secteur :

110/220 V.

Puissance : env. 33 VA.

Stabilisation électronique partielle.

Dimensions : 210 \times 275 \times 360 mm.

Poids : env. 10 kg.

Accessoires livrables :

Câble de mesure HZ 32,33,34.

Sonde atténuatrice (R = 10:1) HZ 30.

Sonde démodulatrice : HZ 31.

Unité à 2 canaux : HZ 36.

Préamplificateur : HZ 37.

Visière écran : HZ 35 et autres.

Divers :

Dimensions : 160 \times 203 \times 240 mm.

Poids : env. 5 kg.



OSCILLOSCOPE HM207

L'oscilloscope Hameg HM207 est un modèle également transistorisé, mais plus économique que le précédent. Du type à large bande, il est muni d'un écran de 7 cm de diamètre. Il a été particulièrement conçu pour le service et pour l'amateur exigeant.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Amplificateur Y :

Bande passante : 0-7 MHz-3 dB.

Sensibilité max. 50 mVss/cm.

Temps de montée : env. 25 ns.

Dépassement : max. 2 %.

Atténuateur d'entrée, compensé en fréquence, à 12 positions : 0,05-0,1-0,2-0,3-0,5-1-2-3-5-10-20-30 Vss/cm.

Impédance d'entrée 1 M Ω /40 pF.

Tension cont. max. admissible à l'entrée : 500 V.

Entrée commutable CA/CC.

Hauteur max. d'image vert. 60 mm.

Amplificateur X :

Bande passante : 3 Hz-1 MHz-3 dB.

Sensibilité max. 0,25 Vcc/cm.

Impédance d'entrée env. 10 M Ω /30 pF.

Amplitude-X 3:1 continuellement réglable.

Bascule :

Fréquence : 10 Hz à 5000 kHz en 7 étages.

Réglage fin : env. 1:5 par étage.

Gamme de synchron. 10 Hz à 10 MHz.

Modes de synchron. : + int., -int., et ext.

Obscurissement de la trace de retour. Faute de linéarité max. 5 %.

Transistors :

3x BF244A, 9x BC182b, 4x BF224, 4x BF258, 1x BF117.

Tube cathodique DG7-32 avec tension d'anode de 680 V.

Alimentation du secteur :

110 V/220 V alternatif.

Puissance : env. 25 VA.



OSCILLOSCOPE UNIVERSEL HM107

L'oscilloscope Universel Hameg HM107 est le modèle le moins cher de la gamme. Il peut être fourni en ordre de marche ou en kit. Dans ce cas, le châssis est complètement assemblé et une notice très détaillée de montage, avec plans de câblage et conseils de réalisation est fournie aux amateurs. Cet appareil est tout indiqué pour le service radio, TV, la mise au point d'ensembles de radiocommande, etc.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Amplificateur Y :

Bande passante 3 Hz-4 MHz-3 dB.

Sensibilité max. 50 mVcc/cm.

Dépassement max. 2 %.

Atténuateur d'entrée, compensé pour max. 10 et 100 Vcc.

Amplitude 10:1 continuellement réglable. Impédance d'entrée 1 M Ω /40 pF.

Tension continue max. à l'entrée-500 V. Hauteur d'image vert. max. 60 mm.

Amplificateur X :

Sensibilité max. 1,5 Vcc/cm.

Bande passante : 3 Hz-700 kHz-3 dB.

Impédance d'entrée env. 2 M Ω /28 pF.

Ampl.-X : 3:1 continuellement réglable.

Balayage :

Fréquence : 10 Hz-500 kHz en 7 positions.

Réglage fin env. 1:5.

Gamme de synchron. 10 Hz à 10 MHz.

Modes de synchron. : int. et ext.

Non-linéarité max. env. 10 %.

Équipement :

Lampes : ECC88, 2x ECC85, EC92 et EZ80.

Transistors : 4x BC107B.

Tube cathodique : DG7-32 avec tension d'anode de 600 V.

Secteur :

110/220 V alternatif env. 35 VA.

Divers :

Dimensions : 160 \times 203 \times 240 mm.

Poids : env. 5 kg.

Les SECRETS DE LA RADIO ET DE LA TÉLÉVISION

dévoilés aux débutants

LA CONSTRUCTION ET LE MONTAGE MODERNES RADIO - TV - ÉLECTRONIQUE

La construction des enceintes acoustiques à pavillon

DANS les articles précédents, nous avons expliqué l'intérêt des haut-parleurs à pavillon et spécialement à loi exponentielle assurant un rendement en énergie beaucoup plus satisfaisant, et une conversion d'énergie électrique en énergie acoustique rayonnée de l'ordre de 20 %, 30 %, ou même 50 %, très considérable par rapport au rendement très faible habituel des haut-parleurs à enceinte acoustique, qui ne dépasse pas la plupart du temps 2 % à 5 %.

Mais, nous ne sommes plus au temps où l'on peut employer des systèmes encombrants, lourds, et inesthétiques, du moins pour les usages d'amateurs, car on peut fort bien dans les salles ou pour la sonorisation en plein air avoir encore recours à des systèmes beaucoup plus encombrants.

Lorsqu'il s'agit d'utiliser des éléments destinés à obtenir uniquement la reproduction des sons médium et aigus, on peut aussi continuer à employer des systèmes de pavillons à transmission directe des sortes de **trompettes**, dont la section peut, d'ailleurs, être carrée au lieu d'être circulaire. Ces systèmes sont très souvent

du type **multipavillons** c'est-à-dire comportent un cloisonnement intérieur assurant la direction des ondes sonores correspondant aux sons aigus. Pour la diffusion en plein air, on utilise également des haut-parleurs exponentiels à grande puissance, et de grand rendement, permettant de rayonner des puissances acoustiques supérieures à 100 watts, et dont la portée peut atteindre plusieurs kilomètres.

Mais, lorsqu'il s'agit des sons graves, les difficultés sont considérables, rappelons-le encore, de caractère aussi bien acoustique que matériel; chaque pavillon possède, en effet, une fréquence de coupure inférieure dépendant de la surface libre de son embouchure, en dessous de laquelle la fréquence de rayonnement s'annule. La longueur d'onde limite transmise est de l'ordre de πD (diamètre de l'embouchure circulaire).

Pour un son de 40 Hz, par exemple, rappelons-le encore, il faut une embouchure d'une surface énorme, d'un diamètre de l'ordre de 2,70 m, et la longueur correspondante du pavillon atteint plusieurs mètres.

importantes, qu'il est bien difficile de faire disparaître.

Mais, pour les modèles d'amateur, et, d'ailleurs, d'une manière générale dans les installations modernes, la réduction de l'encombrement constitue sans doute le premier but principal et cette question a été étudiée depuis longtemps.

De là, l'utilisation des pavillons repliés à chicanes, et l'emploi des chambres de compression destinées à la reproduction des sons

aigus, dans lesquelles la membrane est réduite à une coupelle métallique légère du diamètre de la bobine mobile. Cette coupelle agit sur l'air contenu dans une cavité présentant des contours parallèles, et percée de canaux qui la mettent en communication avec la gorge du pavillon exponentiel à pression élevée. Nous avons, d'ailleurs, déjà signalé quelques modèles de dispositifs de ce genre.

(suite page 102)

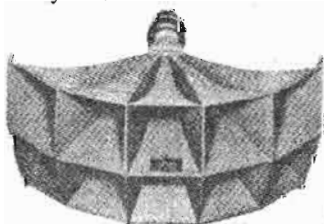


Fig. 1

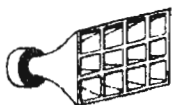
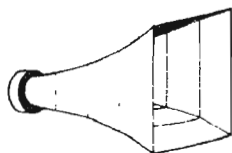
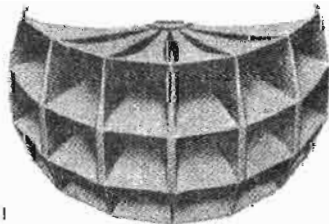


Fig. 1 b

Même lorsque ces conditions sont remplies, il faut mettre en mouvement des masses d'air importantes, et il est bien difficile de reproduire d'une manière correcte, dans ces conditions, les sons **transitoires** correspondant à des attaques et à des extinctions brusques, et d'une grande amplitude. Pour des niveaux d'acoustique élevés à la gorge du pavillon, il se produit également des distor-

tournez la page

infra VOUS informe

infra

infra

infra

infra

infra

La construction des enceintes acoustiques à pavillon

(suite de la page 99)

Dans d'autres modèles très divers, également, on utilise pour assurer la projection sonore l'angle tri-rectangle formé par les deux murs adjacents et le plancher de la chambre d'écoute pour constituer, en quelque sorte, la partie finale du pavillon. Ces dispositifs constituent la série très diverse des **baffles d'encoignure**.

On peut encore aller plus loin, et établir des chambres d'écoute sinon des salles, dont les parois constituent, en quelque sorte, une partie d'un immense pavillon exponentiel. L'embouchure du pavillon s'étend ainsi sur toute la largeur de la paroi. Il est bien difficile d'envisager des constructions de ce genre dans une petite chambre ou un studio de grande ville, mais les résultats obtenus sont saisissants, et les systèmes de ce genre peuvent fort bien être adaptés à la campagne et dans les salles.

LES PAVILLONS EXPONENTIELS ET LES EFFETS DIRECTIONNELS

Nous venons de rappeler le rendement relativement très élevé du haut-parleur à pavillon exponentiel, beaucoup plus important que celui des éléments à diffuseurs ordinaires utilisés dans les enceintes acoustiques.

Dans beaucoup de cas, ces haut-parleurs ne sont cependant pas adoptés spécialement en raison de ces avantages, mais pour leurs **propriétés directionnelles accentuées**, pour les sonorisations, les

grandes surfaces, les salles de théâtre, ou même de concert, lorsqu'il s'agit d'amplifier les sons d'un petit orchestre.

Suivant le principe connu, les caractéristiques directionnelles de ces pavillons varient suivant la fréquence et l'angle d'ouverture diminue lorsque les sons deviennent de plus en plus aigus ; l'émission semble provenir de l'intérieur même du pavillon ou cornet.

La surface du rayonnement diminue inversement à la fréquence, et la directivité s'accroît au fur et à mesure de l'élévation de la hauteur du son. Cet accroissement de directivité réduit évidemment la surface couverte par le son lorsque les fréquences s'élèvent. Cet effet de directivité est cependant à variation moins rapide en fonction de la fréquence qu'avec des haut-parleurs à diffuseur montés sur des baffles plans.

Cet effet très accentué peut avoir des inconvénients correspondants, lorsqu'il s'agit d'assurer une diffusion suffisante et régulière dans une chambre d'écoute, et même dans une salle, et c'est pourquoi depuis longtemps on a utilisé des **cornets multicellulaires** dans les installations cinématographiques, en particulier (Fig. 1).

Ce sont des ensembles de cornets exponentiels simples présentant une gorge commune, avec un ou plusieurs haut-parleurs à chambre de compression.

On voit, sur la figure 2, comment varie l'angle de couverture, c'est-à-dire l'angle du faisceau sonore produit par le haut-parleur à cornet en fonction de la fréquence, en comparaison avec des systèmes montés sur baffles plans, ou dans une enceinte classique, comme on le voit à gauche de la figure.

On voit en haut les résultats obtenus pour les sons graves en fonction du diamètre du diffuseur ou de l'embouchure du pavillon, au milieu des résultats obtenus pour les sons médium, et en bas les résultats obtenus pour les sons aigus.

Pour obtenir une courbe de réponse aussi droite que possible, en fonction de la fréquence, et un bon rendement, l'accroissement de la surface exponentielle nécessaire pour assurer le fonctionnement normal du système, ce que nous avons appelé le coefficient d'expansion doit être continu, depuis les moteurs placés à la gorge, jusqu'à la bouche du cornet multicellulaire.

Les appareils de ce genre sont employés surtout dans les salles. Les systèmes à cornets multicellulaires permettent d'obtenir des bandes passantes bien déterminées avec de nombreuses combinaisons. La disposition des éléments du pavillon ou cornets, ou leur nombre dépendent des surfaces à alimenter. Il y a des modèles à huit éléments, quatre horizontaux en deux rangées verticales, et des éléments à neuf cornets, avec trois lignes horizontales, et trois lignes verticales.

Suivant une règle simple et empirique, on évalue le nombre et la disposition nécessaire des cornets destinés à assurer la couverture d'une surface déterminée de la salle en regardant vers la gorge ; depuis l'endroit où l'on se trouve, on doit pouvoir observer directement cette gorge.

En fait, les installations dépendent de phénomènes complexes car il peut se produire des interférences de phase entre les éléments primaires pour reproduire la bande des fréquences moyennes, surtout

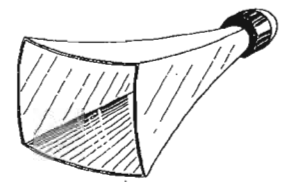


Fig. 3

si les cornets multicellulaires sont nombreux, et comportent plus de 2 ou 3 éléments dans la largeur, ce qui réduit également l'angle de couverture pour les fréquences moyennes.

Il existe ainsi un affaiblissement de la réponse en fréquence vers les bords de la surface couverte dans le sens de la largeur.

Par ailleurs, l'effet de directivité dans chaque cellule primaire augmente pour les sons très aigus ; on constate donc des variations de niveau, lorsque l'on se déplace dans l'axe d'une cellule primaire ou entre les axes de deux cellules.

Les phénomènes produits par les interférences de phase peuvent être atténués par le choix du cornet acoustique, de son emplacement, et de son orientation ; mais, il est impossible de les faire disparaître complètement, car ils dépendent du principe même des appareils, et nous avons déjà eu l'occasion de signaler ces difficultés.

Un autre modèle de cornet assurant une meilleure répartition d'énergie pour les fréquences élevées est du type à deux surfaces paraboliques présentant deux faces latérales droites, et deux autres de formes exponentielles dans le sens horizontal ; le système agit comme une sorte de source sphérique, et dans le plan vertical comme un pavillon exponentiel simple (Fig. 3).

Nous avons déjà signalé également l'emploi des **lentilles acoustiques** améliorant la radiation. La lentille acoustique est formée par une série d'obstacles de petites dimensions par rapport à la longueur d'onde de sons à transmettre, qui produisent des effets de réfraction sonore et la divergence des ondes sonores, d'une manière analogue à l'effet produit par une lentille électromagnétique sur le champ magnétique.

On utilise, dans ce but, des disques perforés formant une lentille circulaire avec un angle de distribution de 50° environ dans le sens vertical et horizontal ; un autre type comporte des plaques inclinées avec un angle de 50° dans le sens vertical et des angles de 100°, 120° ou 160° dans le plan horizontal.

Ces systèmes à lentilles acoustiques permettent d'obtenir des caractéristiques directionnelles beaucoup plus régulières et beaucoup plus satisfaisantes, en les montant à l'extrémité de cornets droits. Ils assurent une chute

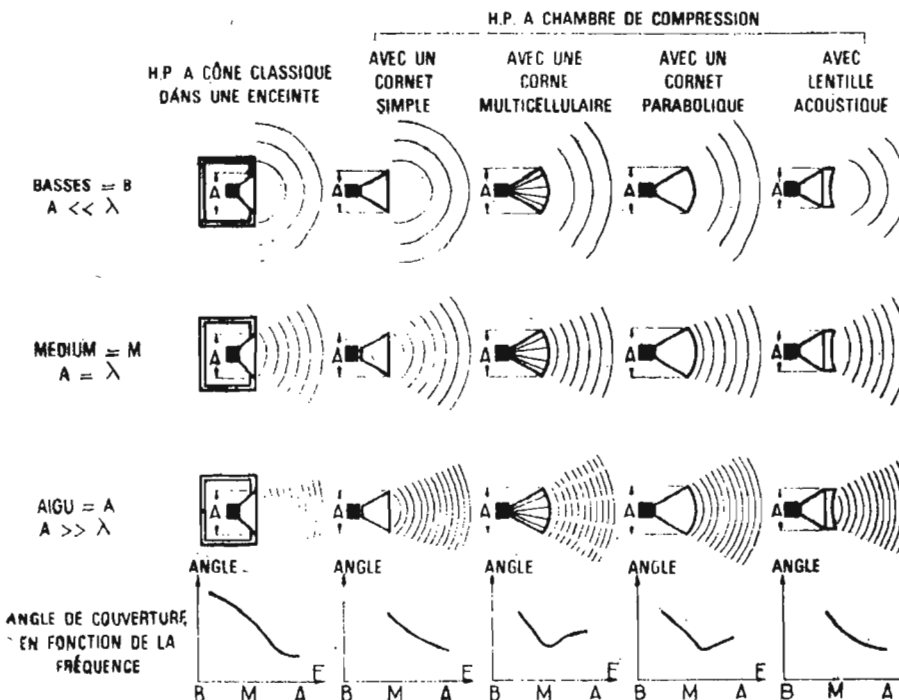


Fig. 2

graduée de la surface couverte en fonction de la fréquence.

Il existe également d'autres modèles à cornets coupés et à systèmes de diffraction servant surtout dans les sonorisations de grands espaces et plus spécialement pour les paroles, sur les stades, dans les gares, les aérodromes, etc.

L'amplificateur actionnant ces différents types de haut-parleurs joue évidemment un rôle essentiel pour le résultat final, puisqu'on peut modifier beaucoup plus faci-

lement sa courbe de réponse en fonction même des caractéristiques du haut-parleur actionné.

LE MONTAGE DES HAUT-PARLEURS POUR SONS GRAVES

Rien n'empêche évidemment de combiner les haut-parleurs à pavillon exponentiel pour sons aigus et médium avec des haut-parleurs pour sons graves placés de la manière habituelle dans une enceinte acoustique. Dans certaines installations haute fidélité

on peut même disposer le haut-parleur à chambre de compression pour sons aigus avec son moteur dans un haut-parleur à membrane, et la combinaison peut produire d'excellents résultats, puisque les deux éléments sont concentrés, de sorte que les sons aigus sont superposés exactement aux sons graves.

Les haut-parleurs pour sons graves adoptés doivent évidemment avoir une bande passante située en dessous de la fréquence de coupure du cornet acoustique,

et qui est corrigée par la charge antirésonnante de l'enceinte bass-reflex.

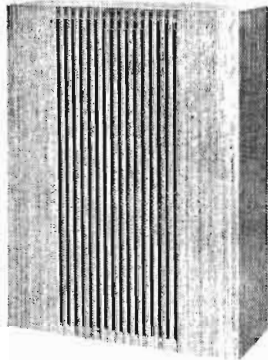
Pour assurer cependant une charge convenable du cornet, l'enceinte disposée en arrière de celui-ci doit avoir un volume relativement grand de l'ordre du mètre ; il existe, cependant, des enceintes de l'ordre de 80 cm de hauteur et de 75 cm de largeur, qui peuvent servir facilement pour les orchestres.

Ces cornets acoustiques permettent de compenser la puissance

SENSATIONNEL ! A UN PRIX FRACASSANT Chaîne Stéréo HI-FI "Sébasto"

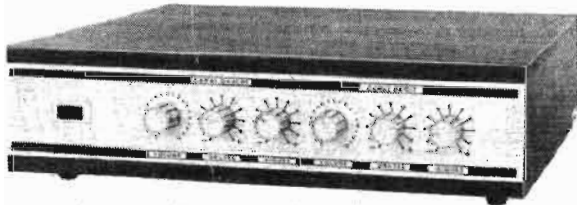
Deux enceintes acoustiques « STARBOX »

- Closes 435 x 325 x 130 mm
- Haut-parleur 210 mm + tweeter incorporé.
- Musicalité exceptionnelle.
- En teck ou acajou.



L'ampli-préampli "CHERBOURG" 2 x 10 Watts

- Impédance 4 à 15 ohms
- Entrées : P.U. magnétique et piezzo, tuner, micro, magnétophone
- 16 transistors
- Réglage séparé des graves et aigus sur chaque canal
- Distorsion 0,3 % à 1 kHz
- Bande passante 20 Hz, 300 kHz-0,5 dB
- Coffret teck ou acajou
- Présentation très luxueuse
- Face avant en aluminium satiné
- Boutons métalliques
- 110/220 V.



Une vedette de grande classe La table de lecture "GARRARD" semi-professionnelle TC2025

- sur socle, automatique, manuelle, équipée avec changeurs tous disques
- Lève-bras manuel
- 4 vitesses
- 110/220 V
- Pleurage < 0,2 %
- Scintillement < 0,06 %
- Teck ou acajou. Le capot n'est pas compris.
- Supplément 50 F

**OFFRE
GRATUITE**
de **5 SUPERBES
DISQUES**
A TOUT
ACHETEUR
DE CETTE CHAÎNE

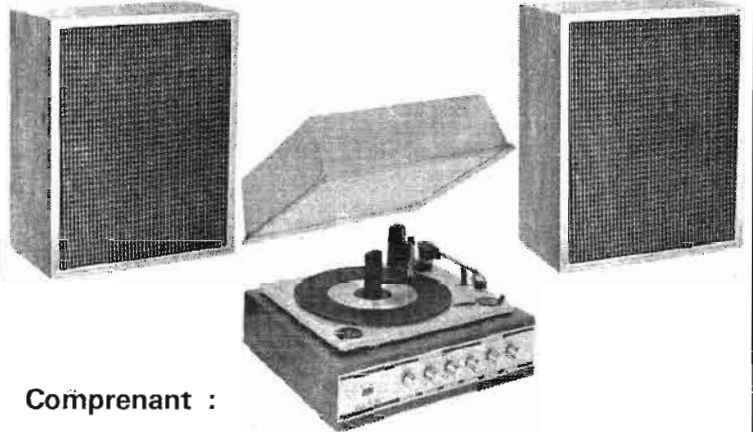


745 F
(Port 30 F)

MATÉRIEL DE TOUTE BEAUTÉ

UNE VÉRITABLE AUBAINE !

UNE SPLENDIDE CHAÎNE STEREO HI-FI 20 watts



Comprenant :

① AMPLI TOURNE-DISQUE

- 20 semi-conducteurs
- Courbe de réponse 30-15 000 Hz.
- Platine 4 vitesses changeur automatique tous disques BSR.
- Prise magnétophone et tuner radio.
- 110/220 V
- Poids : 6 kg.
- Dimensions : 330 x 370 x 190.

② ENCEINTES ACOUSTIQUES MINUS-IMBRO

avec HP spécial HI-FI à membrane souple.

- Dimensions : 270 x 216 x 125 cm

1 capot plexi fumé de protection
5 superbes disques

L'ENSEMBLE COMPLET NEUF

en emballage d'origine et garanti
au prix introuvable ailleurs de

670 F (port 20 F)

ET SACHEZ que c'est une production COGKIT

CIRATEL 51, quai André-Citroën - Paris-15^e

ROQUETTE ELECTRONIC 139, rue de la Roquette - Paris-11^e

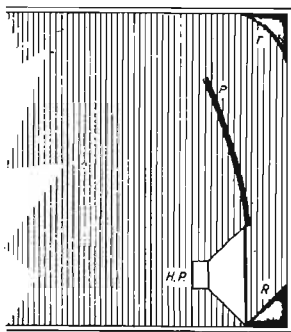


Fig. 4

du haut-parleur pour sons aigus, et on peut même utiliser deux haut-parleurs pour sons graves dans la même enceinte.

Ce sont là, des problèmes fort intéressants, qui concernent sans doute, plus spécialement les pavillons destinés à des salles de spectacles; mais qui n'en sont pas moins intéressants pour beaucoup de praticiens, car les installations de sonorisation musicale sont de plus en plus répandues au fur et à mesure du développement des orchestres et de l'augmentation du nombre des chanteurs, qui ont recouru à l'amplification microphonique.

LA CONSTRUCTION DES PAVILLONS ET ENCEINTES EXPONENTIELLES D'ENCOIGNURE

Une solution pratique de l'emploi du haut-parleur à pavillon exponentiel d'amateur consiste à intégrer dans la construction d'une enceinte d'encoignure un système de pavillon exponentiel modifié. Un exemple toujours valable est indiqué sur la figure 4; il nous montre la disposition schématique d'une enceinte exponentielle architecturale comportant un réflecteur en ciment R, un second réflecteur r, destiné à projeter les ondes sonores vers les auditeurs, avec la disposition du haut-parleur en bas du système.

Le matériau utilisé pour limiter le pavillon à la partie frontale,

solide et flexible, est constitué par de l'Isorel dur recouvert par projection au pistolet d'une couche de l'ordre de 1 cm d'épaisseur de plâtre, pour augmenter l'inertie acoustique.

Le calcul de la section de la gorge et de la bouche s'effectue de la manière déjà indiquée pré-

et la surface de la bouche est limitée à 3 300 cm².

Le montage du diffuseur peut être effectué de plusieurs manières, soit avec un réflecteur, comme il est indiqué sur le dessin, soit en supprimant l'onde arrière au moyen d'une enceinte convenablement amortie. On peut même disposer une enceinte bass-reflex à l'arrière du cône, en limitant la fréquence de coupure du pavillon à quelques centaines de Hz.

Ce principe peut être adapté, d'ailleurs, à la disposition de la salle d'écoute de façons très diverses et nous en verrons plus loin d'autres exemples.

Mais, sous une autre forme beaucoup plus classique, et en employant, cette fois, tout simplement, des panneaux en bois habituels, on peut réaliser un système à pavillon exponentiel des-

Ces cotes correspondent à une fréquence de coupure de 30 Hz, bien que la surface de la bouche soit seulement de l'ordre de 20 dm², car on utilise également l'effet de coin assuré par les surfaces environnantes.

On utilise un haut-parleur ayant un diffuseur de 17 à 21 cm de diamètre, et il serait préférable d'employer un appareil de même diamètre monté à l'envers, c'est-à-dire de façon à agir sur le pavillon par l'arrière du cône.

L'enceinte est réalisée en bois de 12 à 15 mm d'épaisseur; les parties arrondies sont formées par une feuille plastique et polie facile à façonner et insonore, produisant, en même temps, l'effet de réflexion nécessaire.

Il risque de se produire des interférences habituelles entre les ondes produites par les faces

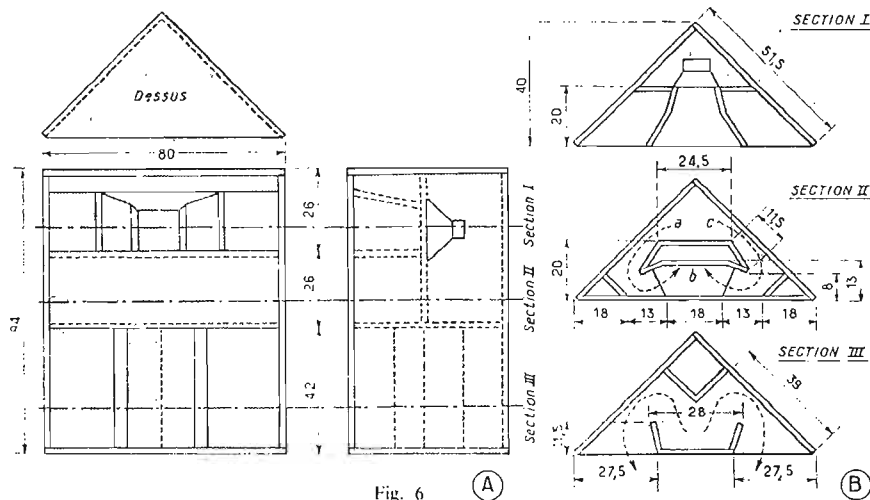


Fig. 6

cedemment, suivant la fréquence que l'on veut obtenir, et en tenant compte du haut-parleur utilisé. Le tableau I rappelle des indications à cet égard.

Par exemple, pour une surface de la gorge de 300 cm², correspondant à un haut-parleur de 21 cm de diamètre, la coupure théorique se produit vers 40 Hz,

tiné à être placé dans un placard ou une bibliothèque, en disposant, autant que possible, l'ouverture du pavillon dans une encoignure.

On voit, sur la figure 5 A, l'ensemble vu en perspective avec le panneau avant enlevé, on voit en 5 B la vue par-dessus, et en 5 C les détails de la construction intérieure. Les différentes cotes sont indiquées en centimètres.

avant et arrière par suite de la différence des trajets acoustiques; on les diminue en absorbant de la manière habituelle, mais légèrement les sons graves, produits hors du pavillon.

UN SYSTEME EXPONENTIEL PLUS COMPLEXE

Un système plus complexe, mais aussi sans doute plus perfectionné encore peut être réalisé suivant un principe que nous avons déjà exposé et qui a été déjà présenté par l'acousticien Klipsch, avec un seul diffuseur actionné par un seul haut-parleur chargé à l'arrière par un pavillon replié, et permettant d'obtenir la reproduction des sons graves, avec à l'avant un pavillon très court, et rectiligne pour la reproduction des aigus.

On voit sur la figure 6 en A les vues de dessus, de face, et de profil de cette enceinte acoustique. Les figures suivantes nous montrent les coupes de l'enceinte précédente par des plans diffé-

rents. On voit aussi comment est disposé l'intérieur du pavillon replié avec des flèches indiquant le trajet des ondes sonores; toutes les

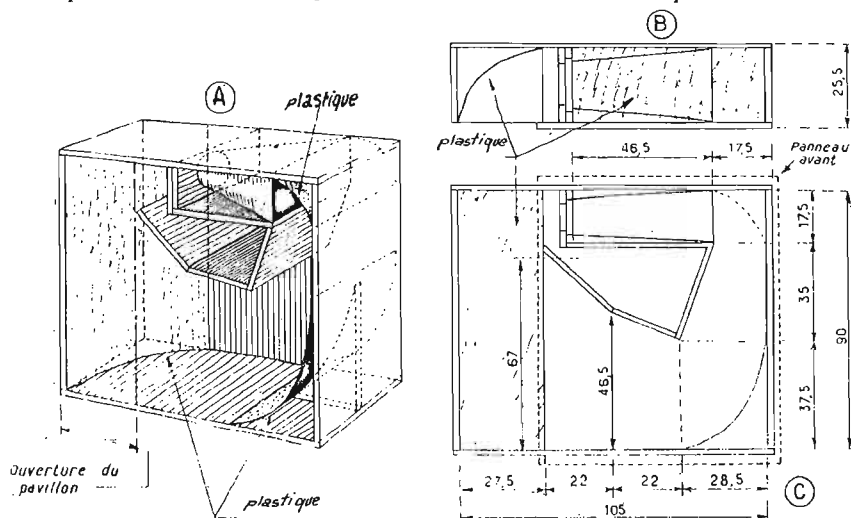


Fig. 5

cotes sont encore indiquées en centimètres.

Le haut-parleur unique est encore du type à diffuseur de 21 cm; il est disposé sur un support vertical au milieu de la distance entre l'avant et l'arrière de l'ébénisterie, ce qui permet d'avoir un espace suffisant pour disposer le pavillon pour sons aigus.

Derrière ce haut-parleur, se trouve une chambre de couplage, dont la partie inférieure communique avec la première section du pavillon pour sons graves.

Comme nous l'avons déjà indiqué, les flèches de la figure B montrent avec précision le trajet des ondes sonores, la gorge est double, de même que la première section du pavillon, de *a* à *b* et de *c* à *b*.

En *b*, à l'étage inférieur, le pavillon est divisé en deux parties identiques comportant deux bouches dont la surface totale est de 23 dm², avec une surface de gorge de 245 cm². La longueur du trajet des ondes sonores à l'intérieur du pavillon est de 115 cm.

La construction est simplifiée par la forme du système; la fréquence de coupure est de l'ordre de 50 Hz théoriquement, mais, en fait, elle est beaucoup plus basse.

Pour déterminer les dimensions et la construction du type de pavillon pour son aigu, il faut d'abord étudier la fréquence de coupure supérieure du pavillon pour sons graves.

Les surfaces internes des pavillons sont recouvertes de vernis à la gomme laque ou synthétique, et il faut, bien entendu, éviter toutes les vibrations propres des parois par les moyens connus.

On peut constater parfois une résonance dans les sons graves déterminés par la chambre de couplage jouant le rôle d'un résonateur de Helmholtz. On peut l'atténuer, soit en modifiant le volume, soit au moyen d'un revêtement absorbant.

D'après les principes que nous avons étudiés précédemment, le pavillon rectiligne pour sons aigus peut assurer une meilleure répartition en employant un système multicellulaire; mais si l'on utilise un haut-parleur double coaxial, le pavillon pour sons aigus peut alors être supprimé.

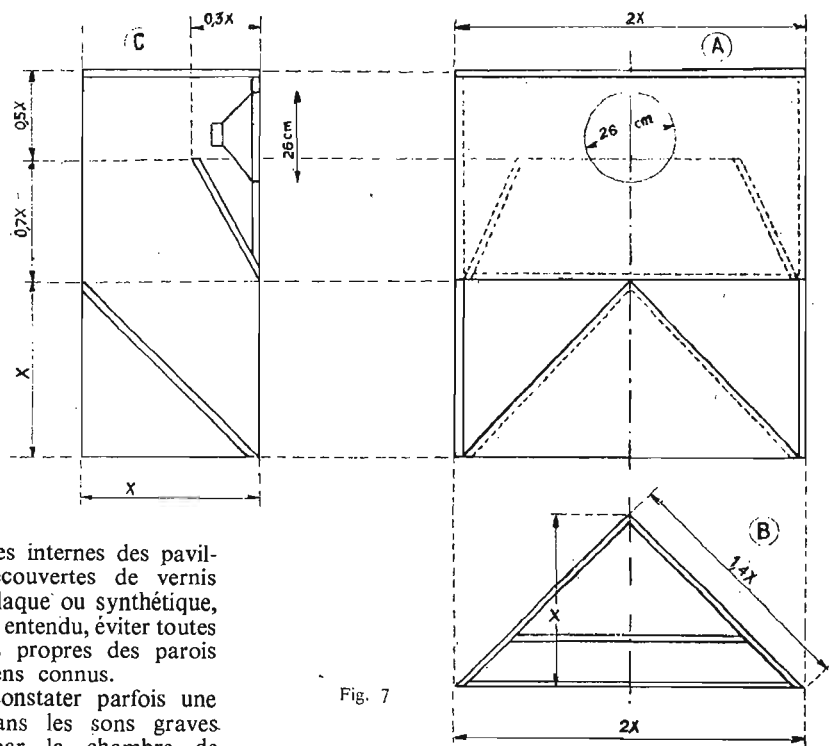


Fig. 7

la vue de profil; les dimensions de 28 cm de diamètre, X doit avoir sont déterminées en fonction une trentaine de centimètres. d'une variable auxiliaire X. Par exemple, pour un haut-parleur

R.S.

TABLEAU 1

| Z | X | Z ² | Section | Cote | Hypoténuse |
|-----|-------|----------------|---------------------|---------|------------|
| 0 | 0 cm | 1 | 300 cm ² | 24,5 cm | 34,6 cm |
| 0,5 | 25 » | 1,414 | 425 » | 29,2 » | 41,3 » |
| 1 | 50 » | 2 | 600 » | 34,6 » | 49 » |
| 1,5 | 75 » | 2,828 | 850 » | 42,5 » | 60 » |
| 2 | 100 » | 4 | 1 200 » | 49 » | 69,3 » |
| 2,5 | 125 » | 5,656 | 1 700 » | 58,3 » | 82,8 » |
| 3 | 150 » | 8 | 2 400 » | 60,3 » | 98 » |
| 3,5 | 175 » | 11,312 | 3 300 » | 81,3 » | 115 » |

Dans ce but, on obture la partie avant du haut-parleur par des matériaux absorbants, et on actionne ce haut-parleur par un générateur basse fréquence. On obtient ainsi approximativement la fréquence supérieure de coupure, il suffit de calculer le pavillon pour sons aigus de manière à obtenir un résultat qui corresponde à la fréquence de coupure inférieure.

Les parois extérieures de l'ébénisterie sont en bois d'une épaisseur de 2 cm; les cloisons internes ont 1 cm d'épaisseur. Tous les assemblages sont cloués ou collés, et renforcés par des baguettes collées. La tablette supérieure est vissée, pour permettre l'accès au haut-parleur et à la chambre de couplage.

UN SYSTEME SIMPLIFIE

Tous les dispositifs à pavillons exponentiels modernisés n'ont pas besoin d'être aussi compliqués, et on peut les réduire à la plus simple expression, en utilisant toujours, d'ailleurs, des systèmes d'encoignure. On en voit un exemple sur la figure 7.

Les murs servent toujours de prolongements au pavillon rudimentaire; le système est constitué par des parois externes en contreplaqué de 20 mm d'épaisseur, et des cloisons internes de 15 mm d'épaisseur. Nous reviendrons sur la construction de ce système classique.

On voit en A, la vue de face, en B la vue par-dessus, et en C

Si vous rêvez d'ELECTRONIQUE



... apprenez-la!

avec **LECTRONI-TEC**

RAPHY



GRATUIT!

Pour recevoir sans engagement notre brochure couleurs 32 pages, remplissez et envoyez ce bon à **LECTRONI-TEC, 35 - DINARD**

NOM _____

ADRESSE _____

GRATUIT! un cadeau spécial à tous nos étudiants

HPS 11

Envoyez ce bon pour les détails

Remplacement des transformateurs de blocking, de liaison « image » et de « son » par des transformateurs universels

VINGT années de fabrication ont entraîné un parc de 12 millions de téléviseurs noir et blanc dont la quasi-totalité est équipée de tubes électroniques. Ces appareils ont été fabriqués par plusieurs dizaines de constructeurs dont beaucoup ont cessé leur activité. Il n'en faut pas plus pour créer des problèmes aux techniciens-dépanneurs lorsqu'il s'agit du remplacement de certains composants : THT, déviateurs, transformateurs de blocking, d'« image » et de « son ».

C'est le mérite d'« Orega-CiTe » d'avoir lancé des composants dits « universels », c'est-à-dire capables de s'adapter, mécaniquement et électriquement, à n'importe quel type de téléviseur noir et blanc et à la partie « son » des téléviseurs couleur. Pour le technicien-dépanneur c'est la solution d'un problème

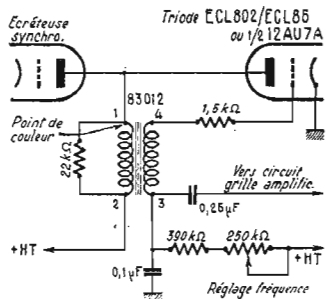


Fig. 1. — Schéma d'un blocking « image » avec transformateur universel Orega-CiTe 83012.

d'approvisionnement, de rapidité de dépannage (les clients sont toujours pressés) et d'un prix de revient plus bas (toujours agréable à l'utilisateur). Somme toute et moyennant un travail d'adaptation simple on remplace les composants presque aussi facilement qu'un tube électronique ; il y a toutefois des exceptions bien sûr !

Les composants les plus vulnérables sont les petits transformateurs de blocking, d'« image » et de son ; ce sont eux qui sont aujourd'hui l'objet de notre sollicitude.

REPLACEMENT DES TRANSFORMATEURS BLOCKING

La fonction d'un blocking (en français : oscillateur bloqué) est de produire les impulsions en dents de scie nécessaires à la formation, sur l'écran d'un téléviseur, des balayages vertical et horizontal.

Le transformateur de blocking à couplage magnétique serré est l'élément essentiel de l'oscillateur bloqué en association avec un tube triode : 12AU7A, cas du balayage horizontal, 12AU7A ou

élément triode d'un tube ECL82, ECL85 ou ECL802, cas du balayage vertical. Nous en rappellerons brièvement le principe en nous aidant de la figure 1.

Dans ce montage, dès que le courant anodique apparaît, l'oscillation se produit si violemment qu'elle se bloque à la fin de la première alternance. Rapidement, la grille est portée à un potentiel positif d'où l'apparition d'un fort courant grille qui charge le condensateur de 0,1 μF à une tension négative telle que le tube se bloque. Le condensateur se décharge alors exponentiellement par les résistances, jusqu'au moment où le potentiel de grille atteint la valeur pour laquelle le tube redevient conducteur et où l'oscillation saccadée réapparaît.

En balayage vertical, le transformateur blocking universel « image » 83012 est recommandé, il peut remplacer tous les modèles existants et en particulier les transformateurs de blocking Orega : 6619, 6846, 3012, 3029, 3145, 3067, 83067, 3096, 3093, 83093, 3110. En balayage horizontal (surtout utilisé dans les anciens téléviseurs) ce sera le modèle universel 83014 qui remplace également tous les modèles existants et les transformateurs de blocking lignes Orega 6861 et 3014.

Ces deux modèles, 83012 et 83014, présentent les points communs ci-dessous :

- Circuit magnétique en tôles de 26 × 30 mm.
- Dimensions hors tout conformes à la figure 1 en A.
- Existents en version C ou P, c'est-à-dire : sorties par cosses C et c'est le cas général où sorties par picots P pour circuits imprimés.
- Les cosses sont situées à la partie supérieure, les picots à la partie inférieure.
- Les entraxes de fixation B ou C (Fig. 2) sont semblables.
- Branchement des sorties :
 - 1 : anode triode (ou G3 cas de l'emploi d'un tube ECL80 en blocking lignes).
 - 2 : haute tension.
 - 3 : sortie des impulsions et réglages de la fréquence.
 - 4 : grille.

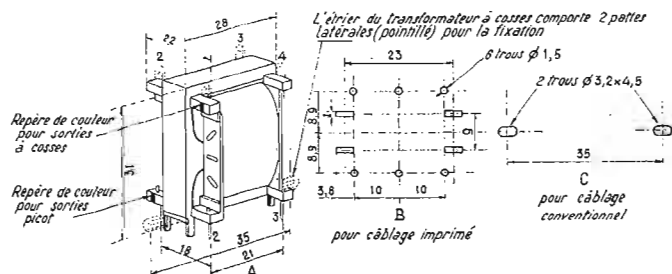


Fig. 2. — Caractéristiques mécaniques des transformateurs blocking 83012 et 83014.

- 3 : sortie des impulsions et réglages de la fréquence.
 - 4 : grille.
- (Un point de couleur repère la cosse n° 1).

En ce qui concerne particulièrement le transformateur 83012, l'inductance primaire ou secondaire à 1 000 Hz est de 1,2 H, le rapport de transformation est de 1/1 et la fréquence de balayage est de 50 à 60 Hz.

REPLACEMENT DES TRANSFORMATEURS DE TRAME

Le transformateur de trame, appelé aussi « transfo image », est un adaptateur d'impédances entre le tube amplificateur des impulsions en dents de scie, dites d'« image », et le déviateur, partie verticale, monté sur le col du cathoscope.

Les différents tubes électroniques utilisés en amplificateur « image » et les diverses impédances des déviateurs n'ont pas facilité le travail des techniciens lors de la mise au point d'un transformateur de trame universel de remplacement. En effet, depuis la commercialisation de la T.V. il a été utilisé les tubes suivants : ECL80, EL84, ECL82, ECL85, ECL802, cependant que les impédances des déviateurs, en vertical (ou « image ») présentaient des valeurs de 16 à 55 Ω.

La meilleure solution a été le transformateur universel 83167 (Fig. 3). Électriquement, il présente un primaire standard et un secondaire à prises : 20 et 40 Ω (Fig. 5). Mécaniquement, avec un circuit de tôles 50 × 60 mm, il comporte deux trous de fixation à 73 mm d'entraxes et l'adaptation à des trous d'écartement inférieur (39 mm max.) est prévue par une plaque intermédiaire (référence 10075, fig. 4A) en tôle de 15/10 fournie avec le transformateur. Les cotes de la plaque 10075 sont données par la figure 4B et son montage par la figure 4C. Le montage sera facilité si l'on adopte la méthode suivante :

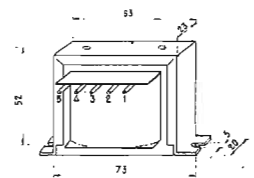


Fig. 3. — Le transformateur de trame universel 83167.

- Mettre en place la vis 1 (courte) sans serrer l'écrou.
- Poser la plaque 10075 sur le châssis au moyen de la vis 2, la centrer de façon que les trous 3 (châssis et plaque) soient en vis-à-vis, puis bloquer.
- Glisser le transformateur sous la tête de la vis 1, le mettre en position telle que l'autre trou de fixation soit, lui aussi, en vis-à-vis des trous 3, bloquer l'écrou de la vis 1.
- Mettre une vis en 3 et la bloquer.

En résumé, le transformateur sera fixé par les vis 2 et 3 ; il peut être excellent de mettre des rondelles de blocage sous les écrous.

Question de raccordement électrique : les sorties, on les remarque sur le schéma 5, sont numérotées de 1 à 5, numérotation que l'on retrouve à la figure 3.

Le transformateur universel 83167 est capable de remplacer 11 des modèles des anciens transformateurs « image » Orega, ce sont les types : 3016, 3020, 3043, 3068, 3097 et 83097, 3101, 3104 et 83104, 3119 et 6845, de même que ceux des marques « Pierre », « Videon », « Arena ». Toutefois, le mode de branchement différent de ces transformateurs obligera l'utilisateur à se référer à des figures de correspondances de sorties, objets de la figure 6 (pour « Orega ») ; (D signifie « déviateur », H « haute tension », a « anode »).

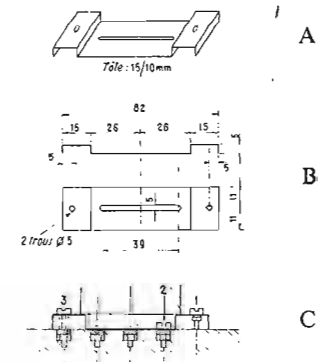


Fig. 4A. — La plaque intermédiaire 10075.
Fig. 4B. — Cotes d'encombrement de la plaque 10075.
Fig. 4C. — Montage de la plaque 10075.

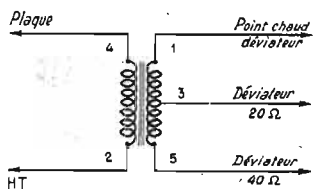


Fig. 5. — Schéma du transformateur universel 83167.

D'autre part, des cas exceptionnels seront éventuellement à prévoir :

— Lorsque le transformateur universel doit remplacer un transformateur « Orega » de 40 Ω, il faut, s'il y a une résistance de 470 Ω à la cathode du tube, prévoir son remplacement par une résistance de 560 Ω de façon à ra-

le circuit d'anode du tube final et la bobine mobile du haut-parleur, mais encore faut-il connaître ces impédances !

Afin d'éviter des recherches aux techniciens-dépanneurs nous présentons ci-dessous les impédances, en ohms, des tubes BF les plus courants en maintenance :

- 3 000 : UL41.
- 3 500 : 4654.
- 4 000 : 25A6, 42, 43, 50L6.
- 5 000 : 6AQ5, 6L6, 35L6.
- 5 600 : PCL86, UCL82.
- 6 000 : PCL82.
- 7 000 : EBL1, ECL86, EL3N, EL33, EL41, EL84, EL84F, 6F6, 6M6, 9BM5/9P9, 42, 47, 7320.
- 8 000 : ECL82, EL32, 3S4.
- 9 000 : EL42.

que l'adaptation ne demande pas tellement de précision. Elle sera toujours suffisante et le risque n'est que de perdre de la puissance.

EMPLOI DU TRANSFORMATEUR UNIVERSEL 82064

Ce transformateur avec ses trois prises au secondaire (Fig. 9) offre bien des possibilités d'adaptation surtout dans le cas de valeur inconnue de bobine mobile ; on peut chercher l'impédance maximale correspondant à l'adaptation la plus rapprochée (Tableau I).

Ce tableau par ailleurs permet de savoir l'impédance ramenée au primaire par l'utilisation de telle

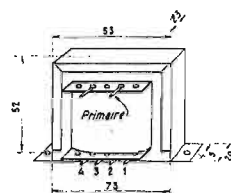


Fig. 8. — Le transformateur universel « son » 82064.

Le transformateur universel 82064 peut être utilisé pour le remplacement des transformateurs classiques « son » Orega, sauf le type 82052 qui est à basse impédance (transistor). Les caractéristiques de ces transformateurs sont données par le tableau II.

Les types 82032, 82034, 82051 seront remplacés en connectant le secondaire du transformateur universel aux bornes 1 et 3. le type 82056 aux bornes 1 et 2.

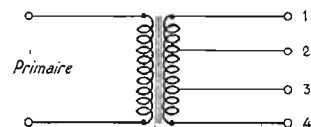


Fig. 9. — Schéma du transformateur universel « son » 82064, les sorties 1-2-3-4 correspondent à celles de la figure 8.

Mécaniquement le transformateur universel 82064 se présente sous les mêmes dimensions que le transformateur universel 83167. Comme lui et pour la même raison il utilise la plaquette intermédiaire 10075, on peut donc se référer aux figures 4A, 4B et 4C pour une fixation intermédiaire.

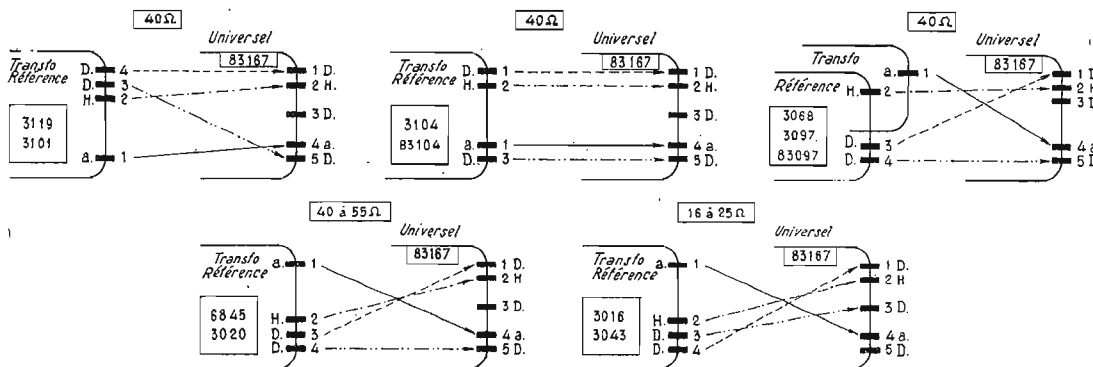


Fig. 6. — Correspondance des sorties pour le remplacement des transformateurs de trame « Orega » par le 83167.

mener le courant cathodique à 35 mA ; ceci est très important.

— Lorsque le transformateur à remplacer comporte un enroulement supplémentaire destiné à l'effacement, par exemple le type 3036 Orega et les types de la marque « RTC », le montage à respecter avec le transformateur universel 83167 est celui que représente le schéma de la figure 7.

REMPLACEMENT DES TRANSFORMATEURS « SON »

Le transformateur universel « son », référence 82064 (Fig. 8) a des possibilités plus étendues que les précédents puisque son emploi n'est pas limité à la seule télévision. En effet, partout où existe un étage amplificateur à tubes classe A : radio-récepteurs, électrophones, magnétophones, détecteurs sonores, etc., son utilisation en maintenance est recommandée.

Un transformateur de sortie est un adaptateur d'impédances entre

- 10 000 : 3Q4.
- 11 000 : ECL80.

La connaissance de l'impédance des bobines mobiles des haut-parleurs n'est pas aussi simple que celle des tubes électroniques, car il est assez rare qu'elle soit indiquée sur les haut-parleurs. Par ailleurs, et même si nous nous limitons à la période de la seconde guerre mondiale à nos jours, il est pratiquement impossible de se référer à des documentations de fabricants tellement il y a eu de marques diverses. Force est donc de se rallier aux palliatifs, voire d'agir avec empirisme.

Si l'appareil à dépanner est récent, on peut obtenir satisfaction en téléphonant ou en écrivant au fabricant lequel omet rarement de placer sa marque sur le haut-parleur. Si celui-ci est totalement vierge d'indications, on peut grosso-modo se fier à la mesure de résistance de la bobine mobile à l'aide d'un ohmmètre, donc en courant continu. L'expérience prouve

valeur de bobine mobile. Par exemple : entre 1 et 2 (2,8 Ω) entre 1 et 3 (6,3 Ω) et entre 1 et 4 (11,2 Ω) on est certain que l'impédance primaire sera de 7 000 Ω.

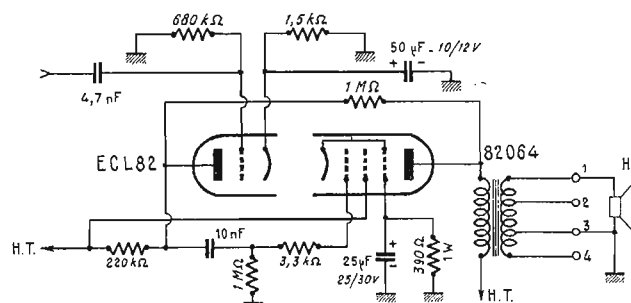


Fig. 10. — Schéma d'application du transformateur universel « son » 82064.

Inversons le problème, sachant que l'impédance primaire donnée est de 5 000 Ω (prises 1 et 2) ou de 4,5 Ω (prises 1 et 3), il est bien évident dans ce dernier cas que le fonctionnement sera bon si l'impédance est de 2,5 ou de 4 Ω

« Orega-Cifte ». réunion des firmes « Orega » (composants électroniques passifs : bobinages, sous ensembles, circuits imprimés) et « Cifte » (composants électroniques actifs : cathoscopes et tubes électroniques comme Mazda-Belvu) espère que ces indications complémentaires sur son matériel de maintenance sera de nature à faciliter le travail des techniciens-dépanneurs.

| Impédance d'entrée en Ω | Impédance de sortie en Ω | 1-2 | 1-3 | 1-4 |
|-------------------------|--------------------------|-----|------|-----|
| 3 000 | 1,2 | | | |
| 4 000 | 1,8 | | | |
| 5 000 | 2 | 4,5 | | |
| 6 000 | 2,4 | 5,4 | 9,8 | |
| 7 000 | 2,8 | 6,3 | 11,2 | |
| 8 000 | 3,2 | 7,2 | 12,8 | |
| 9 000 | 3,6 | 8,1 | 14,4 | |
| 10 000 | 4 | 9 | 16 | |
| 11 000 | | | 17,6 | |
| 12 000 | | | 19,2 | |

| Transformateur OREGA | Impédance Primaire (Ω) | Impédance Secondaire (Ω) |
|----------------------|------------------------|--------------------------|
| 82 051 | 5 000 | 4,5 |
| 82 056 | 5 000 | 2,5 |
| 82 034 | 5 600 | 4,5 |
| 82 032 | 7 000 | 4,5 |

Tableau I : combinaisons possibles d'adaptation des impédances.

Tableau II : caractéristiques des transformateurs de sortie « son » Orega.

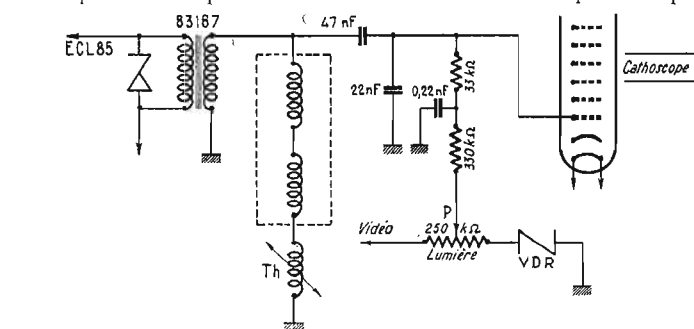


Fig. 7. — Montage du transformateur 83167 avec circuit d'effacement.

COGEKIT

COGEKIT

COGEKIT ITT SCHAUB-LORENZ

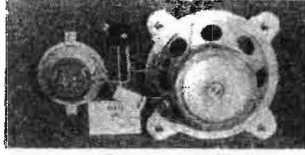
3 marques de renommée mondiale dont la réputation n'est plus à faire vous présentent en exclusivité **BAFFLES HI-FI A GOGO**

Une pléiade d'ensembles acoustiques d'une qualité exceptionnelle.

A DES PRIX JAMAIS VUS... ET INTROUVABLES AILLEURS !

ENSEMBLE SUPER PRO 130 avec H.P. ITT SCHAUB-LORENZ LPH65/12/100F

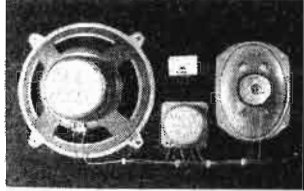
- Réponse 60-18 000 Hz.
- Puissance 15 watts.
- Impédance 4-5 ohms.
- Filtre capacitif 2,2 mF.
- Baffle sup'sono excellente qualité.
- Dimensions 300 x 150 x 10.
- Poids 1,6 kg.



L'ensemble en boîte d'origine avec laine de verre et plans de construction pour enceinte acoustique. PRIX INCROYABLE **89 F** (port 15 F). LES DEUX **170 F**.

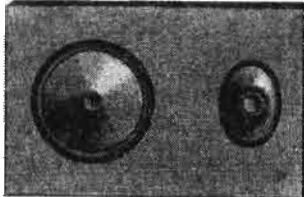
ENSEMBLE PHILHARMONIC ORCHESTRAL 160

- Avec 1 H.P. SCHAUB-LORENZ LPT160.
- Avec 1 H.P. SCHAUB-LORENZ LPH713.
- 1 ensemble filtre professionnel sous blindage métallique ITT COGEKIT FW160/675.
- Baffle SUP-SONO, excellente qualité.
- Réponse 50-20 000 Hz.
- Puissance 15 watts.
- Impédance 4-5 ohms.
- Dimensions 440 x 240 x 16.
- Poids 3 kg.



PRIX SANS PRÉCÉDENT **119 F**. LES DEUX **230 F** (port pour 1 ou 2 : 15 F). ENSEMBLE CONCERTO 250

- Avec 1 H.P. ITT SCHAUB-LORENZ LPT245.
- Avec 1 H.P. ITT SCHAUB-LORENZ LPMH1318.
- 1 filtre professionnel COGEKIT. SCHAUB-LORENZ FW250/594.
- Baffle SUP-SONO, excellente qualité.
- Réponse 35-20 000 Hz.
- Puissance 25 watts.
- Impédance 4-5 ohms.
- Dimensions 550 x 350 x 16.
- Poids 5,8 kg.



UN MATÉRIEL DE SI BELLE QUALITÉ **189 F**. LES DEUX **370 F** (port 20 F).

TOUS CES ENSEMBLES SONT MONTÉS SUR BAFFLES D'ORIGINE ET PRÊTS A L'UTILISATION IMMÉDIATE, LES DIFFÉRENTES CONNEXIONS ÉTANT ÉTABLIES.

ET VOICI LE MERVEILLEUX BOLIDE «TYPE INDIANAPOLIS» ALFA-ROMEO COMPÉTITION «COGEKIT 431»



Entièrement **RADIO-COMMANDÉE**

- Cerveau électronique à 4 canaux ● Commandes : marche avant, marche arrière, arrêt, gauche, droite, feux arrière, phares avant ● Radioguidage possible jusqu'à 200 mètres ● Tout transistorisé ● Fonctionne sur 8 piles torche, modèle moyen 1,5 V ● L'ENSEMBLE RIGOREUSEMENT COMPLET EN ETAT DE FONCTIONNEMENT. VOITURE ET RADIOCOMMANDE AU PRIX INOUI DE **270 F** (port 10 F). Dimensions : Voiture 370 x 150 x 80 mm ● Radiocommande : 130 x 70 x 30 mm.

ATTENTION! ATTENTION! Cet ensemble n'a rien de comparable à tout ce qui se vend actuellement !

COGEKIT se réserve le droit de modifier sans préavis PRIX - CONCEPTION - EQUIPEMENT

AUCUN ENVOI CONTRE REMBOURSEMENT - C.C.P. 5719-06 PARIS Paiement à la commande par mandat ou chèque rédigé à l'ordre de CIRATEL JOINDRE LE MONTANT DU PORT QUI FIGURE SUR CHAQUE ARTICLE *Aucun envoi en dessous de 50 F*

VENTE PAR CORRESPONDANCE

COGEKIT Boîte Postale n° 133 75-PARIS (15°)

Cette adresse suffit

VENTE SUR PLACE Fermeture dimanche et lundi

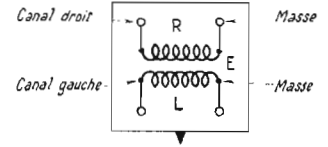
CIRATEL 51, quai André-Citroën PARIS (15°) - Métro : Javel

COGEKIT

COGEKIT

Banc d'essai de la cellule magnétique ALTHA-LENNY

Une cellule magnétique de pick-up, de fabrication japonaise, étant actuellement disponible (1) pour un prix réduit, nous avons procédé à son banc d'essai complet, afin de vérifier ses performances. Ce banc d'essai concernait son niveau de sortie, sa courbe de réponse, son facteur de lisibilité et sa diaphonie.



Niveau de sortie : utilisé avec une force d'appui de 1,5 à 2 g, le niveau de sortie pour 8 cm/s à 1 kHz est de 5,1 et 5,7 mV respectivement pour les deux canaux, avec écart de 1 dB entre les deux canaux.

Contrôle de lisibilité latérale à 300 Hz : 50 μm.

Contrôle de lisibilité verticale à 300 Hz : 50 μm.

Diaphonie (séparation entre canaux) à 1 kHz : 20 dB.

Courbe de réponse : La courbe de réponse a été relevée à l'aide du disque-test CBS BTR150 dont la courbe d'enregistrement est conforme aux recommandations RIAA/CIE. Les mesures ont été faites pour le canal de gauche, ensuite pour le canal de droite. Les niveaux à 1 kHz ont été considérés comme 0.

Cette cellule est à 4 broches, à écartement standard. Son branchement, vue de l'arrière, est celui de la figure 1, l'indication R correspondant au canal de droite, L à celui de gauche et les deux broches marquées E à la masse.

Les chiffres que nous venons de mentionner correspondent à des performances excellentes, comparables à celles d'une bonne cellule magnétique valant deux à trois fois son prix.

Le tableau ci-après indique le niveau relatif (dB) en fonction de la fréquence (Hz).

| Fréquence | Canal G | Canal D |
|-----------|---------|---------|
| 16 000 | + 2 | + 2 |
| 14 000 | + 2 | + 2 |
| 12 000 | + 4 | + 4 |
| 10 000 | + 4 | + 4 |
| 8 000 | + 5 | + 4 |
| 6 000 | + 1 | + 1 |
| 5 000 | + 2 | 0 |
| 4 000 | 0 | 0 |
| 3 000 | 0 | - 1 |
| 2 000 | 0 | - 1 |
| 1 500 | 0 | 0 |
| 1 000 | 0 | 0 |
| 800 | - 1 | - 1 |
| 600 | - 1 | - 1 |
| 500 | - 1 | - 1 |
| 400 | - 1 | 0 |
| 300 | - 1 | 0 |
| 200 | - 1 | 0 |
| 150 | 0 | - 1 |
| 100 | + 2 | - 1 |
| 80 | - 1 | - 1 |
| 60 | - 1 | - 2 |
| 50 | - 1 | - 1 |
| 40 | 0 | - 1 |
| 30 | 0 | - 1 |
| 25 | + 3 | 0 |
| 20 | + 5 | 0 |

Exposition TEXAS

Grand public

Du 1^{er} au 27 février 1971
de 8 à 20 heures

6, allée Verte PARIS-11^e

Métro : Richard-Lenoir

(1) Importateur : Cirque Radio.

MONTAGES PRATIQUES

A CIRCUITS INTÉGRÉS CA 3018

NOUS avons déjà publié dans notre numéro 1283 les descriptions de plusieurs montages pratiques utilisant le circuit intégré RCA CA3018 actuellement disponible en France pour un prix modique. D'autres applications pratiques sont examinées ci-après.

INTERRUPTEURS ULTRA-SENSIBLES

Le CA3018 a un emploi tout indiqué comme interrupteur ultra-sensible actionné par exemple par des variations de température pouvant être inférieures à 0,5 °C ou par des variations de lumière qui seraient insensibles à l'œil. Les applications décrites ci-après utilisent le même principe fondamental de fonctionnement.

Dans le schéma fondamental d'un amplificateur différentiel à couplage d'émetteur (Fig. 1 a), la résistance commune d'émetteur des transistors Q₁ et Q₂ est R₅. La base de Q₁ est réglée à une tension de 6 V par le pont R₁ R₂. La tension base de Q₂ est variable autour de 6 V par l'intermédiaire du potentiomètre R₄ faisant partie du pont R₃ R₄. La tension à l'extrémité supérieure de R₅ est inférieure d'environ 0,65 V à celle de la base dont la tension est la plus élevée. Dans ces conditions si les tensions des deux bases sont identiques, Q₁ et Q₂ sont également polarisés dans le sens direct et leur conduction est identique : il y a équilibre.

CIRCUIT INDICATEUR DE GEL

Le circuit de la figure 2 met en application le montage de la figure 1b en utilisant le circuit intégré CA3018. Il s'agit d'un indicateur de gel pouvant être très utile aux automobilistes.

Les transistors Q₃ et Q₄ faisant partie du circuit intégré, sont montés en super Alpha et constituent une moitié de l'étage différentiel, avec entrée sur la broche 9. Q₂ et Q₁ sont montés de la même façon et constituent l'autre moitié, avec entrée sur la broche 3. Le condensateur C₁ évite une instabilité de l'étage différentiel et C₂ évite des déclenchements intempestifs.

En fonctionnement le relais colle dès que la température de la thermistance diminue au-dessous d'une valeur préréglée. Le seuil de déclenchement est réglé par R₃. La thermistance est une

Mullard VAI066S, une RCA KD2108 ou similaire. Le relais RY1 est un modèle quelconque 12 V dont la résistance de l'enroulement d'excitation est supérieure à 120 Ω.

Pour l'indicateur de gel, R₃ est réglé de telle sorte que le relais colle dès que la température de R₈ est inférieure à 0 °C.

L'hystérésis thermique du circuit est de 0,5 °C : après déclenchement du relais lorsque la température chute à 0 °C, il ne revient

aux tensions de base identiques de Q₁ et Q₂ est déterminé par les valeurs de ces résistances et est indépendant de la tension d'alimentation. Cet équilibrage ne dépend pas également des variations de température car les variations des tensions base-émetteur se compensent, Q₁ et Q₂ faisant partie du même substrat de circuit intégré.

Si R₄ est réglé au voisinage de l'équilibre, la tension collecteur de Q₂ peut être modifiée de 1 V en augmentant la tension base de Q₂

par un transistor un relais de sortie (Fig. 1 b). Le collecteur de Q₂ est couplé directement à la base d'un transistor *n-p-n* Q₃ et un relais est disposé dans le circuit collecteur de Q₃. Une partie de la tension de collecteur de Q₃ est également réinjectée sur la base de Q₂ par l'intermédiaire de R₇ reliée au point de jonction de R₄ et R₈.

Supposons que R₄ soit réglé de telle sorte que Q₂ soit au cut-off. Aucun courant n'est appliqué à la

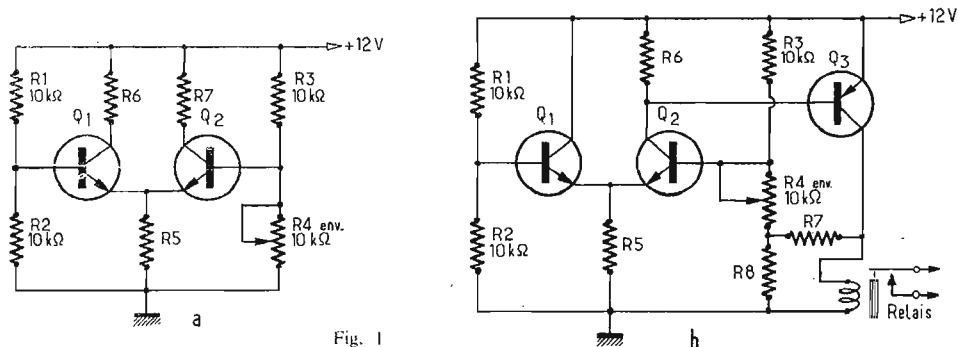


Fig. 1

au repos lorsque la température croît à + 0,5 °C. L'hystérésis peut être augmentée en augmentant la résistance de R₇.

Si la base de Q₂ est rendue plus positive que celle de Q₁ (il s'agit de transistors *n-p-n*) Q₂ est davantage polarisé dans le sens direct et devient plus conducteur. Simultanément la tension à l'extrémité supérieure de R₅ croît proportionnellement à la tension de base de Q₂, ce qui réduit la polarisation dans le sens direct de Q₁ dont la base devient moins positive par rapport à son émetteur. Le couplage par la résistance commune d'émetteur a ainsi pour effet de faire conduire davantage Q₂ et de rendre Q₁ moins conducteur lorsqu'on augmente la tension base de Q₂. L'inverse se produit lorsque la tension base de Q₂ est rendue inférieure à celle de Q₁.

Le degré de conduction des deux transistors dépend de la différence entre les tensions des deux bases et non des tensions de ces bases. Q₁ et Q₂ donnent un gain de courant et de tension entre collecteur et base. Si chaque transistor a un gain de tension de 100, une variation de tension de 10 mV sur la base de Q₂ provoque une variation de tension de 1 V sur le collecteur de Q₂.

Les résistances R₁ à R₄ constituent un pont et le point d'équilibrage du circuit correspondant

par rapport à celle de Q₁ de 10 mV. Une polarisation au repos de 6 V étant appliquée normalement à la base de Q₂ par le diviseur de tension R₃ R₄, cette variation de tension collecteur est obtenue par une variation de la valeur de R₄ inférieure à 0,2 %.

L'équilibrage du circuit est ainsi très sensible aux variations des résistances de polarisation R₁ à R₄ mais est virtuellement indépendant des variations de tensions d'alimentation et de température. On peut donc utiliser ce circuit comme un interrupteur électronique très sensible et très stable commandé par une variation de résistance.

On peut modifier le circuit fondamental différentiel de la figure 1 a de façon à commander

base de Q₃ qui est au cut-off. Le relais est donc au repos. Régions R₄ de façon que Q₂ soit polarisé suffisamment pour appliquer un courant faible sur la base de Q₃. Dès que Q₃ commence à conduire, sa tension collecteur se rapproche de la tension positive d'alimentation.

Une fraction de cette tension croissante est réinjectée par R₇ sur la base de Q₂, ce qui augmente sa tension, augmentant la conduction de Q₂ et Q₃. Il en résulte une action régénérative qui amène rapidement Q₃ à la saturation et fait coller le relais.

En choisissant la valeur de R₈ l'hystérésis de déclenchement du circuit peut être modifiée selon les besoins : si la valeur de R₈ est très faible on peut régler le

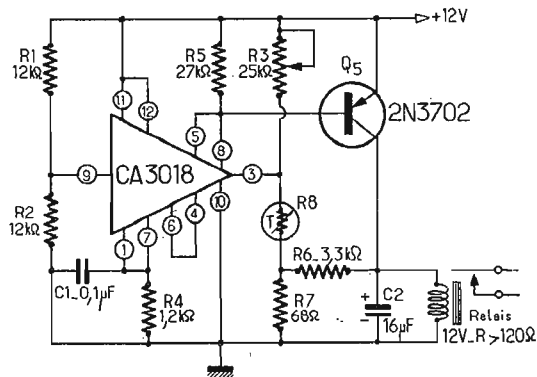


Fig. 2

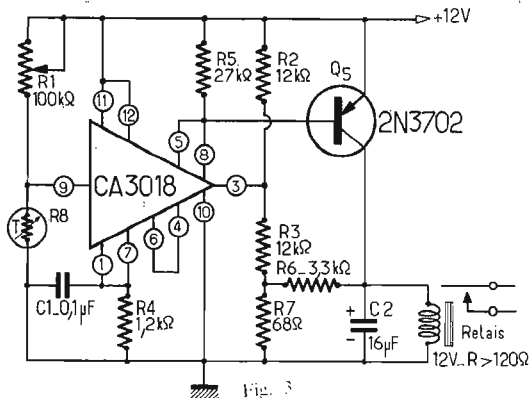


Fig. 3

circuit pour faire coller le relais lorsque $R_4 = 10\,000\ \Omega$, mais il ne peut à nouveau décoller que lorsque R_4 est réduite par exemple à $9\,900\ \Omega$, l'hystérésis étant ainsi de $100\ \Omega$.

Le fonctionnement du circuit de la figure 1 b est très simple. R_1 à R_4 constituent un pont équilibré lorsque $R_4 = 10\,000\ \Omega$. Si par exemple R_4 est rendu inférieur de $0,5\%$ ou plus de $10\,000\ \Omega$, le pont est déséquilibré de telle sorte que Q_2 est amené au cut-off et que Q_3 l'est également, ce qui laisse le relais au repos.

Si R_4 est augmenté de $0,5\%$ ou plus de $10\,000\ \Omega$, Q_2 est rendu conducteur et grâce à l'action

est actionné dans ce cas lorsque la température de R_8 est supérieure à un certain niveau, pour mettre par exemple en service un ventilateur ou un conditionneur d'air. Le circuit peut fonctionner à une température comprise entre 30 et $110\ ^\circ\text{C}$ avec les thermistances mentionnées (Mullard VA1056S, VA1067S, RCA KD2109 ou similaires). L'hystérésis thermique est de $1\ ^\circ\text{C}$ pour une température de fonctionnement de $100\ ^\circ\text{C}$. Pour d'autres gammes de températures d'autres types de thermistances sont nécessaires. Leurs résistances doivent être comprises entre $2\,000$ et $80\,000\ \Omega$ pour la température de déclenchement choisie.

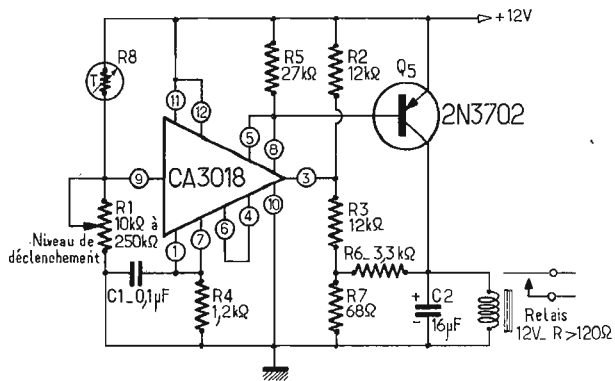


Fig. 4

régénérative il en est de même pour Q_3 et le relais colle rapidement.

Le circuit actionne le relais lorsque la valeur de R_4 atteint une valeur prédéterminée pouvant être réglée avec précision. En remplaçant R_4 par une thermistance ou une cellule LDR dont la résistance varie avec la lumière, on obtient ainsi un commutateur sensible commandé par la température ou la lumière.

CIRCUIT DE COMMANDE D'UN RADIATEUR OU D'UN VENTILATEUR

Le même circuit peut être utilisé dans un appartement pour mettre en service un radiateur de chauffage lorsque la température s'abaisse au-dessous d'un certain niveau prédéterminé. Le schéma peut être modifié comme indiqué par la figure 3. Le relais

COMMUTATEUR SENSIBLE COMMANDE PAR LA LUMIERE

Le schéma de ce circuit est indiqué par la figure 4. Le relais est actionné lorsque le niveau de lumière tombe au-dessous d'une valeur prédéterminée. On peut faire fonctionner le relais lorsque la lumière dépasse un certain niveau en inversant la cellule LDR R_8 et R_1 .

Le même circuit peut servir de détecteur ultra-sensible de fumée, de brouillard, etc. Pour cette dernière application, la brillance de la source d'illumination doit être stabilisée.

ALLUMAGE AUTOMATIQUE DES VEILLEUSES SUR UNE VOITURE

Le circuit de la figure 5 permet l'allumage automatique des veill-

leuses d'une voiture lorsque la nuit tombe avec coupure de l'alimentation lorsque la lumière du jour est suffisante.

L'alimentation de l'ensemble est prélevée sur le commutateur d'allumage et les contacts du relais sont câblés en parallèle sur le commutateur du véhicule mettant en service les veilleuses. R_1 , R_{11} , R_2 , R_3 , D_1 , C_1 , C_2 et R_4 constituent un réseau intégrateur à double constante de temps contrôlant la tension d'entrée variable appliquée à l'étage différentiel.

rateur pour chaque côté de l'amplificateur différentiel. Les deux paires de contacts des relais sont montées en série de telle sorte que l'on obtienne une sortie seulement lorsque les deux relais sont actionnés simultanément. La résistance R_x est la « clé » de la serrure. Sa valeur peut être comprise entre 100 et $100\,000\ \Omega$. Les résistances R_1 et R_x doivent avoir des valeurs presque égales, R_3 permettant de compenser les légères différences éventuelles.

Les deux relais sont excités

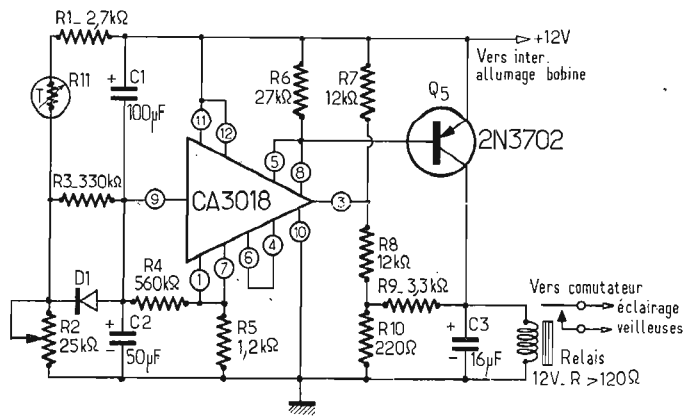


Fig. 5

En raison du réseau intégrateur, lorsque la voiture est en service le relais est actionné lorsque le niveau de lumière sur R_{11} tombe brusquement au-dessous d'une valeur déterminée par R_2 , mais le relais décolle à nouveau seulement si la lumière est appliquée au moins pendant 30 secondes. Le circuit est donc insensible aux brusques variations de lumière. Dans le cas de la traversée d'un tunnel, l'allumage se produit automatiquement si la lumière n'est pas suffisante et l'extinction se produit à la sortie du tunnel, 30 secondes après l'exposition à la lumière du jour.

simultanément seulement si la clé R_x est de valeur correcte. La tolérance du circuit peut être réglée entre 0 et $\pm 5\%$ par l'intermédiaire de R_2 . Si la valeur de R_x n'est pas correcte, seul un relais est excité : si R_x est trop élevé R_{Y_1} colle et si R_x est trop faible c'est R_{Y_2} qui colle. Pour un montage pratique de serrure électronique, la sortie doit être prélevée par l'intermédiaire d'un relais supplémentaire à retard de 5 ou 10 secondes, pour éviter d'avoir la possibilité d'ouvrir la serrure à l'aide d'un potentiomètre monté en résistance variable !

SERRURE ELECTRONIQUE

Le CA3018 peut être monté en serrure électronique (Fig. 6). Le circuit utilise deux relais avec un étage commutateur et régéné-

DETECTEUR D'APPARIAGE DE DEUX RESISTANCES

Le schéma de la figure 7 qui est une variante du précédent constitue un détecteur d'équilibrage. Si les résistances R_3 et R_4

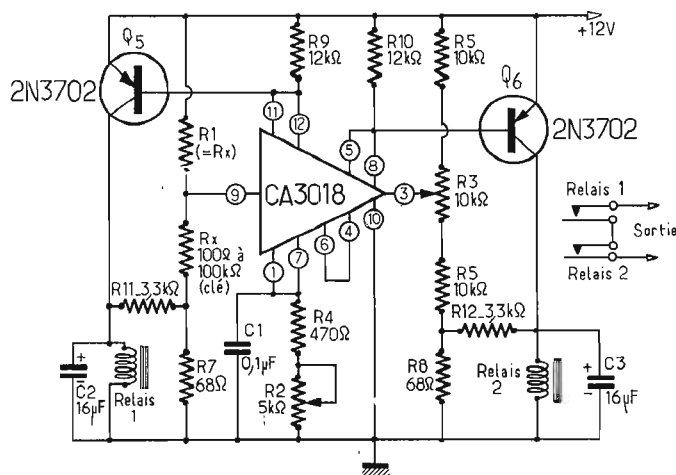


Fig. 6

sont égales les relais RY_1 et RY_2 sont actionnés simultanément. L'équilibrage est indépendant des valeurs absolues de R_3 et R_4 pouvant être comprises entre 470Ω et $200\,000 \Omega$.

Le même schéma peut être utilisé comme le «cerveau» d'un robot en remplaçant R_3 et R_4 par deux cellules LDR dirigées vers une bande blanche tracée sur le sol, de part et d'autre de cette bande. Le relais RY_1 actionne un moteur entraînant le robot à gauche et RY_2 un moteur entraînant à droite. Dans ces conditions, si le robot se dirige à gauche de la bande, la cellule LDR de droite se trouve plus illuminée que celle de gauche et le moteur dirigeant le robot à droite se trouve mis en service. L'inverse se produit

polarisation. La résistance R_8 permet l'équilibrage des deux charges d'émetteur de telle sorte que l'appareil de mesure relié entre les émetteurs et les deux émetteurs followers indique zéro lorsqu'aucune source de courant n'est reliée aux bornes d'entrée 9 et 6. En raison du montage émetteur follower le gain de courant est élevé, mais le gain en tension est nul entre les bornes d'entrée et l'appareil de mesure. Le gain de courant est de l'ordre de 1 000 mais pour améliorer la stabilité, on le réduit à 100 en reliant le contrôle de sensibilité R_{10} en parallèle sur les bornes d'entrée.

La mise au point de ce circuit est la suivante :

1° Régler R_{10} au maximum et R_9 à mi-course. Court-circuiter les

lisé à partir d'un microampère-mètre de $100 \mu A$. Les transistors Q_1 et Q_2 sont montés en amplificateur différentiel, avec l'appareil de mesure relié entre leurs collecteurs. Les transistors Q_3 Q_4 servent de générateur de courant constant dans la ligne d'émetteur de l'amplificateur différentiel.

Ce circuit a un gain de courant et de tension entre les bornes d'entrée (broches 6 et 3) et l'appareil de mesure. La résistance R_x constitue un multiplicateur. Sa valeur est de $200\,000 \Omega/V$. Si l'on désire la déviation complète pour $10 V$, $R_x = 2 M\Omega$.

Le réglage du montage est le suivant :

1° Court-circuiter les broches 3 et 6 et régler R_9 pour obtenir une déviation nulle.

En prévoyant un commutateur mettant en service plusieurs résistances R_x , on obtient plusieurs sensibilités.

MILLIVOLTMETRE ELECTRONIQUE DE 2 MΩ/V

Le schéma de ce millivoltmètre très sensible est indiqué par la figure 10. Le circuit est fondamentalement le même que celui de la figure 9, avec toutefois Q_3 - Q_4 et Q_1 Q_2 montés en amplificateur différentiel super alpha et Q_5 et D_1 utilisés comme générateur de courant constant. La résistance R_x a une valeur de $2 M\Omega/V$, dépendant de la tension choisie pour obtenir la déviation totale. Pour la mise au point le mode opératoire est le suivant :

1° Court-circuiter les broches 9 et 6 et régler R_7 pour obtenir une déviation nulle.

2° Supprimer le court-circuit entre les broches 9 et 6 et régler R_9 et R_{10} pour une déviation nulle.

3° Relier la valeur calculée de R_x pour obtenir la déviation totale pour la tension choisie et appliquer à l'entrée cette dernière tension. Régler R_8 pour obtenir la déviation totale.

4° Répéter les opérations 1, 2 et 3 et réajuster si nécessaire.

En raison de la grande sensibilité du circuit, le câblage des éléments doit être soigné, et il est nécessaire d'utiliser un blindage évitant les inductions parasites. Les résistances R_1 - R_3 et R_2 - R_4 doivent être montées très près l'une de l'autre afin qu'elles soient portées à la même température. Toutes les résistances doivent être de tolérance 5 % ou supérieure et de haute stabilité.

Comme dans le cas du millivoltmètre de la figure 9, il est possible d'ajouter un commutateur de sensibilité mettant en service plusieurs résistances R_x correspondant aux sensibilités désirées.

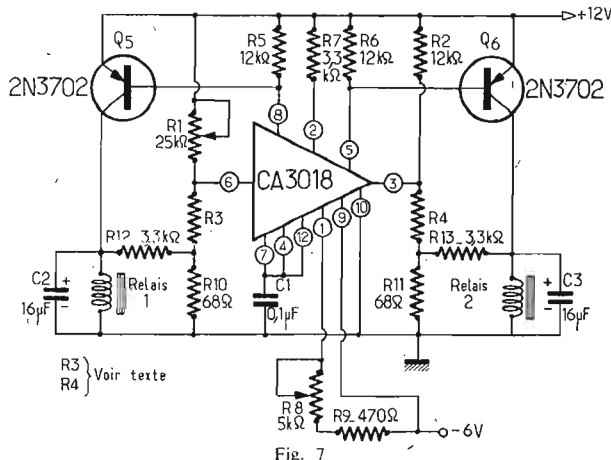


Fig. 7

si le robot se dirige à droite et sa trajectoire correspond à celle de la bande.

AUGMENTATION DE LA SENSIBILITE D'UN MICROAMPEREMETRE

La figure 8 montre le schéma à utiliser pour augmenter la sensibilité d'un microampère-mètre de 100 à $1 \mu A$. Les transistors Q_3 Q_4 et Q_1 Q_2 sont montés en amplificateur différentiel émetteur follower, avec charge d'émetteur R_6 et R_7 , et avec polarisation dépendant du pont R_1 , R_2 , R_3 , R_4 . Les résistances R_5 et R_9 permettent un équilibrage précis du pont de

bornes d'entrée et régler R_8 de façon à obtenir l'indication zéro de l'appareil de mesure.

2° Supprimer le court-circuit de l'entrée et régler R_5 pour retrouver l'indication zéro. Parfaire le réglage à l'aide de R_9 .

3° Appliquer une intensité de $1 \mu A$ entre les deux bornes d'entrée. Ajuster ensuite R_{10} pour obtenir la déviation totale de l'appareil de mesure.

MILLIVOLTMETRE ELECTRONIQUE DE 200 kΩ/V

La figure 9 montre le schéma d'un millivoltmètre électronique d'une sensibilité de $200 k\Omega/V$, réa-

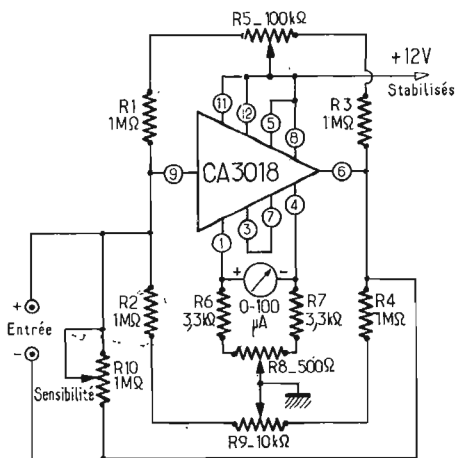


Fig. 8

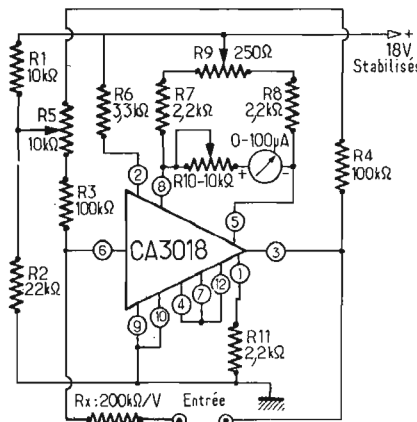


Fig. 9

2° Supprimer le court-circuit entre les broches 3 et 6 et sans relier une source à l'entrée, régler R_5 pour une déviation nulle.

3° Relier la valeur calculée de R_x dépendant de la tension choisie pour la déviation totale et appliquer la tension correspondante aux bornes d'entrée. Régler R_{10} pour la déviation totale.

4° Refaire les réglages 1 et 2 en les signalant si nécessaire.

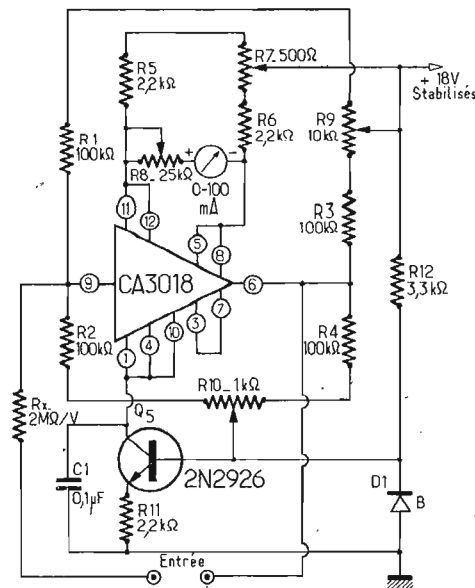


Fig. 10

REALISATION DE MULTIVIBRATEURS

La figure 11 montre le schéma d'un multivibrateur réalisé avec un CA3018. Selon les valeurs d'éléments, la fréquence peut varier de 0,2 Hz à 5 Hz. Les transistors Q_3 - Q_4 montés en super-alpha constituent une moitié du multivibrateur, l'autre moitié étant constituée par Q_1 - Q_2 montés de la même façon. En raison des gains en courant très élevés les constantes de temps peuvent être élé-

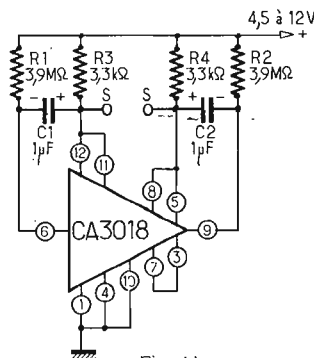


Fig. 11

vées ($R_1 = R_2 = 3,9 M\Omega$). Les deux sorties sont disponibles sur les broches 11 et 12 et sur les broches 5-9. Elles sont en opposition de phase. La période de fonctionnement du circuit peut être augmentée si nécessaire en augmentant la capacité de C_1 et C_2 .

Le schéma d'un multivibrateur monostable est indiqué par la figure 12. Les transistors Q_3 - Q_4 sont montés de nouveau en super-alpha et constituent une moitié du multivibrateur. Le transistor Q_2 constitue l'autre moitié et Q_1 sert d'étage de sortie émetteur follower.

La sortie prélevée sur le curseur de R_7 est normalement de 0 V mais croît à la tension positive d'alimentation pendant une période de temps déterminée, chaque fois que le multivibrateur monostable est déclenché. La période a une durée d'environ 2,5 s par microfarad (capacité de C_1). Si $C_1 = 10 \mu F$ cette période est de 25 s. Le circuit peut être déclenché manuellement à l'aide de S_1 ou électroniquement, en appliquant une impulsion positive sur la broche 3.

(D'après Radio Electronics)

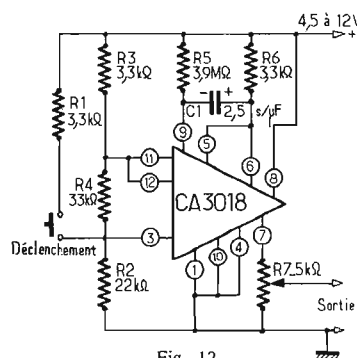


Fig. 12

B. G. MÉNAGER

MAGASINS OUVERTS DU LUNDI AU SAMEDI de 9 h 30 à 12 h et de 14 h à 19 h

20, rue Au-Maire, PARIS-3^e
Tél.: TUR. 66-96 - C.C.P. 109-71 Paris
A 30 mètres du métro Arts-et-Métiers

- Machine à calculer électrique à bande imprimante 590,00
- Machine à écrire portative en mallette, type 600 275,00
- Série casseroles inox, triple fond... 85,00
- Electrophone stéréo 330,00
- Téléviseurs SCHNEIDER 59 cm 1 090,00
- Télé tout écran 60 cm écran filtrant 690,00
- Téléviseur gd écran 59 cm val. 1 390,00
- Vendu en emball. origine 870,00
- AUTORADIO 6 et 12 V, vendu complet avec H.P. 115,00
- Boule à laver le linge fabr. suisse, valeur 250 F. Vendue 65,00
- Pompe immergée pr puits prof. 590,00
- Lava-vaisselle 8 couverts avec adoucisseur d'eau, valeur 1 800 F. 950,00
- Mach. à laver la vaisselle automat., 5 modèle 8 couverts luxe façade inox 1 100 F.
- Machine à laver le linge automatique 6 kg, VIVA chauff. gaz, valeur 2 100 F vendue 1 100,00
- Machine à laver le linge LADEN super automatique 950,00
- Machines à laver autom. 12 programmes, chauff. électr., modèle 5 kg, 220 V 850,00

UNE AFFAIRE POUR JEUNES MENAGES

1^{er} LOT

- 1^o Machine à lever automatique 12 programmes, chauff. électr.;
- 2^o Cuisinière à gaz 4 feux avec four;
- 3^o Réfrigérateur 140 litres.

L'ENSEMBLE 1 460,00
ou à crédit 80,00 par mois

2^e LOT

- 1 machine à laver le linge automatique.
- 1 poêle à mazout 200 m³.
- 1 cuisinière 4 feux, four à hublot.
- 1 réfrigérateur 155 litres.

L'ENSEMBLE 1 750,00
(Chaque pièce peut être vendue séparément.)

3^e LOT

- Cuisinière 4 feux et minuterie avec tournebroche.
- Un réfrigérateur 195 litres - 220 V

L'ENSEMBLE 1 100,00

- Machine à laver BRANDT Stato 47 automatique 1 090,00
- Machine à laver VEDETTE, 5 kg, autom. chauff. électr., embal. d'orig. 1 150,00

RÉFRIGÉRATEURS grande marque

- 165 litres 450,00
- 200 litres 520,00
- Réfrigérateur butane 80 litres allumage automatique 685,00

- Machines à coudre portative, ZIG-ZAG Vendue 550,00
- Machine à coudre SINGER démarquée, en mallette, 220 V, moteur 2 vitesses avec éclairage 300,00

- Cireuse 3 brosses aspirantes, modèle très plat, valeur 450,00. Vendues neuves 290,00
- Poêle à mazout 150 m³ 300,00
- Poêle à mazout, 200 m³, avec hublot, valeur 630 F. Vendu 320,00
- Rad. électr. SAUTER 120 et 220 V Vendu 45,00

RETOUR D'EXPO

- Radiat. à circ. huile LADEN, 2 000 W av. thermostat. Valeur 850 F. Vendu 470,00
- Cuisinière Pied-Selle, 4 feux, électr. avec four à hublot, valeur 1 200 F. Vendu 490,00
- Cuisinière de luxe 4 feux, four à hublot avec tournebroche 650,00

- Cuisinière 3 feux, four, hublot... 279,00
- Cuisin. toute électrique autom. fabr. SAUTER avec programmeur. Valeur 1 680 F. Vendue 790,00
- Plaque de cuisson SAUTER gaz... 350,00
- Mixers ROTARY 220 V 29,00
- Aérateur PHILIPS pour cuisine, valeur 95 F. Vendu 35,00
- Chauffe-eau électr. 30/50/100 l.
- Chauffe-eau gaz ville ou butane ELM. Vendu hors cours 265,00

A SAISIR

CUISINIÈRE mixte, 2 feux gaz, 2 plaques électr., four à hublot, tournebroche, minuterie. 790 F

Aspirateur ROTARY type chariot. Très puissant, 220 V complet avec accessoires, valeur 520 F. VENU 250 F

MACHINE A LAVER le linge «VIVA», automatique 4 kg, chauffage gaz, valeur 1 650 F. 850 F

LAVE-VAISSELLE pour grande famille, 2 portes de chargement. VENDEDUE 1 640 F

MACHINE A TRANCHEUR Jambon, saucisson, pain, etc. VENDEDUE 56 F

RADIATEUR à circulation d'huile THOMSON. 2 000 W. Valeur 760,00. Vendu 390,00 3 000 W. Valeur 860,00. Vendu 490,00

CONGÉLATEURS
240 litres 800,00
370 litres 990,00

B. G.

AU SERVICE DU CLIENT
Au cas où le matériel acheté ne conviendrait pas

NOUS OFFRONS LA POSSIBILITÉ D'ÉCHANGE, DÉMONSTRATION ET ESSAI du matériel de SOUDURE et tout outillage électrique

GARAGE

pour voiture, bateau ou ABRI DE JARDIN

En acier galvanisé. Montage facile. Livré complet avec outillage et schéma. Largeur de la porte : 2,45 m. Hauteur : 2 m. Longueur à volonté.
Modèle standard 5 m 1 750,00

OFFRE EXCEPTIONNELLE

PERCEUSE ÉLECTRIQUE 15 mm, cône mors n° 1 220 F

TONDEUSE A GAZON
Électrique 220 volts

- 420 W, coupe 300 mm 205,00
- 300 W, coupe 220 mm 195,00
- Générateur d'ozone pour assainissement, vendu 149,00
- Pendules de cuisine avec pile, mouvement à transistor 65,00
- Réveil-pendule électrique, sonnerie à répétitions 39,00
- Casques Séchoirs électr. 38,00
- Armoire réfrigérateur 400 l, cuve émail., étage de congélation 1 190,00
- Réfrigérateur de cantine et caravane gaz ou électrique 12 volts. VENDU HORS COURS.
- Réfrigérateur pour maison de campagne fonctionnant sur butane 590,00
- Réfrigérat. 180 l, modèle luxe Westinghouse 490,00
- En 250 l à congélateur 790,00

- Réglette fluo. en 1,20 m 37,00
- Carillon de porte, 2 notes 22,00
- Rasoirs CALOR, vendus 41,00
- Taille-haie électr. coupe 45 mm. 165,00
- Poêle à mazout d'atelier 500 m³ 590,00
- 700 m³ 690,00

FAITES VOUS-MÊME
votre installation de chauffage central sans outillage spécial.

Nous fournissons tout le matériel CHAUDIÈRE, gaz et mazout. RADIATEURS, RACCORDS rapides, Chaudière à mazout, nouveau modèle forme basse 18 à 35 000 calories, entièrement équipée avec thermostat, thermomètre, brûleur à pulvérisation, vendue net 1 840,00
- Circulateur d'eau 350,00
- Pompe à mazout électr. 175,00
- Robinet thermostatique 85,00
- Accélérateur de tirage électr. 125,00
- Brûleur à pulvérisation fabricat. suisse, 20 000-60 000 cal. 760,00
- Circulation d'eau pour chauff. central adaptable sans transformation 380,00
- CUVE A MAZOUT, RADIATEURS, ROBINETTERIE, TUBES cuivre et acier et TOUS RACCORDS.

EXEMPLE DE PRIX

Pour une installation de 5 pièces et cuisine : 1 chaudière à mazout « Deville » 20 000 calories, 6 radiateurs avec robinetterie, 1 accélérateur, tuyauterie avec raccords, vase d'expansion 3 800,00

- Moteur mono 1/3 CV, 1 500 tr. 110/220 V avec poulie 65,00
- Moteur 1/5, 120/220 V av pompe, neuf 49,00
- Groupe électropompe 220 V aspiration 6,50 m 280,00
- Ensemble bloc électropompe complet av. réservoir, 100 l, clapet, crépine et contacteur autom. 120 ou 220 V. 690,00
- Groupe électrogène 220 V mono altern., Val d'or, 1 500 W, matériel neuf garanti 1 990,00
- Pistolet à peinture électrique, 220 V à jet réglable, gobelet 1 l 125,00
- Electro-pompes pour douche ou baignoires 115,00
- Petite pompe de vidange électrique 59,00
- Moteur réducteur 2 vitesses 120/220 v mono 85,00
- Petit compresseur portatif 220 V vendu 330,00
- Perceuse tamponneuse 10 mm mandrin à clé Black et Decker 260,00
- Modèle 13 mm 320,00
- PERCEUSE électr. 6 mm VAL D'OR, BLACK ET DECKER 85,00
- PERCEUSE-PISTOLET 8 mm en coffret carton avec 8 access. (ponçage, lustrage) prix 119,00
- Modèle professionnel 10 mm, mandrin à clé 128,00
- PERCEUSE 10 mm 2 vit. 165,00
- TOURET 2 MEULES de 125 mm - 110 ou 220 V 195,00

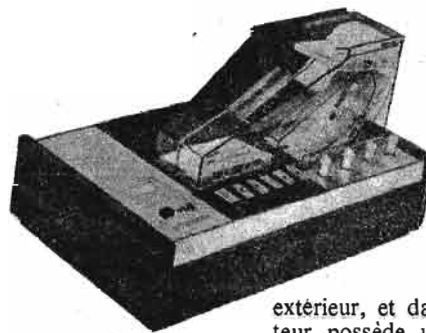
POSTES DE SOUDURES

- A arc 220 V, pour électrodes 1,5 à 2,5 280,00
- COMPLET AVEC ACCESSOIRES**
Modèle de 1,5 à 3,2 490,00
De 1,5 à 4 mm 590,00

- Pompes vide cave, commande par flexible amorçage autom., débit 1 500 l/heure, eau et mazout 195,00
- Chargeurs d'accus 6-12 V avec ampèremètre et disjoncteur de sécurité 95,00
- Outillage BLACK ET DECKER, Castor et Polysilex. Prix hors-cours. Liste sur dem.
- Pompes JAPY, semi-alternatif pour eau, essence ou gaz-oil 59,00
- Scies sauteuses électr. 205,00
- Ponceuses vibrantes électr. 165,00

LISTE SUR DEMANDE
contre 0,80 F en timbres.

Un magnétophone stéréophonique à changeur de cassettes : le N2401 Philips



CHACUN a pu constater l'essor pris par le marché de la mini-cassette, au cours de ces dernières années. Ce succès incontestable est principalement attribué aux raisons suivantes :

1° Les cassettes ont apporté à tous la possibilité d'acquérir un magnétophone à un prix modéré.

2° La mini-cassette se vend comme le disque, avec en plus bien des points de supériorité (insensibilité aux rayures, à la chaleur, ne craint pas la poussière, se range plus facilement, encombrement réduit, surtout par rapport aux 33 tours).

3° La mini-cassette permet une reproduction de très bonne qualité, et en particulier, l'écoute stéréophonique est supérieure à celle faite sur un disque.

4° L'appareil pour cassettes réunit deux fonctions : celle de lecteur simple, et celle de magnétophone normal, à usage personnel.

5° Enfin, le possesseur de cassettes peut aussi les écouter en automobile.

« Philips », qui fut l'un des premiers à lancer en France des magnétophones à cassettes, présente une nouveauté dont l'intérêt n'est pas à démontrer : il s'agit d'un magnétophone à changeur de cassettes. Ce magnétophone à cassettes est équipé d'un changeur pour six cassettes, qu'il est possible d'écouter sans interruption. Cela peut donner un programme de 12 heures au total. Nous verrons plus loin le détail de ce perfectionnement.

Notons encore que cette réalisation est stéréophonique, entièrement transistorisée, et qu'elle fonctionne sur le secteur.

Cet appareil étant très récent, nous ne disposons pas encore de tous les éléments nécessaires pour en faire une étude détaillée.

Voici ses caractéristiques essentielles :

Alimentation : - Secteur 110, 127, 220, 240 V, 50 Hz.

Consommation : 25 W.

Nombre de pistes : 2x2.

Vitesse de défilement : 4,75 cm/s.

Dimensions : 385 (L)x236 (P)x135 mm.

Hauteur avec le toboggan : 205 mm.

Poids : 5 kg environ.

Par la lecture de ces caractéristiques, on se rend compte qu'un certain nombre de principes classiques ont été utilisés. Ainsi, lorsque la cassette est en place, elle se

trouve entraînée par un mécanisme ressemblant à ceux des autres lecteurs de cassettes. Comme l'appareil est stéréophonique, on y trouve une tête double, donnant au total 4 pistes en deux fois deux, ou deux pistes en monophonie. La vitesse de défilement est celle utilisée pour toutes les mini-cassettes (4,75 cm/s).

LE TOBOGGAN

C'est le nom donné au changeur, qui pourrait être comparé à un changeur pour disques, avec la différence que celui-ci permet de jouer six cassettes sans interruption. Si l'on fait un rapide calcul, on constate immédiatement que cela permet, avec des cassettes C120 mono ou stéréo, un total de douze heures de programme.

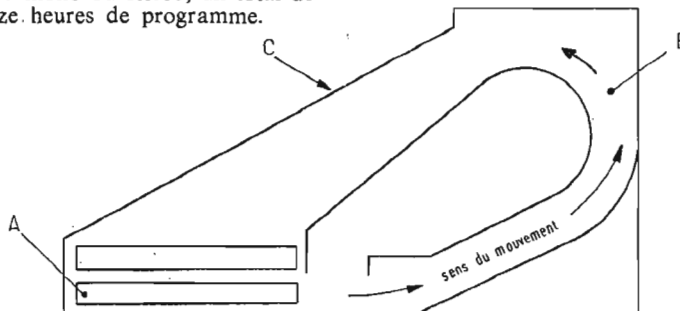


Fig. 1. — Coupe du dispositif de changement automatique des cassettes. Dans la partie A, les cassettes sont empliées, en attendant d'être lues. Dans la partie B du mouvement, les cassettes se retournent,

Car, et cela est aussi une différence par rapport au changeur de disques, le toboggan permet la lecture recto et verso. On voit d'ailleurs sur la figure 1, un croquis en coupe de ce toboggan.

AUTRES ACCESSOIRES MECANIQUES

Tout comme les autres magnétophones, ce modèle comporte un bouton de « pause » qui est verrouillable. Par contre, rares sont les appareils à cassettes possédant, comme celui-ci, un compteur à trois chiffres qui permet de repérer les positions désirées au cours du défilement de la bande. (Il existe, sur la cassette, un petit repérage visuel, mais il est bien trop imprécis pour être utilisé d'une manière valable.)

L'appareil possède aussi un arrêt automatique en fin de défilement, sur chaque cassette, à l'enregistrement, et en fin de programme, pour l'écoute.

L'ensemble mécanique est assez complexe, et le résultat est l'obtention d'un appareil extrêmement

perfectionné. Mais il faut noter que, contrairement à ce qui se produisait sur les tables de lecture pour disques, les équipements mécaniques annexes décrits ci-dessus, et en particulier le changeur automatique, ne diminuent en rien la qualité sonore, puisque le défilement reste toujours identique à lui-même. Nous verrons une confirmation de cela ci-dessous, dans le paragraphe des performances.

extérieur, et dans ce cas, l'utilisateur possède une sortie délivrant 2x1 V sur 18 k Ω .

C'est bien entendu dans ce second cas qu'une meilleure qualité sera accessible. Cependant, l'appareil utilisé d'une manière autonome permet des performances dignes des plus belles réalisations, pas forcément à cassettes.

Les chiffres que nous publions ci-dessous concernent aussi les mesures faites sur la partie mécanique. Ils ont été relevés, et nous sont communiqués par le constructeur.

PERFORMANCES

Durée maximum d'écoute : 2x6 heures (avec C120).

Bobinage et rebobinage rapide : inf. à 100 secondes pour C60.

Fluctuations totales : < 0,3 %.

Variation maximum de la vitesse : < 3 %.

Courbe de réponse : 60-10 000 Hz, 6 dB.

Rapport signal/bruit : > 43 dB.

Température admissible : entre - 15 et 45°.

LES UTILISATEURS

En plus du particulier, qui pourra placer ce magnétophone au sein de sa chaîne Hi-Fi, ou en appareil isolé, on voit tout de suite que les professionnels désirant sonoriser en permanence différents locaux (salles de spectacles, dancings, restaurants, etc.) trouveront en cet appareil un équipement de grande utilité.

PRESENTATION

Elle est très luxueuse : le socle est en palissandre, et l'enjoliveur est réalisé en métal brossé.

LES AVANTAGES DU N2401

- Changeur pour cassettes, bien entendu.
- Bonnes performances.
- Nombreux perfectionnements.
- Compteur à trois chiffres.

CONCLUSION

Cet appareil constitue réellement une nouveauté, dans le sens où, pour la première fois, une utilisation des cassettes est faite d'une manière permanente. Il semble que cela constitue d'ailleurs une nouvelle victoire de la cassette sur le disque.

Y.D.

LA CHAÎNE FILSON 807

SOUS cette dénomination, nous présentons un ensemble Hi-Fi de grande qualité, produit par la firme Filson. Cet ensemble peut constituer, en effet, la clé de voûte d'une très belle chaîne, puisqu'il comprend :

- Un amplificateur stéréophonique.
- Un tuner FM stéréophonique.
- Deux baffles.

L'appareil est aussi muni d'une sortie-entrée pour magnétophone, normalisée (prise DIN 5 broches). Les sorties sont au nombre de quatre :

- Deux sorties normales haut-parleurs, de 8 à 22 Ω .
- Une sortie magnéto, de 500 mV (haute impédance).
- Une sortie pour casque, de 8 à 500 Ω .

- Ou bien l'appareil est muni d'une face avant gravée, en métal brossé, présentation classique en Hi-Fi.
- Ou bien la face avant est noire, avec lettres dorées gravées, présentation qui, à notre avis, est beaucoup plus originale, et beaucoup plus luxueuse.

Il faut insister, dans la présentation, sur le fait que les faces avant

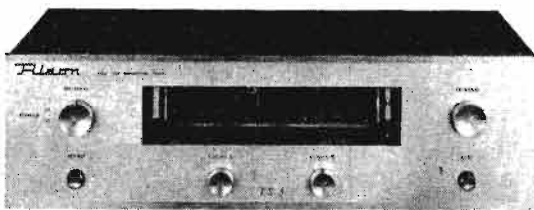
Bande passante audio : 20-20 000 Hz \pm 1 dB.
Taux de distorsion : 0,5 %.
Diaphonie : - 45 dB à 1 kHz.
Signalisation lumineuse automatique des émissions stéréo.
Possibilité d'écoute monophonique d'une émission Multiplex.
Réglage séparé du niveau de chaque voie.

Présentation :

La présentation est exactement dans le même style que l'amplificateur « 807 ». Le tout constitue donc un ensemble de classe élevée, d'apparence robuste et soignée. Sur ces deux appareils, toutes les prises sont normalisées (DIN).



L'amplificateur Filson ATS807. Dimensions : 38x13x24 cm. Poids : 6 kg. Sur cette photographie, présentation en noir.



Le tuner Filson TS5. Présentation claire.

Nous allons voir que les performances atteintes par ces appareils sont intéressantes, ce, grâce à une conception technique très étudiée.

L'AMPLIFICATEUR ATS807

Il s'agit d'un amplificateur entièrement transistorisé, de 2 x 30 W, monobloc, à deux canaux.

Caractéristiques techniques :

L'ensemble comprend tout d'abord une alimentation régulée, avec limitation en intensité. (On sait que la qualité de l'alimentation, dans un amplificateur à transistors, est très importante, car elle détermine un degré de stabilité dans les performances, qui est bien sûr souhaitable). La consommation est de 80 VA. L'ATS807 peut être alimenté sur 110 ou 220 V.

Les circuits électroniques proprement dits sont équipés, au total, de 26 transistors, tous au silicium.

Le préamplificateur-correcteur est conçu pour lecteur à réluctance variable (normes R.I.A.A.). Un montage du type Baxandall permet un réglage séparé des graves et des aigus. On rencontre aussi un filtre physiologique commutable, dont le rôle est de permettre une écoute à très faible puissance, en conservant dans de bonnes proportions la diffusion des fréquences extrêmes (graves et aigus).

L'utilisateur dispose de quatre entrées séparées, dont les sensibilités à 1 000 Hz, pour 30 W, sont :

- P.U. = 2 mV.
- F.M. = 250 mV.
- Mag. = 200 mV.
- Aux. = 400 mV.

Performances réalisées :

Les chiffres que nous publions ci-dessous nous sont communiqués par le constructeur :

Puissance modulée à 1 000 Hz : 2 x 30 W efficaces - 2 x 45 W musicaux.

Bande passante : 20 à 50 000 Hz \pm 1 dB.

Distorsion harmonique : < 0,15 % à 20 W. < 0,2 % à 1 W.

Correcteur de niveau de graves : A 40 Hz : \pm 15 dB par canal.

Correcteur de niveau d'aigus : A 15 000 Hz : \pm 18 dB par canal.

Rapport signal/bruit : - 70 dB.

Conception pratique et présentation :

Sur la face avant de l'appareil, l'utilisateur découvre :

Un interrupteur général - Un contrôle de niveau général - Une balance dont l'efficacité est de 100 % sur chaque canal - Deux correcteurs de graves et deux correcteurs d'aigus - Un commutateur pour filtre physiologique (loudness) - Un contacteur mono-stéréo - Un contacteur inverseur casque-haut-parleur.

Un sélecteur à quatre positions permet de choisir l'une des entrées et de la mettre en fonction, sans avoir à débrancher les autres. Un voyant pour chacune d'entre elles s'allume, permettant un contrôle direct de ces manœuvres.

Nous avons trouvé utile : le repérage de la phase sur chacune des sorties haut-parleur - les dispositifs de sécurité particulièrement bien choisis, et bien placés, (fusibles, limites d'intensité, etc.).

La présentation peut être de deux formes :

claires ou foncées, sont toujours gravées, et non imprimées. Ce soin tout particulier leur permettra une conservation infinie dans le temps.

LE TUNER TS5

Ce tuner FM est le modèle de la gamme Filson conçu pour fonctionner avec l'amplificateur décrit ci-dessus, ce qui, bien entendu, ne lui retire aucune faculté d'emploi dans d'autres ensembles.

Il s'agit d'un appareil très perfectionné, et de conception très moderne.

Il est équipé d'un mesureur de champ et d'une balance d'accord. Un atténuateur de champ, qui est réglable sur la plaque avant, permet de l'utiliser près d'un émetteur sans saturation ou d'éliminer un émetteur gênant.

Données techniques et performances :

Gamme d'accord internationale : 87,5-108,5 MHz « grande distance ».

Atténuation « moyenne distance » : 20 dB.

Bande passante du détecteur de rapport : 600 kHz.

Rapport signal/bruit : - 70 dB.

Correction automatique d'accord : \pm 300 kHz.

Réjection AM : 50 dB (filtre de bande réglable avant le mélangeur).

Cellule spéciale anti-bruit : « Muting » réglable.

Tension d'alimentation : 110-220 V, 50-60 Hz.

Sensibilité : 1,5 mV pour 26 dB de rapport signal/bruit.

ENCEINTES ACOUSTIQUES

Le type d'enceinte convenant le mieux, parmi la gamme Filson, est « l'ALTO 2 ».

- Impédance : 8 Ω .
- Bande passante : 30 à 16 500 Hz.
- Puissance admissible : 20 W (nominale).
- Dimensions : 58 cm x 32 cm x 27 cm.
- Poids : 10 kg.

Cette enceinte est close, et à suspension pneumatique. Ce procédé permet, entre autres choses, une restitution exceptionnelle des fréquences graves, pour un volume restreint.

On y trouve deux haut-parleurs : un tweeter pour les aigus (qui démarre à 3 000 Hz) et un haut-parleur pour graves et médiums, dont le constructeur nous dit : « Il comporte une membrane faite de pulpe de cellulose et de plastique polymérisé, ce qui lui donne un module de Young élevé ainsi qu'un amortissement important ; ce sont deux qualités qui, conjuguées, permettent une modulation dans les meilleures conditions ».

A notre avis : Ces enceintes semblent, pour leur encombrement réduit, donner des résultats parfaitement satisfaisants. Leur présentation est sobre, soignée.

CONCLUSION : Sur ces trois éléments que nous venons de présenter rapidement, nous avons constaté un soin particulier dans la construction, qui donnera sans aucun doute une assurance de très long usage. A cela, il faut ajouter les très bonnes performances, qui permettent à l'ensemble d'occuper une place de choix sur le marché de la Hi-Fi.

Y. DUPRE.

Le téléviseur portatif à transistors

SONY 9-90 UM

LA grande Firma japonaise SONY a été l'une des premières à réaliser des téléviseurs à transistors véritablement portatifs, pouvant fonctionner sur secteur ou sur batterie d'accumulateurs. C'est dire qu'elle a acquis une grande expérience pour la fabrication de cette catégorie d'appareils particulièrement séduisants. Un tel téléviseur peut être en effet considéré à juste titre comme le troisième téléviseur

ce type doit permettre de recevoir non seulement tous les canaux du standard français UHF et VHF, c'est-à-dire être équipé de toutes ses barrettes de rotacteur, mais encore les émetteurs du standard CCIR pouvant être captés lorsque l'on se trouve dans certaines régions frontalières.

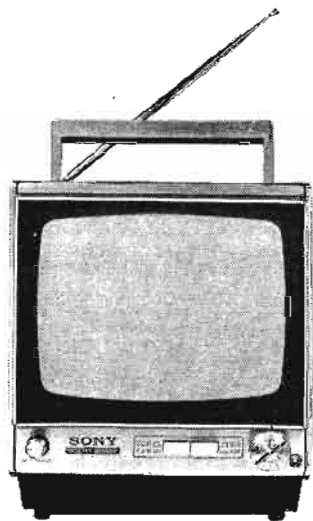
Le téléviseur portatif à transistor SONY 9-90 UM répond à toutes ces exigences. Il s'agit d'un modèle équipé d'un tube cathodique de 23 cm, dont l'angle de déflexion est de 90°. Il est présenté dans une élégante housse de cuir noir, le protégeant au cours du transport, facilité par sa poignée accessible sur la partie supérieure. Son poids n'est que de 5,6 kg.

La presque totalité du panneau avant est constituée par l'écran du tube. Sur la partie inférieure, de gauche à droite on trouve un bouton à poussoir servant à la mise en marche et au réglage du volume sonore, deux poussoirs de sélection de standards : CCIR/français et belge et 819/625 lignes, le commutateur du rotacteur pour la sélection du canal de la chaîne VHF avec affichage du canal par un numéro intérieur (norme CCIR ou belge) ou extérieur (norme française 819 lignes).

Sur le côté droit du coffret, on trouve, de bas en haut un bouton de réglage de l'accord UHF pour les standards français, CCIR et ouest européens, les réglages de contraste, de lumière, de stabilité horizontale et de stabilité verticale.

Le côté gauche du coffret comporte deux prises de jack pour l'enregistrement magnéto-

(Suite page 222)



idéal, car il ne fait pas double emploi avec le téléviseur d'appartement à écran de grandes dimensions, ni avec le deuxième téléviseur transportable à écran moyen. Pour le voyage et le camping, il est nécessaire de disposer d'un téléviseur de faible encombrement à alimentation secteur ou batterie, et caractérisé par une excellente sensibilité afin de remédier aux variations de champ importantes selon les lieux de réception. De plus, un téléviseur de

Nouveau matériel

HI-FI SANSUI



LA PLATINE SR1050C

Cette platine tourne-disques deux vitesses (33 tours 1/3 et 45 tours) est équipée d'un moteur synchrone à 4 poles et d'un plateau en fonte d'aluminium de 301 mm de diamètre et d'un poids de 1,2 kg.

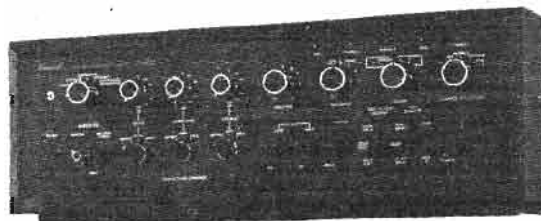
CARACTERISTIQUES PRINCIPALES

Tension d'alimentation : 110/130-220/240 V 50 ou 60 Hz. Rapport signal/

bruit : Meilleur que 40 dB. Glissement : inférieur à 0,7 %.

Bras tubulaire de 220 mm. Erreur de tracking : 3,5° max. Tête de lecture électromagnétique. Réponse en fréquence : 20 Hz à 20 000 Hz. Tension de sortie 5 mV. Diaphonie : meilleure que 25 dB à 1 kHz. Force d'appui optimum : 2,5 g. Pointe à diamant sphérique. Compliance : $7 = 10^{-6}$ cm/dyne. Impédance 50 k Ω .

Dimensions : 19 x 44 x 35 cm. Poids : 9,8 kg.



L'AMPLIFICATEUR SANSUI AU999

Cet amplificateur de 2 x 70 W est équipé de 41 transistors et 8 diodes. Les transistors de l'étage de puissance sont à liaison directe. Le contrôle de tonalité est réalisé par trois potentiomètres séparés : graves, médium, aigus.

CARACTERISTIQUES PRINCIPALES

Amplificateur de puissance : 2 x 70 W sur 4 Ω ; 2 x 50 W sur 8 Ω . Distorsion harmonique : moins de 0,4 % à puissance nominale. Bande passante : 5 à 100 000 Hz à ± 1 dB. Séparation des canaux : meilleure que 50 dB. Sensibilité d'entrée : 1 V. Impédance d'entrée : 50 k Ω . Impédance de sortie 4 à 16 Ω .

Préamplificateur : Tension de sortie max. : 5 V ; à régime normal : 1 V. Distorsion harmonique : meilleur que 0,1 % pour 1 V à l'entrée. Bande passante : 15 à 70 000 Hz de + 0,5 dB à - 1,5 dB. Sensibilité des entrées à 1 000 Hz : Phono 1 : 2 mV/50 k Ω . Phono 2 : 2 mV/30 k Ω , 50 k Ω , 100 K Ω . Micro : 3 mV/50 k Ω . Tuner, auxiliaire et magnétophone : 200 mV/50 k Ω .

Contrôle de tonalité : graves : + 12 dB à - 8 dB à 20 Hz. Médium : + 5 dB à - 5 dB à 1 000 Hz ou 2 000 Hz. Aigus : + 12 dB à - 8 dB à 20 000 Hz.

Alimentation : 110/130-220/240 V 50 ou 60 Hz.

A CHAQUE PROBLÈME "SON" MICROPHONE BEYER

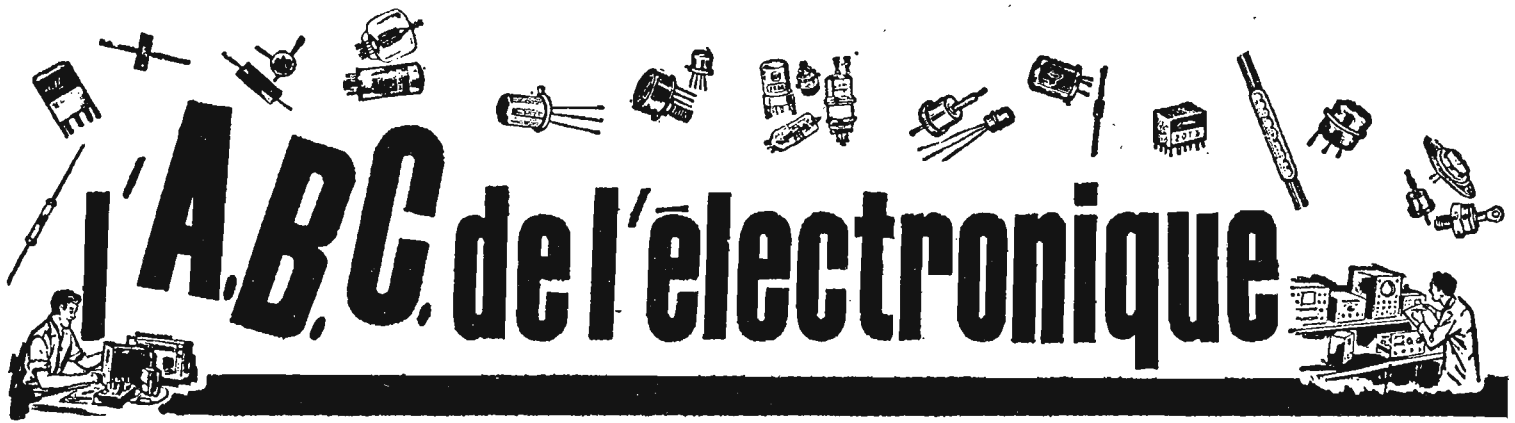
BEYER DYNAMIC

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



Constitution des ensembles électroniques

L'ABC de l'électronique, création exclusive du Haut-Parleur, a débuté en 1966 et nous avons traité dans cette série d'articles de la plupart des principaux montages électroniques, en nous limitant surtout à ceux à semi-conducteurs car les montages à lampes tendent à disparaître, sauf dans des domaines spéciaux comme ceux de l'émission et dans certains récepteurs de TV.

Avec le présent article, nous commençons une nouvelle série de l'ABC qui sera analogue à la précédente mais revue, complétée et modernisée, car en quelques années, l'électronique a fait des progrès considérables dont il convient de tenir nos lecteurs au courant.

Malgré les progrès, les lois générales de l'électronique, les principes de fonctionnement des montages restent les mêmes. Ils seront, par conséquent, exposés à nouveau.

On notera que les montages qui seront décrits dans notre ABC ne sont pas des réalisations, et que par conséquent, ils ne sont destinés qu'à la documentation de nos lecteurs. Ils servent surtout d'exemples d'application. Pour fixer les idées, nous donnerons le plus souvent les valeurs des éléments.

D'une manière générale, l'électronique s'occupe de tous les montages du domaine des télécommunications (radio-TV), communications par fil avec amplificateurs (BF), applications industrielles, militaires, spatiales, etc.

En fait, il existe un certain nombre de montages fondamentaux qui, associés de différentes manières, permettent de réaliser des appareils plus complexes.

Les principaux montages fondamentaux sont : l'amplificateur, le redresseur, l'oscillateur, le modulateur, le démodulateur, le multiplieur et le diviseur de fréquence, le transducteur d'énergie (par exemple la diode à capacité variable) et bien d'autres.

Les montages électroniques sont aussi des montages électriques. On y trouve des éléments typiquement électroniques comme les transistors, mais aussi, des éléments purement électriques comme les résistances, les condensateurs, les bobinages.

Dans les montages électroniques, la mécanique joue un rôle important pour la réalisation de certains composants pour la fixation des éléments et leur protection, ainsi que celle des appareils complets.

D'autres techniques contribuent à la réalisation des montages électroniques : tous les domaines de la Physique (électricité, optique, thermodynamique, acoustique, pesanteur), la chimie, notamment

(A, B, C, D, etc.) voir Fig. 1) connectées entre elles de toutes les manières possibles ou de certaines manières seulement.

Ainsi, l'élément A est relié à B, B à C, C à D et il y a une entrée de signal et une sortie, du signal qui a été traité par la chaîne A, B, C, D.

Pendant, d'autres liaisons sont également possibles, comme celles entre D et A, D et B, C et A, etc.

D'autre part, si l'on analyse les éléments A, B, C, D, on constate qu'à leur tour, ils se composent de sous-éléments et, en poursuivant l'analyse des sous-éléments, on parvient finalement aux composants qui ne peuvent plus être séparés en plusieurs parties sans les détériorer. Ces composants, dans

EXEMPLES DE CONSTITUTION D'APPAREIL

Pour illustrer ce qui vient d'être dit au sujet de la composition des appareils électroniques, voici deux exemples concernant des appareils réels, l'un de télécommunication, l'autre de mesures.

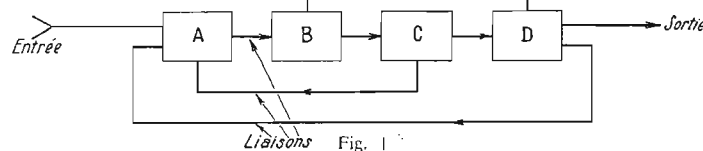
Soit d'abord le cas d'un radio-récepteur à changement de fréquence dont la composition est bien connue de la plupart de nos lecteurs, ce qui facilitera notre explication concernant la division d'un appareil en plusieurs parties. L'appareil radio se compose des parties A à F qui sont les suivantes (voir Fig. 2) :

- A = Antenne et circuits associés.
- B = Bloc sélecteur et entrée.
- C = Amplificateur moyenne fréquence et détecteur.
- D = Amplificateur BF.
- E = Haut-parleur.
- F = Alimentation.

Si nous nommons éléments les parties A à F, les sous-éléments seront les composantes de chaque élément.

Dans le cas de notre exemple, on a les sous-éléments représentés par des rectangles, contenus dans chaque élément représenté par un rectangle pointillé.

Ainsi, l'élément A se compose de l'antenne et du système de des-



Liaisons Fig. 1

dans l'étude, et la réalisation des semi-conducteurs et dans la réalisation des écrans de tubes cathodiques.

Dans les appareils électroniques destinées au grand public, tels que les récepteurs radio-TV et amplificateurs BF, il y a une contribution importante de spécialistes comme les ébénistes et les décorateurs, mécaniciens, verriers, etc.

On peut dire que l'électronique fait appel à toutes les sciences, mais, en revanche, elle rend des services à tous d'une manière directe ou indirecte.

DU SIMPLE AU COMPLIQUÉ

En analysant la composition d'un appareil électronique, le plus compliqué, par exemple un ordinateur, ou le plus simple par exemple un petit radio-récepteur, on constatera que cet appareil se compose de différentes parties

l'état actuel de la technique et de la technologie peuvent être relativement simples, comme par exemple les résistances ou les condensateurs fixes, ou compliqués, comme par exemple un circuit intégré pouvant contenir 60 transistors et diodes et un grand nombre de résistances.

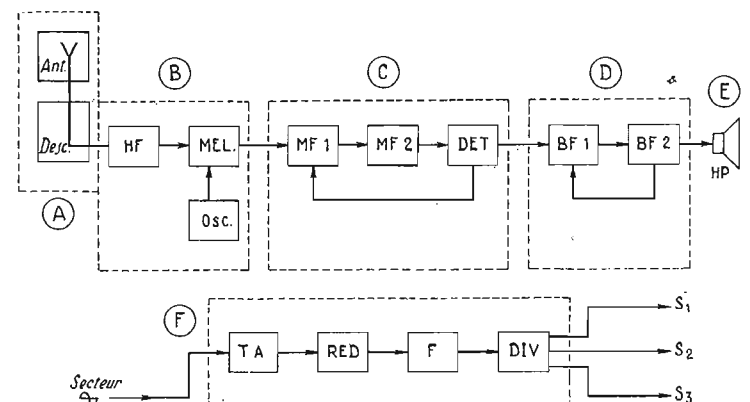


Fig. 2

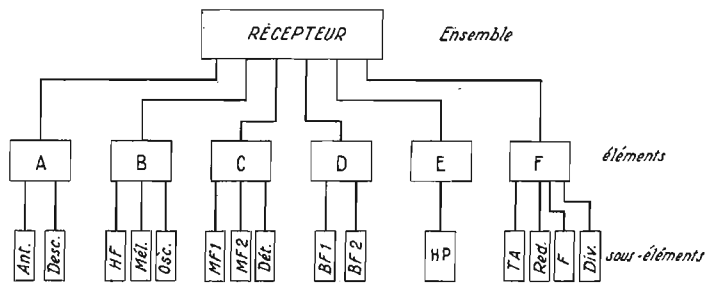


Fig. 3

cente d'antenne, l'élément B de l'amplificateur HF, du mélangeur et de l'oscillateur, l'élément C de deux étages amplificateurs MF et d'un étage détecteur, d'élément D de deux étages BF, l'élément E du haut-parleur et l'élément F, l'alimentation, des sous-éléments suivants : transformateur, TA, redresseur RED, filtrage F et diviseur de tension DIV donnant diverses tensions aux sorties S_1, S_2, \dots . Au lieu de la représentation schématique de la figure 2, on peut indiquer les divisions et subdivisions des parties par un organigramme, comme celui de la figure 3 sur lequel on retrouve la composition de l'ensemble, mais aucune indication, même simplifiée, n'est donnée au sujet du branchement comme ceci est fait sur le diagramme fonctionnel de la figure 2.

En partant des sous-éléments, la division en parties peut se poursuivre encore jusqu'à ce que l'on parvienne aux composants simples électriques (résistances, bobines, condensateurs, semi-conducteurs, etc.) ou autres, par exemple de supports des blindages, des radiateurs dissipateurs de chaleur, etc.

Un exemple de subdivisions des sous-éléments en « sous-sous-éléments » est donné par la figure 4

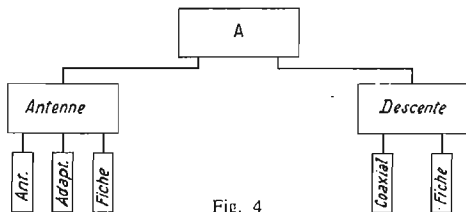


Fig. 4

qui se réfère à l'élément A, pris comme exemple.

Cet élément se compose de l'antenne et du système de descente qui conduit le signal vers le récepteur.

L'antenne peut se diviser en trois composants indivisibles : l'antenne proprement dite du type Yagi par exemple, l'adaptateur d'impédance et une fiche permettant le branchement du coaxial.

D'autre part, la descente se compose d'un coaxial et d'une fiche pour le branchement au récepteur.

CONSTITUTION D'UN APPAREIL DE MESURES

Le deuxième exemple de décomposition d'un appareil en plu-

sieurs parties est celui d'un générateur basse fréquence dont le diagramme fonctionnel est donné par la figure 5 (A).

L'élément A se compose d'un oscillateur engendrant le signal BF, d'un étage amplificateur servant d'adaptateur et de séparateur et d'une alimentation stabilisée.

L'élément B comprend un atténuateur et le système de branchement composé du câble et de fiches.

Cet appareil peut se subdiviser encore, comme le récepteur considéré au premier exemple.

LES COMPOSANTS LES PLUS SIMPLES

La distinction entre fabrication et construction peut s'effectuer selon la classification des composants : simples c'est-à-dire indivisibles sans détérioration, et complexes, qui peuvent être démontés en composants élémentaires.

En effet, ces derniers, comme les résistances, les capacités (condensateurs) les semi-conducteurs (diodes, transistors, circuits intégrés, modules, etc.) sont fabriqués en usine spécialisée et se présentent comme des blocs compacts quelle que soit leur complication. On ne peut pas réparer ces compo-

sants ; en cas d'usure ou de détérioration quelconque, on les remplace.

Par contre, un composant complexe comme par exemple une platine MF (élément C des figures 2 et 3), peut se démonter en dessoudant certains composants tels que résistances, condensateurs, semi-conducteurs.

De même, un bobinage comme par exemple, un filtre de bande peut être démonté dans la plupart des cas.

La construction est, par conséquent, l'assemblage des composants les plus simples s'effectuant encore, du moins en partie, manuellement. Le progrès actuel tend à donner le plus d'extension à la fabrication.

LA REALISATION DES APPAREILS ELECTRONIQUES

On peut considérer deux sortes de réalisations : les réalisations professionnelles et celles d'amateurs.

Une réalisation professionnelle comprend les principales étapes suivantes : décision, conception, étude du prix de revient, correction de la conception, étude de la maquette, correction, réalisation des prototypes et enfin, la construction industrielle en série.

Donnons quelques détails sur ces différentes étapes.

La décision est évidemment le facteur primordial. Une société décide de construire un certain appareil en tenant compte de l'intérêt qu'elle a de lancer cet appareil plutôt qu'un autre. Il faut qu'elle ait les moyens de le construire économiquement et de le vendre à un prix concurrentiel au plus grand nombre de clients possibles.

La décision étant prise, on charge des ingénieurs qualifiés d'élaborer un projet de l'appareil, qui devra être conforme autant que possible à celui décidé préalablement. L'étape suivante est l'étude du prix de revient, ce dernier étant comparé à celui de la concurrence.

Après cette étude, la conception de l'appareil peut être modifiée.

Après modifications, le projet est remis à un laboratoire de maquette où l'on monte un exemplaire qui sera l'objet de mesures, modifications et encore de mesures jusqu'à obtention d'un compromis entre les principaux facteurs suivants : qualité et performances, prix de revient, durée de la construction, possibilités d'approvisionnement en composants.

Lorsque la maquette répond aux conditions imposées, on la confie à un service de prototypes qui réalise plusieurs appareils à peu près conformes à ceux qui seront construits en série.

Les prototypes sont à nouveau mesurés et éventuellement modifiés et, finalement, confiés au service de la construction en série qui sortira des modèles vendus aux utilisateurs.

Cependant, l'histoire de cet appareil n'est pas terminée. Parfois, les appareils vendus présentent des imperfections qui sont signalées au constructeur. Celui-ci effectue alors certaines modifications sur les séries suivantes.

D'autre part, des perfectionnements de détail sont apportés aux modèles existants, en fonction des progrès de la technique et de celui des composants.

LA CONSTRUCTION D'AMATEUR

Pour un amateur, les choses sont beaucoup plus simples. En général, il choisit le montage à réaliser en fonction de ses besoins personnels ou de ses aspirations.

Il cherche dans les revues, dans les livres ou dans les documentations de certains spécialistes, une description d'appareil aussi semblable que possible à celui qu'il désire réaliser.

Cette description doit être très détaillée et très complète, car l'amateur ne dispose que de peu d'appareils de mesures, sa compétence ne peut égaler celle des ingénieurs spécialistes et il ne possède pas de pièces de rechange, aussi, après avoir terminé la construction de son appareil et vérifié le câblage, celui-ci doit fonctionner correctement et ne pas nécessiter des modifications par rapport au montage initial.

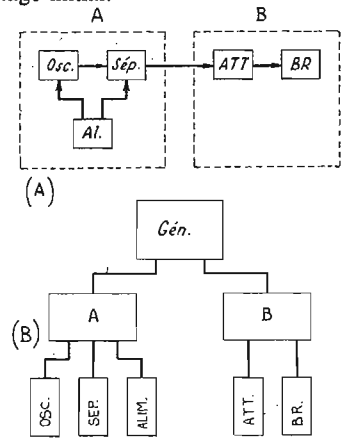


Fig. 5

LES COMPOSANTS HABITUELS

En premier lieu, il y a lieu de mentionner les composants les plus simples comme les résistances, les condensateurs et les bobines que l'on désigne par R, C, L respectivement. Un montage ne contenant que des composants de ce genre se nomme circuit ou réseau RLC, RL, RC, LC, R, C ou L selon sa composition.

Il y a une infinité de manières de composer un réseau à éléments R, L et C.

La figure 6 donne des exemples de réseaux du genre ne contenant que des résistances R_1, R_2, \dots, R_n .

Dans un réseau, on peut considérer des points de terminaison 1, 2, 3 et 4.

Lorsqu'il n'y a que deux points, on dit que le réseau est un dipôle (deux pôles). S'il y a quatre pôles,

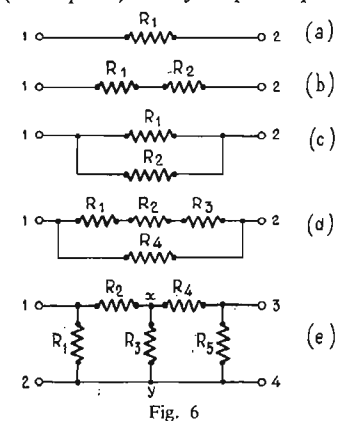


Fig. 6

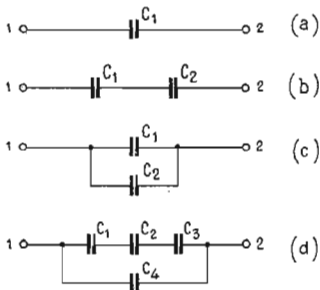


Fig. 7

le réseau se nomme **quadripôle** comme celui représenté en (e). Rappelons la composition des résistances.

Dans le réseau (a), on a $R = R_1$ entre les points 1 et 2. En (b), $R = R_1 + R_2$. En (c) $R = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$. En (d), $R = R_s R_4 / (R_s + R_4)$ avec $R_s = R_1 + R_2 + R_3$.

Dans le cas du réseau, considérons, par exemple, la résistance unique R équivalente à celle existant entre les points 3 et 4.

Partons des points 1 et 2. R_1 et R_2 sont en série et on peut écrire $R_a = R_1 + R_2$. R_3 est en parallèle avec R_a , ce qui donne $R_b = R_3 R_a / (R_3 + R_a)$, donc entre les points x et y, l'ensemble R_1, R_2 et R_3 peut être remplacé par R_b .

Entre les points 3 et 4, la résistance totale se compose de R_5 en parallèle avec R_4 et R_3 en série.

R_4 et R_b en série sont équivalentes à $R_c = R_4 + R_b$, donc finalement, la résistance R entre les points 3 et 4 est $R = R_5 R_c / (R_5 + R_c)$.

Une expression plus compliquée est obtenue en remplaçant R_c, R_b, R_a par leurs valeurs.

RESEAUX A CAPACITES C

A la figure 7, on a représenté quatre réseaux. Rappelons que les capacités en série se composent comme les résistances en parallèle et les capacités en parallèle comme les résistances en série.

On a, par conséquent :

Réseau (a) : $C = C_1$.
 Réseau (b) : $C = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$.
 Réseau (c) : $C = C_1 + C_2$.
 Réseau (d) : $C = C_1 + C_a$ avec C_a égale à la capacité équivalente de C_1, C_2 et C_3 en série.

On a $\frac{1}{C_a} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}$

ce qui donne :

$$\frac{1}{C_a} = \frac{C_2 C_3 + C_1 C_3 + C_1 C_2}{C_1 C_2 C_3}$$

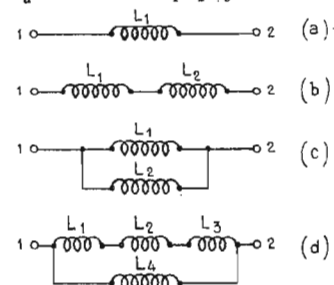


Fig. 8

donc
$$C_a = \frac{C_1 C_2 C_3}{C_2 C_3 + C_1 C_3 + C_1 C_2}$$

RESEAUX DE BOBINES L

Les bobines **non couplées** se composent comme les résistances. La figure 8 donne des exemples de réseaux de bobines L_1, L_2, L_3, \dots

Ainsi dans le cas du réseau (d), on a :

$$L = L_4 L_a / (L_4 + L_a),$$

avec $L_a = L_1 + L_2 + L_3$.

RESEAUX RC, RL ET CL

On peut, évidemment, concevoir des quantités de sortes de réseaux RC comme ceux de la figure 9.

Le réseau dipôle (a) se nomme réseau (ou circuit) RC série. Le réseau (b) est nommé RC parallèle. Le quadripôle (c) est un filtre RC en π (pi). Le quadripôle (d) est un filtre RC en T, comme le réseau (e) tandis que f est un filtre en π .

Des réseaux CL peuvent être conçus de la même manière en

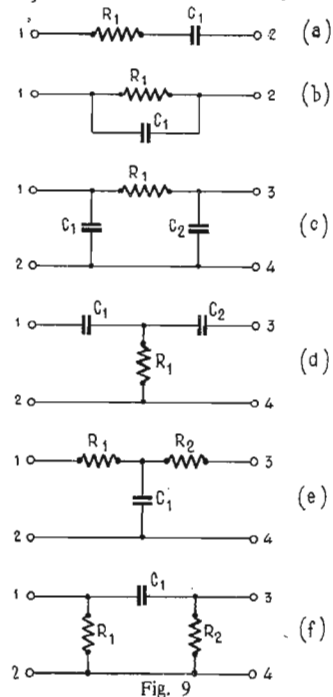


Fig. 9

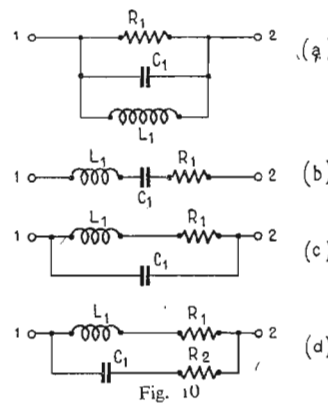


Fig. 10

remplaçant dans les circuits de la figure 9, les résistances R par des bobines L .

Des réseaux LR seront obtenus en remplaçant dans ceux de la figure 9, les capacités C par des bobines L .

RESEAUX RLC

Ce sont les plus complets et, d'ailleurs, les plus conformes, à la **réalité** comme on le verra par la suite.

Soit le cas d'une résistance R_1 en parallèle avec C_1 et L_1 . On a réalisé ainsi le dipôle LCR parallèle constituant un circuit accordé parallèle dit aussi circuit résonnant. La fréquence d'accord est donnée par la formule de Thomson :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$$

avec f en hertz, $\pi = 3,14$, L en henrys et C en farads. La résistance R amortit le circuit LC et on définit la bande passante :

$$B = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

qui est d'autant plus petite que R est grande. Le réseau (b) de la figure 10 est un circuit LCR série pouvant être utilisé également comme circuit accordé selon la formule de Thomson donnée plus haut.

La résistance série R_1 **amortit** ce circuit dont une des applications est dans les **éliminateurs** de signaux, dits aussi **réjecteurs**.

Un autre circuit LCR est celui

de la figure 10 (c) qui est équivalent à celui de (a) même figure. La fréquence d'accord est donnée par C_1 formule de Thomson, tandis que R_1 agit sur la longueur de bande B qui est d'autant plus petite que R_1 est **petite**.

Enfin, le quatrième réseau (d), figure 10 est utilisé souvent comme symbole du circuit LC, parallèle dont on a représenté les pertes de L et C par des résistances en série.

En effet, aucun élément L ou C n'est exempt de **perdes** qui peuvent être représentées par des résistances montées en série comme R_1 et R_2 ou en parallèle comme R_1 de (a) figure 10.

Voici à la figure 11 la représentation des éléments L et C avec leurs pertes :

En (a), la bobine L avec R_p en parallèle. Toute bobine réalisée avec du fil métallique possède une résistance qui l'amortit et dont la valeur dépend aussi bien des caractéristiques du fil utilisé que de la fréquence à laquelle on effectue la mesure du R_p .

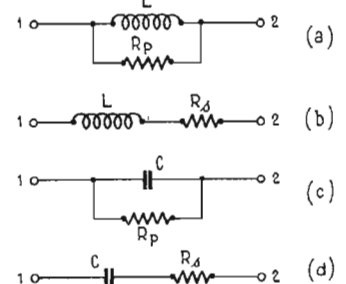


Fig. 11

En (b), la résistance est R_1 , en série avec L . Les deux circuits (a) et (b) sont équivalents et le produit $R_p R_s$ est proportionnel au carré de $2\pi fL$.

Pour les capacités ((c) et (d), Fig. 1), les pertes peuvent être représentées par R_p ou R_s et on a :

$$R_p R_s = \frac{1}{(2\pi fC)^2}$$

Les résistances elles-mêmes présentent des composantes inductives et capacitives, comme on le voit sur la figure 12.

En (a) : résistance pure, cas idéal.

En (b) : résistance avec la capacité parasite C , en général de très faible valeur.

En (c) : résistance et self-induction parasite.

En (d) : ensemble R, L, C de la résistance réelle.

F. JUSTER.

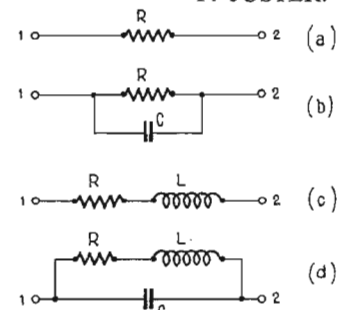


Fig. 12

Radio - électriciens - disquaires
connaissez-vous...
notre service de gros dans toutes les marques de disques au prix de fabrique
LE PLUS RAPIDE - 20 ANS D'EXPERIENCE
DISQUES PORTUGAIS RAPSODIA
 et autres marques
LE GROUPE MUSICAL
 1 av. Jean-Pierre FRESNES 94
 Tél. 237-18-41

SCHÉMAS ET MONTAGES PRATIQUES D'ALIMENTATIONS STABILISÉES

NOUS publions ci-après les schémas et montages pratiques de cinq modèles d'alimentations stabilisées à tension de sortie fixe dont les références et caractéristiques sont respectivement les suivantes :

- SNT241 : 24 V-1 A.
- SNT351 : 35 V-1 A.
- SNT501 : 50 V-1 A.
- SNT602 : 60 V-2 A.
- SNT603 : 60 V-3 A.

Tout le matériel nécessaire à la réalisation de ces alimentations conçues par RIM, est disponible, en particulier les transformateurs spéciaux d'alimentation, les plaquettes à circuits imprimés et les radiateurs des transistors de puissance extérieurs aux circuits imprimés.

ALIMENTATION SNT241 DE 24 V - 1 A

Le schéma classique de cette alimentation est celui de la

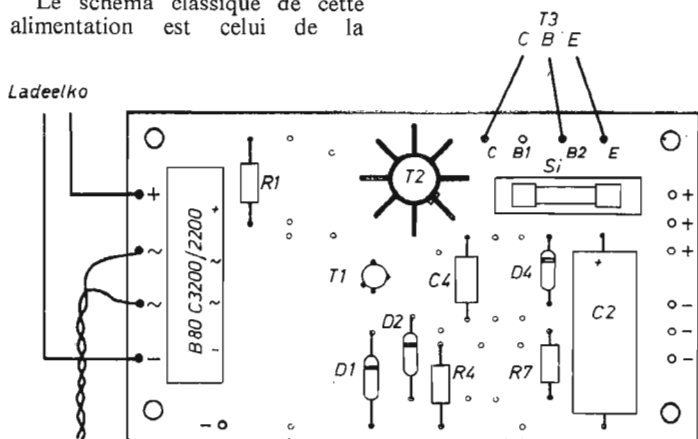


Fig. 2

figure 1. Tous les éléments montés sur la plaquette à circuit imprimé, de 50 x 105 mm, sont entourés d'un pointillé. Les éléments extérieurs sont le transformateur d'alimentation, les deux condensateurs de filtrage de 2 500 μ F et le transistor de puissance 2N3054.

Les valeurs des éléments montés sur la partie supérieure du circuit imprimé (Fig. 2) sont les suivantes :

- R_1 : 1,8 k Ω , 0,5 W.
- R_4 : 2,7 k Ω , 0,5 W.
- R_7 : 5,6 k Ω , 0,5 W.
- C_2 : 100 μ F, 35 V.
- C_4 : 1 nF.
- D_1 : diode zéner ZF12 ou BZY85C12.
- D_2 : diode BAY17.
- D_4 : diode zéner ZF12 ou BZY85C12.

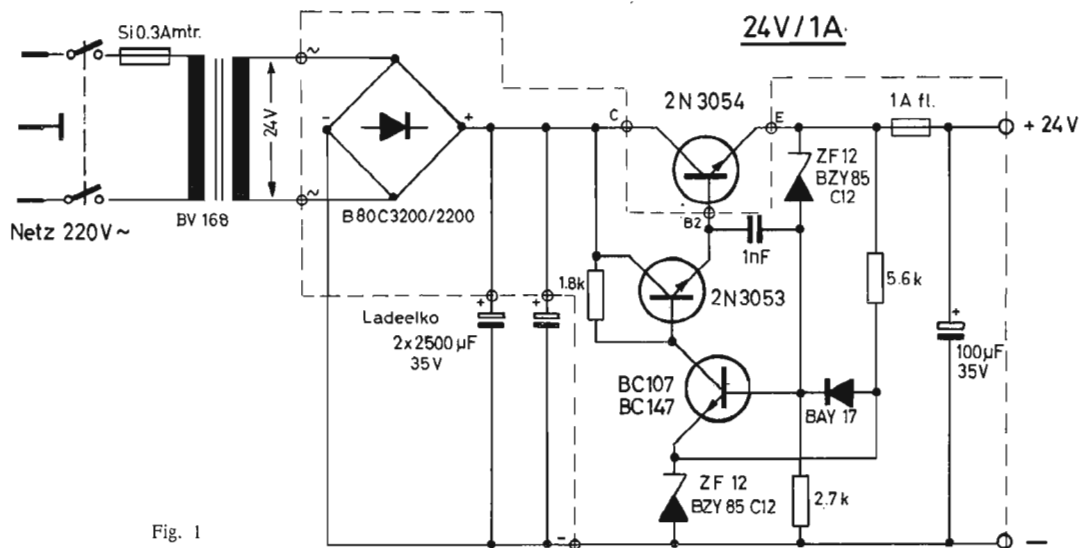


Fig. 1

Transistor 2N3054

- T_1 : transistor BC107 ou BC147.
- T_2 : 2N3053 avec petit radiateur.
- T_3 : 2N3054 avec radiateur extérieur.
- S_i : fusible de 2 A.

ALIMENTATION SNT351 DE 35 V - 1 A

Le schéma de cette alimentation (Fig. 3) est identique à celui du précédent modèle, aux valeurs d'éléments près. Le transformateur d'alimentation a un secondaire de 36 V au lieu de 24 V.

La plaquette à circuit imprimé est identique. Les valeurs des éléments montés sur cette plaquette (voir Fig. 2) sont les suivantes :

- R_1 : 3,3 k Ω , 0,5 W.
- R_4 : 3,3 k Ω , 0,5 W.
- R_7 : 12 k Ω , 0,5 W.
- C_2 : 100 μ F, 35 V.
- C_4 : 1 nF.
- D_1 : diode zéner BZY85C7V5.
- D_2 : diode BAY17.
- D_4 : diode zéner ZF27.
- T_1 : transistor BC107 ou BC147.
- T_3 : 2N5036 avec radiateur extérieur.
- S_i : fusible de 1 A.

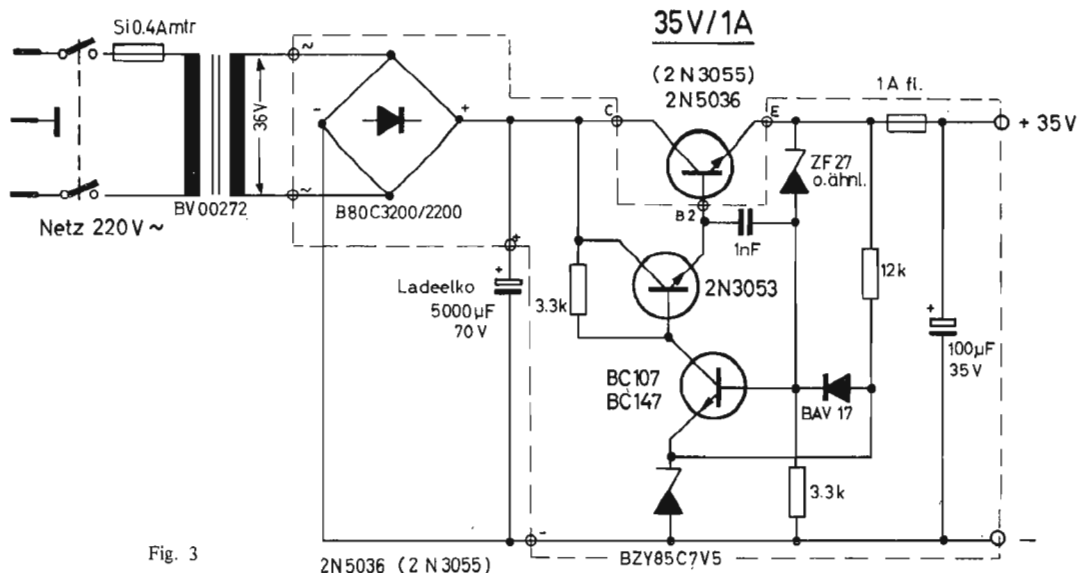


Fig. 3

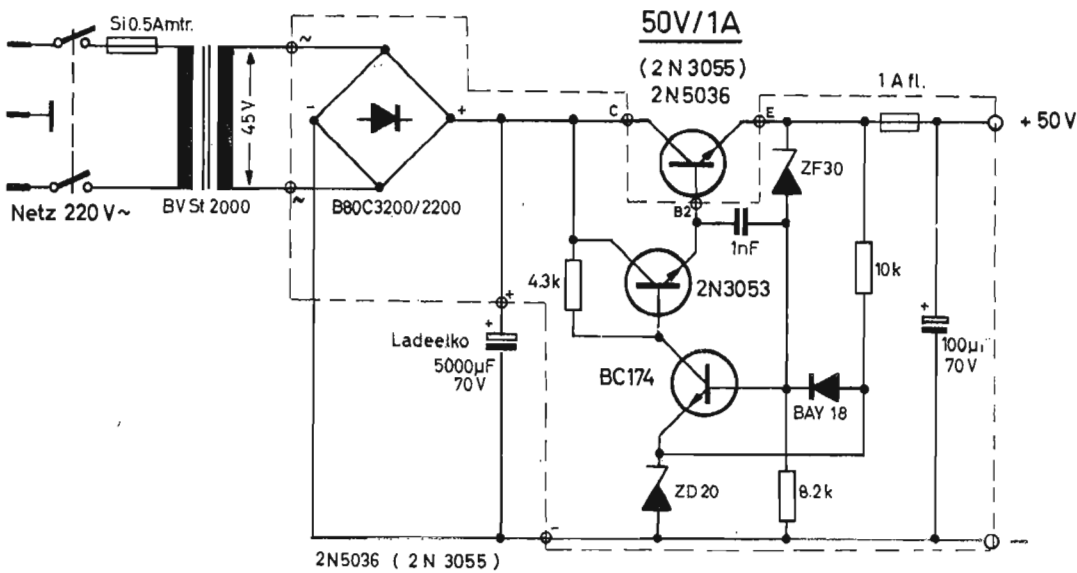


Fig. 4

**ALIMENTATION SNT501
DE 50 V - 1 A**

Le schéma est celui de la figure 4. Le transformateur d'alimentation a un secondaire de 45 V. Le schéma est le même aux valeurs d'éléments près que ceux des deux autres modèles. La plaquette à circuit imprimé est identique (Fig. 2). Les valeurs de ses éléments sont les suivantes :

- R₁ : 4,3 kΩ, 0,5 W.
- R₄ : 8,2 kΩ, 0,5 W.
- R₇ : 10 kΩ, 0,5 W.
- C₂ : 100 µF, 35 V.
- C₄ : 1 nF.
- D₁ : diode zéner ZD20.
- D₂ : diode BAY18.
- D₄ : diode zéner ZF30.
- T₁ : transistor BC174.
- T₂ : transistor 2N3053 avec petit radiateur.
- T₃ : transistor 2N5036 avec radiateur extérieur.
- S₁ : fusible de 1 A.

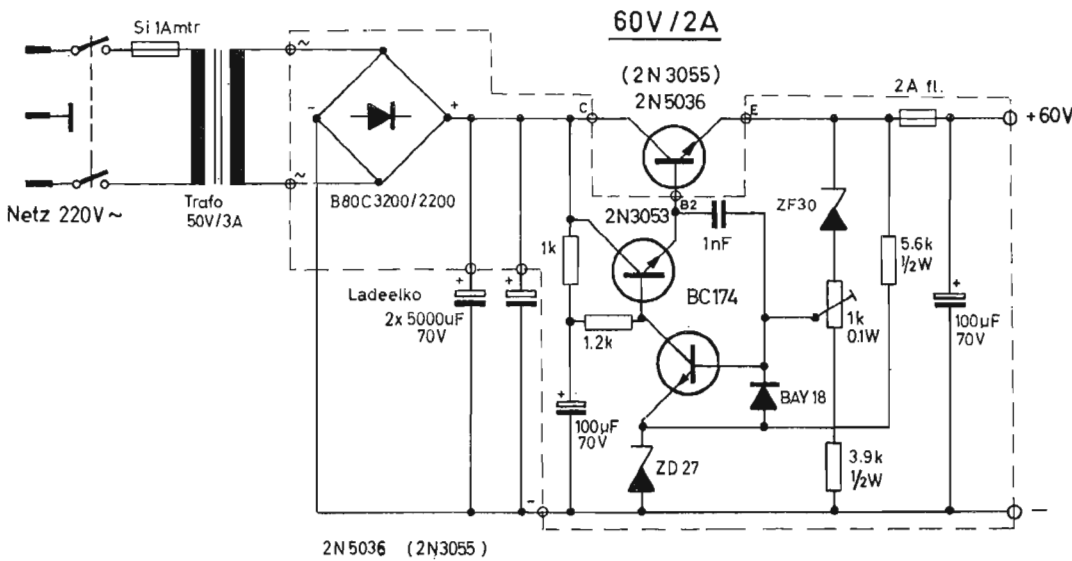


Fig. 5

**ALIMENTATION SNT602
DE 60 V - 2 A**

Le schéma de principe est celui de la figure 5. Il diffère des autres

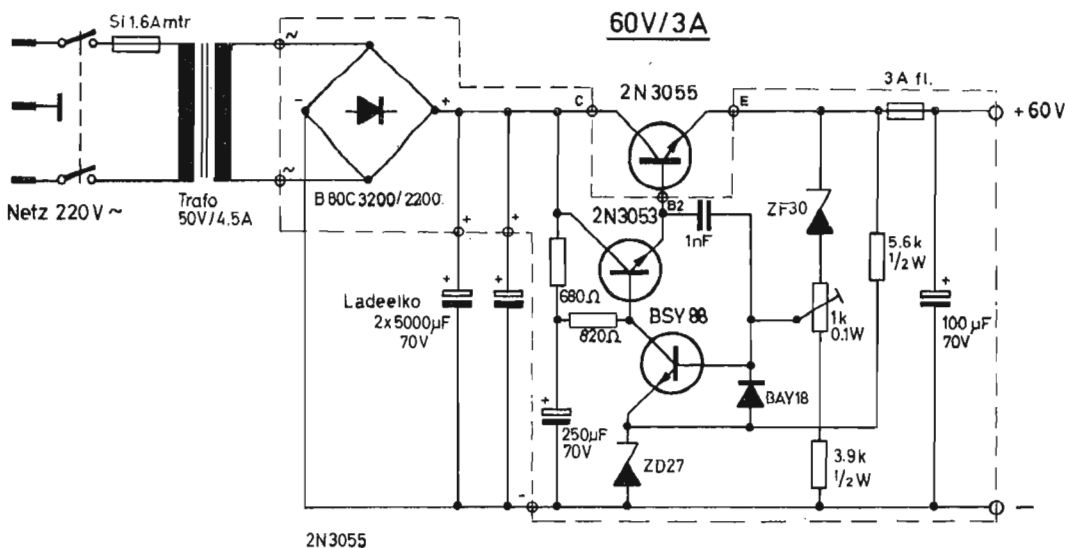


Fig. 7

RIM
electronic

« MUNICH »

**MODULES
D'ALIMENTATION**
de 0,5 Amp. à 3 Amp.
et de 14,5 V à 60 V

Suivant tension d'alimentation d'entrée et les éléments composant les circuits.

- ★ SN 1205 (12 volts - 500 mA).
Prix 65,00
- ★ SNT 241 (24 volts - 1 ampère).
Prix 76,00
- ★ SNT 351 (35 volts - 1 ampère).
Prix 84,00
- ★ SNT 501 (50 volts - 1 ampère).
Prix 88,00
- ★ SNT 602 (60 volts - 2 ampères).
Prix 100,00
- ★ SNT 603 (60 volts - 3 ampères).
Prix 115,00

Transfo d'alimentation pour équiper ces modules disponibles (Nous consulter).

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF :

Comptoirs
CHAMPIONNET
14, rue Championnet, PARIS-18°
Tél. : 076-52-08
C.C. Postal : 12.358.30 PARIS

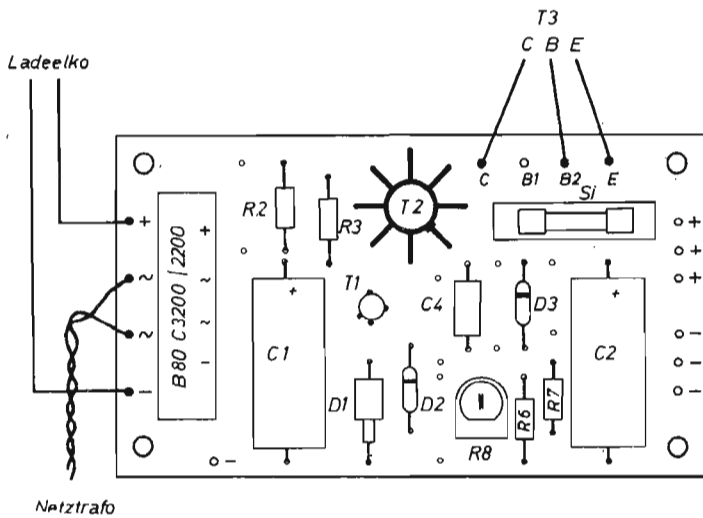


Fig. 6

schémas. On remarque en particulier la résistance ajustable de 1 kΩ permettant de régler la sortie à 60 V.

Le circuit imprimé est toujours identique, mais il est reproduit à nouveau sur la figure 6 étant donné l'implantation des éléments supplémentaires. Les éléments sont les suivants :

- R₂ : 1 kΩ, 0,5 W.
- R₃ : 1,2 kΩ, 0,5 W.
- R_c : 3,9 kΩ, 0,5 W.

- R₇ : 5,6 kΩ, 0,5 W.
- R₈ : 1 kΩ.
- C₁ : 100 μF, 70 V.
- C₂ : 100 μF, 70 V.
- C₄ : 1 nF.
- D₁ : diode zéner ZD27.
- D₂ : diode BAY18.
- D₃ : diode zéner ZF30.
- T₁ : transistor BC174.
- T₂ : 2N3053 avec petit radiateur.
- T₃ : 2N5036 avec radiateur extérieur.
- S₁ : fusible 2 A.

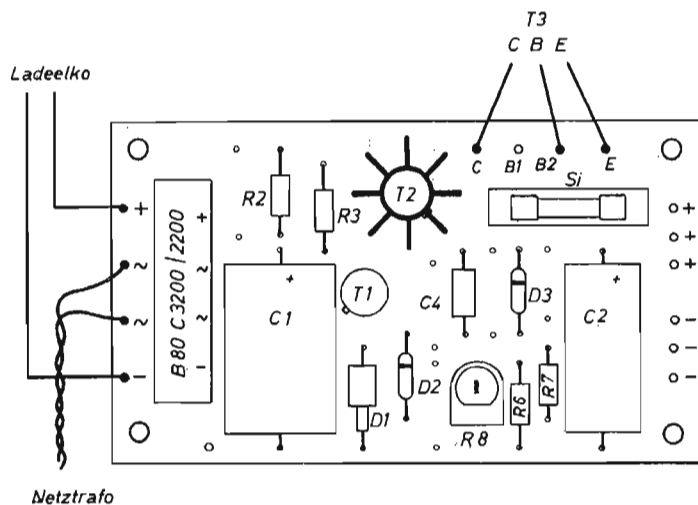


Fig. 8

ALIMENTATION SNT603 DE 60 V - 3 A

Le schéma de principe (Fig. 7) est le même que celui de la précédente alimentation à quelques valeurs d'éléments près. La disposition des éléments sur la partie supérieure de la plaquette est celle de la figure 8. Ces éléments sont les suivants :

- R₂ : 680 Ω, 0,5 W.
- R₃ : 820 Ω, 0,5 W.
- R₆ : 3,9 kΩ, 0,5 W.
- R₇ : 5,6 kΩ, 0,5 W.

- R₈ : potentiomètre ajustable 1 kΩ.
- C₁ : 250 μF, 70 V.
- C₂ : 100 μF, 70 V.
- C₄ : 1 nF.
- D₁ : diode zéner ZD27.
- D₂ : diode BAY18.
- D₃ : ZF80.
- T₁ : transistor BSY88.
- T₂ : 2N3053 avec petit radiateur.
- T₃ : 2N3055 avec radiateur extérieur.
- S₁ : fusible 3 A.

LEXTRONIC-TÉLÉCOMMANDE

63, route de Gonesse - 93-AULNAY-S/BOIS - A 15 mn par l'autoroute Nord
Tél : 929-73-37 - C.C.P. La Source 30.576-22

Ouvert du lundi après-midi au samedi soir - ATTENTION :
A PARTIR DU 1^{er} JANVIER, FERMÉ LE DIMANCHE TOUTE LA JOURNÉE

UNE GAMME TRÈS COMPLÈTE D'ENSEMBLES DE TÉLÉCOMMANDE

— du simple monocanal (émetteur-récepteur à 144 F en kit).
— au récepteur proportionnel A MÉMOIRE.

ENFIN NOTRE CATALOGUE "PIÈCES DÉTACHÉES" A VOTRE DISPOSITION
Vous y trouverez du matériel INTROUVABLE ailleurs.

Quelques prix nouveaux tarifs :

| | |
|--|-------|
| Mécaniques de servos proportionnels, à partir de | 65,00 |
| Servos « TOUT OU RIEN », à partir de | 45,00 |
| Sticks 1, 2 ou 3 voies, à partir de | 6,50 |

SEMI-CONDUCTEURS 1^{er} CHOIX : PLUS DE 200 TYPES DISPONIBLES :

| | | | |
|-------------------|-------------------|---------------------|--------------------|
| AF125 3,60 | 2N708 2,50 | 2N2905A 6,60 | MPS6560 3,90 |
| AF126 3,50 | 2N708 3,90 | 2N2926 1,80 | MPS6562 4,70 |
| BC 170 1,50 | 2N1613 3,20 | — orange 1,80 | BRY39 6,00 |
| BC250 2,00 | 2N2218 4,80 | — vert 2,20 | OA90 0,90 |
| BC251 2,50 | 2N2222 7,20 | 2N3794 3,60 | 1N4148 0,90 |
| BF115 4,30 | 2N2646 8,70 | 2N4288 3,60 | μL914 9,90 |
| BF184 3,60 | 2N2905 5,80 | | |

Prix par quantité, nous consulter. Exemples :

| | |
|--|--|
| BC170 - Par 10 : 1,45 - Par 50 : 1,30 | 2N2926 (0) - Par 10 : 1,60 - Par 50 : 1,50 |
| 1N4148 - Par 10 : 0,70 - Par 50 : 0,55 | 2N3794 - Par 10 : 3,00 - Par 50 : 2,50 |
| | 2N4288 - Par 10 : 3,00 - Par 50 : 2,50 |

35 types de CIRCUITS INTÉGRÉS : DTL - TTL - Linéaires, à partir de 7,80
8 modèles de VU-MÈTRES : de 14 à 19,00

ACCUMULATEURS AU CADMIUM-NICKEL :

| | | |
|---------------------------|--------------------------|----------------------------|
| 12 V, 0,5 AH 110,00 | 6 V, 0,5 AH 59,50 | 8,4 V, 0,25 AH 47,40 |
| 12 V, 0,25 AH 67,60 | 6 V, 0,25 AH 33,80 | 1,2 V, 0,50 AH 10,40 |

QUARTZ fréquences talkies-walkies. La pièce 16,00
QUARTZ E/R miniatures, appairés pr télécomm. La pièce 20,00
QUARTZ, bande 72 MHz, 6 fréquences. La pièce 38,00
APPAREILS DE MESURES : générateurs HF et BF, Tos-mètres, champmètres, etc.

DEMANDEZ NOTRE CATALOGUE CONTRE 4,50 EN TIMBRES

DÉMONSTRATIONS PERMANENTES
SERVICE « APRÈS-VENTE » RAPIDE ET SÉRIEUX
REMISE SPÉCIALE POUR LES CLUBS

Expédition contre chèque à la commande ou contre remboursement (+ 7 F.c.p. frais)

SPÉCIAL TÉLÉCOMMANDE

Décodeur proportionnel Digital 3 voies (décrit dans le Haut-Parleur n° 1274 du 17 sept.).
Prix en état de marche 125,00
Prix en kit 100,00

Ensemble Digital Superprop 12 voies. Livré en état de marche avec batterie et 4 servos 27 MHz 1 600,00
Le même en 72 MHz 1 700,00

Ces ensembles sont vendus également en kit avec notice de montage de 50 pages.
La notice seule 6,00

Ensemble proportionnel 6 voies, 3 servos, type Triton (décrit dans le Haut-Parleur Spécial Télécommande). Livré complet en état de marche avec batterie et 3 servos T.T.C. 1 280,00
Cet ensemble est vendu en pièces détachées sous forme de kit. Nous consulter.

NOUVEAUTÉS : Manche de commande double proportionnel à cuvette chromée, genre Kraft avec 2 potentiomètres 5 K. ohms, piste moulée 75,00
Par quantités, nous consulter.

Ensemble 1 canal, 2 canaux, 4 canaux et 8 canaux en kit ou tout monté.

Tous les servos pour Tout ou Rien : ZM6, ZR6, EKV, Bellamatic, Multi-servo, Trim-o-Matic.

Pour **proportionnel** : servo Simprop 502, Tiny, Orbit PS3D, PS4D, World Engine S4, Mini-Servo Varioprop : Kraft avec pot. de 1 K.Ω, sans électronique ou avec.

Relais : le plus grand choix de relais.
Moteurs électriques : 20 modèles différents.
Manches de commande : 2 et 4 canaux.
Stick de commande : Simprop, Kraft, Bonner, Single Stick.
Coffret et produits pour circuits imprimés.
Transistors, diodes, circuits intégrés : RTC, ITT, Sescosem, NSC, RCA.
Filtres BF REUTER : les plus petits et les plus sélectifs du marché européen.

Et tout le matériel spécial, miniature et subminiature.
Catalogue général contre 6,00 F

R.D. ÉLECTRONIQUE

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

LA RÉCEPTION DES UHF EN TÉLÉVISION

(Suite et fin - Voir n°s 1 283 et 1 288)

CONTROLE D'UN TUNER UHF ET MISE AU POINT DE LA LIAISON

Il n'est guère possible d'effectuer soi-même la mise au point d'un convertisseur; de toutes manières, elle est réalisée par le constructeur et, comme la tenue mécanique de l'ensemble est en général sans reproche, il n'est pas utile d'y retoucher. Normalement la barrette-canal est étalonnée chez le constructeur et s'adapte parfaitement aux rotacteurs. Si l'on adapte une barrette similaire sur un ancien rotacteur ou sur un rotacteur de marque différente, il peut paraître pensable de vérifier l'étalonnage. Aussi nous indiquons ci-après le processus :

a) Un générateur de HF wobulée à sortie calibrée sur 75Ω est branché sur l'entrée du rotacteur modifié.

b) On amortit le circuit d'entrée en branchant une résistance de 100Ω aux bornes de la bobine L_1 (voir Fig. 33 B).

c) Le réjecteur (LC) est ôté momentanément.

d) On branche un wobuloscope (entrée oscillographique) muni d'un générateur « marqueur » sur l'écran de la partie pentode du tube ECF801 (voir Fig. 34 : cas d'un système à tubes), ou sur la base du transistor mélangeur (Fig. 32 : point test).

e) On règle le générateur de fréquence centrale sur 35 MHz et on ajuste L_2 de telle manière qu'on observe sur l'écran du wobuloscope la courbe représentée figure 35.

f) Après avoir ôté la résistance d'amortissement de 100Ω , la bobine L_1 est ajustée pour centrer maintenant la courbe sur 36 MHz (voir Fig. 36).

g) On décourt-circuite le réjecteur et on le règle sur la fréquence son du canal adjacent : $31,2 \text{ MHz}$. Normalement, si l'on obtient alors sur le wobuloscope la courbe de la figure 37, le rotacteur doit être réglé.

On peut maintenant contrôler tout l'ensemble et notamment, le filtre en T qui suit le transistor de sortie du tuner UHF (voir Fig. 27).

Un premier essai peut être réalisé sur le transformateur de sortie du sélecteur UHF en attaquant ce circuit par l'intermédiaire de la sonde d'injection de la figure 38 sur l'entrée test TP3.

Si ce transformateur est bien réglé on doit obtenir en employant un générateur HF et un voltmètre électronique branché sur la sortie terminée sur 47Ω (voir Fig. 32) la courbe de sélectivité de la figure 39. La porteuse vision est, on le voit,

disposée à -3 dB ... La courbe conseillée, obtenue lorsque tous les circuits sont correctement réglés, doit approcher de celle du wobulogramme de la figure 40. La porteuse vision se trouve bien à -6 dB tandis que la porteuse son ne se trouve guère affaiblie : -1 dB .

La gamme des fréquences reçues par le sélecteur est indiquée figure 41. Comme la précision du générateur n'est pas exagérément grande, on admettra que la courbe de fréquence réelle est située entre les deux limites extérieures indiquées sur la figure. En disposant un sélecteur UHF et une barrette adaptée au rotacteur d'un téléviseur du commerce, la courbe de réponse globale (y compris la platine FI...) est celle de la figure 42. La courbe 1 montre ce que donne le système à 819 lignes ; on obtient une bande passante de

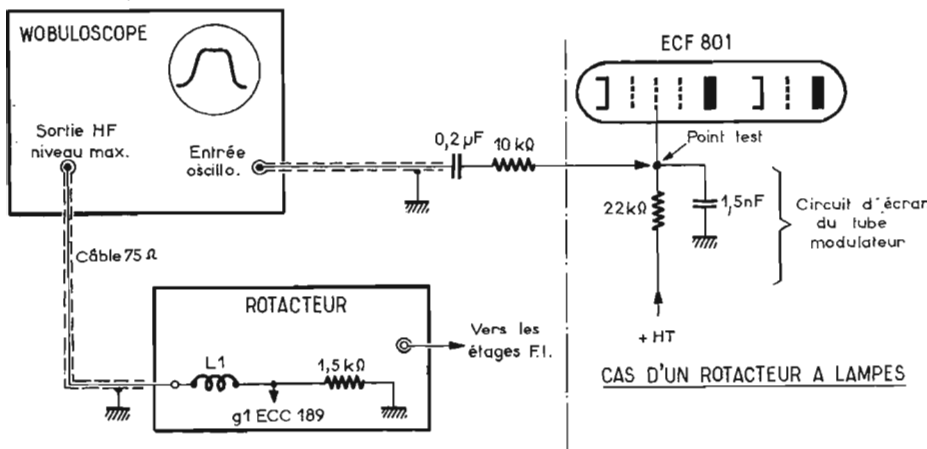


Fig. 34. — Montage préconisé pour contrôler la réponse des circuits du rotacteur.

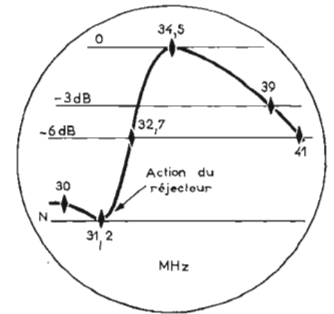


Fig. 37. — Action du réjecteur dans la bande passante du rotacteur.

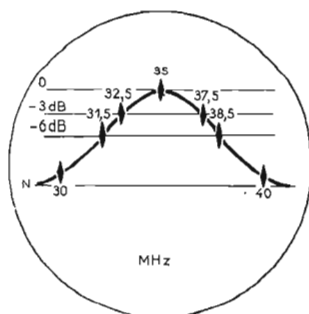


Fig. 35. — Courbe de réponse du circuit L_2C_{p2} simple (réjecteur hors circuit).

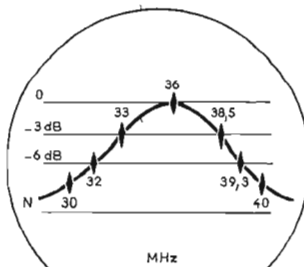


Fig. 36. — L_1 ajoute ici son effet.

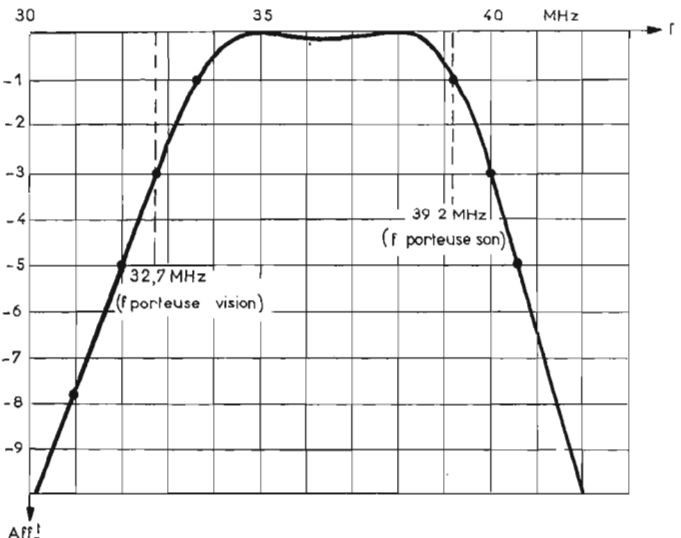


Fig. 39. — Courbe de sélectivité du filtre de bande (L_1 à L_2) qui suit immédiatement le changement de fréquence du tuner UHF.

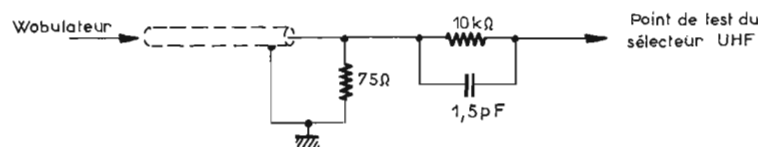


Fig. 38. — Sonde d'injection utilisable pour l'attaque du point « Test » du convertisseur UHF.

9 MHz à -3 dB. La courbe 2 montre quant à elle la réponse dans le système 625 lignes. Comme la fréquence supérieure à -3 dB reste la même, la bande passante dans le système 625 lignes s'élève à 4,4 MHz. Au wobuloscope, la courbe qu'on peut obtenir est celle de la figure 43. Cette courbe peut être qualifiée de commerciale. Toutefois avec une maquette effectuée en laboratoire on peut obtenir assez facilement une courbe gaussienne de bande passante voisine de 5,5 MHz (indispensable en TV couleur).

Enfin, avec barrette adaptée au système 625 lignes C.C.I.R. gamme UHF on peut également aboutir à une bonne courbe de réponse. Le gabarit est alors celui de la figure 44.

EXEMPLE DE PREAMPLIFICATEUR D'ANTENNE (module Wisi type VT14)

La technique des lignes trouve en UHF une application intéressante : celle des préamplificateurs d'antenne pour réception TV à longue distance.

SCHEMA

Le préamplificateur Wisi comporte deux étages d'amplification. Chaque étage est constitué par un transistor AFY16 Valvo monte en base-commune et chargé par une ligne $\lambda/4$ accordable. L'attaque est donc effectuée sur l'émetteur, ce qui revient, avec la technique des lampes, à utiliser un tube « grille à la masse » à faible bruit. L'antenne est terminée par une boucle accordée constituée par une ligne $\lambda/4$ pliée en forme de L.

Les circuits sont câblés dans des compartiments comme le montre la photographie de la figure 45.

L'alimentation s'effectue par le câble : un bloc d'alimentation VA06 appliqué, par l'intermédiaire d'un filtre, une tension alternative au câble.

Le câble de liaison véhicule donc deux tensions une UHF, l'autre à très basse fréquence. Les deux ne peuvent réagir l'une sur l'autre. Tant qu'il n'y a pas de phénomène non linéaire en jeu — et au boîtier renfermant le préampli UHF un

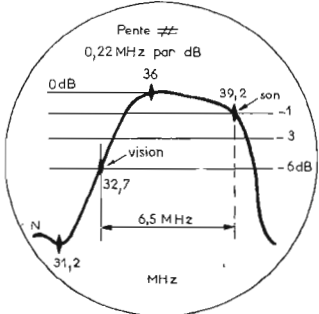


Fig. 40. — Courbe obtenue au Wobuloscope de l'ensemble des circuits FI du tuner UHF et de ceux de la barrette du rotateur. On remarquera que la porteuse « son » ne doit pas être atténuée de plus de 1 dB.

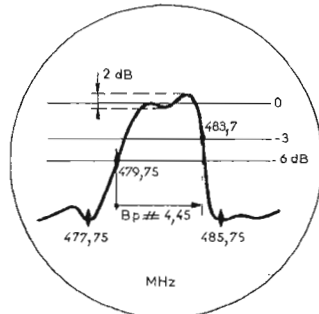


Fig. 42. — Bande passante globale d'un téléviseur du commerce réglé sur le canal 22.

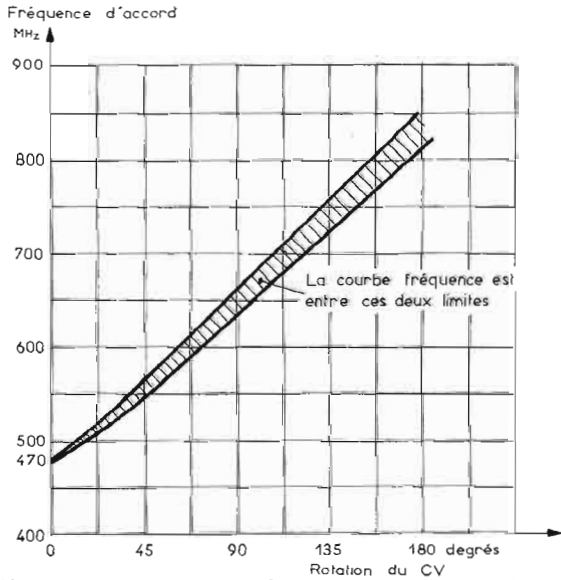


Fig. 41. — Variation de fréquence obtenue avec un tuner UHF du commerce.

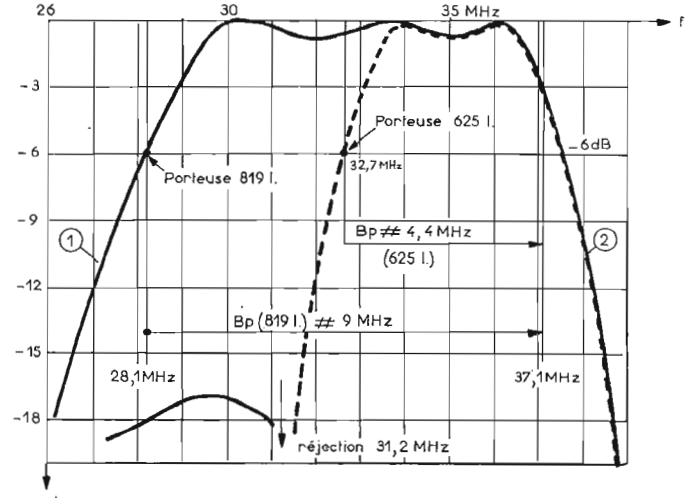


Fig. 42. — Etude de la compression de bande d'un téléviseur du commerce.

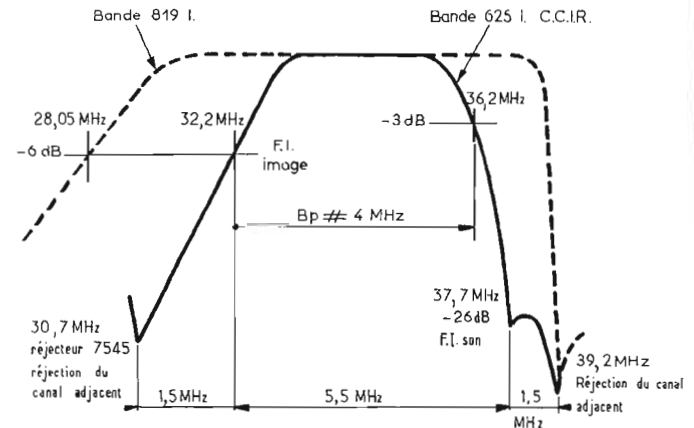
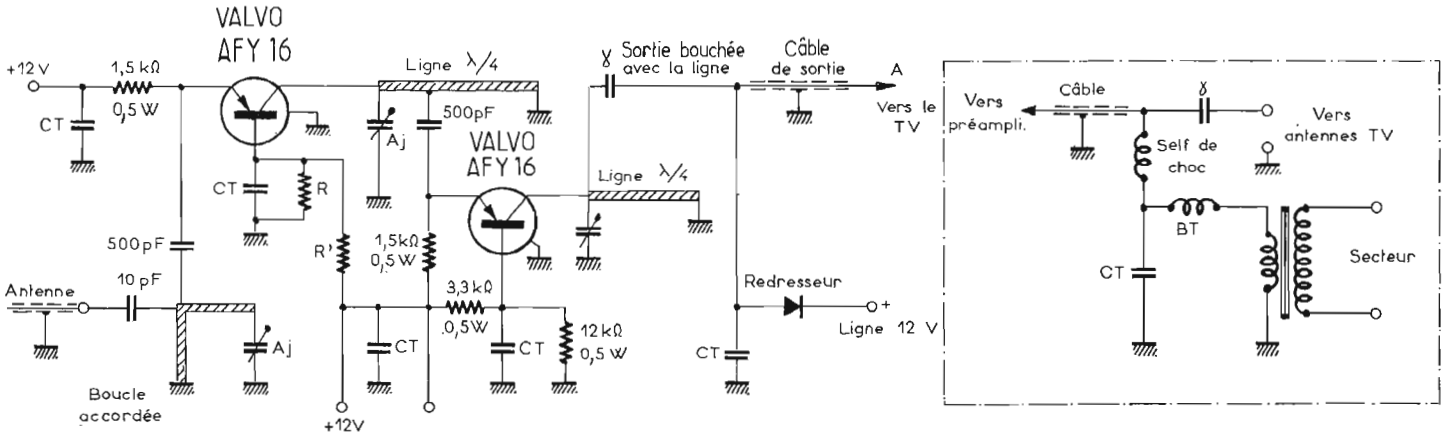


Fig. 44. — Ce qu'on peut obtenir avec une barrette destinée à la réception du standard 625 lignes européen.



Le rapport R/R' règle le gain du système

Fig. 45. — Schéma du préamplificateur d'antenne Wisi VT14 et de son bloc d'alimentation.

Gain sur 75Ω entrée / sortie

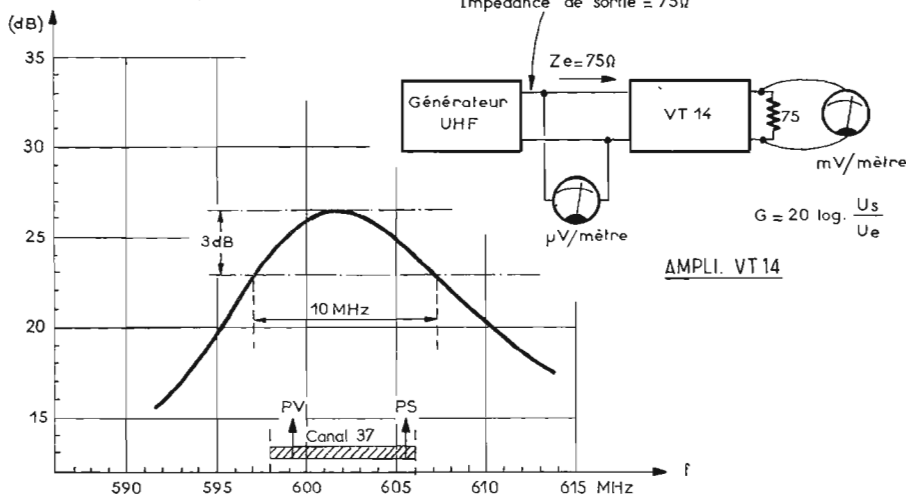


Fig. 46. — Courbe du gain du préamplificateur VT14 sur entrée et sortie adaptées à 75 Ω.

filtre des plus simples les sépare : une self de choc bloque la UHF mais conduit la tension alternative vers une diode redresseuse. La tension résultante est assez peu filtrée ce qui oblige un fonctionnement des semi-conducteurs dans des régions linéaires, si l'on ne veut assister à une transmodulation des porteuses UHF par du ronflement.

GAIN

Le gain de l'équipement avoisine 26 dB à 602 MHz, lorsque l'accord est centré sur le canal 37 : voir courbe du gain en fonction de la fréquence, figure 46. Ce relevé a été effectué avec l'entrée et la sortie adaptées sur 75 Ω. La bande passante s'étend ici sur 10 MHz,

ce qui englobe parfaitement un canal 2^e chaîne. Cette largeur de bande à -3 dB varie, comme le gain, selon la fréquence d'accord. Ainsi sur le canal 28, on constate, figure 47, une sélectivité différente. C'est normal car plus la fréquence centrale est faible, plus la bande passante se rétrécit ; en effet, le coefficient de surtension des lignes λ/4 varie peu et rappelons que la bande passante à -3 dB est liée à la fréquence centrale par la relation :

$$B_p = f_0 / Q$$

... Ceci explique facilement cela.

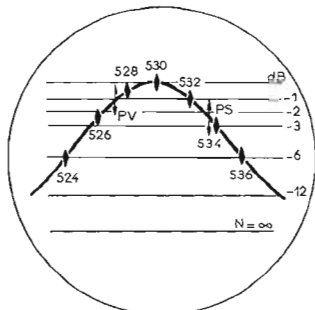


Fig. 47. — Wobulogramme du canal 28 (G = 27 dB sur 75 Ω - Bp ≈ 8 MHz - f₀ = MHz)

Dans notre cas nous pouvons compter sur plus de 8 MHz, ce qui s'avère suffisant puisque c'est la largeur de notre canal UHF (voir Fig. 46). La porteuse vision est, de plus, très peu affaiblie (1 dB) et la bande de garde est convenablement respectée. La porteuse « son » « passe » aussi très bien (à -2,5 dB près...).

RAPPORT D'ONDES STATIONNAIRES

L'adaptation du câble d'antenne est particulièrement difficile et l'on sait que ce côté du problème s'allie assez mal avec les conditions d'un

Niveau relatif de transmodulation par rapport au signal de sortie

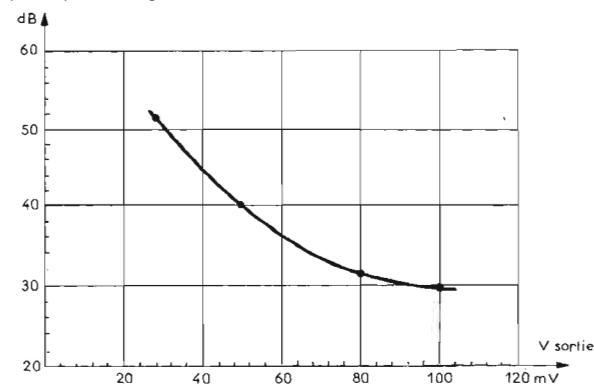


Fig. 49. — Affaiblissement du signal de transmodulation par rapport au signal de sortie.

Adaptation au câble 75Ω

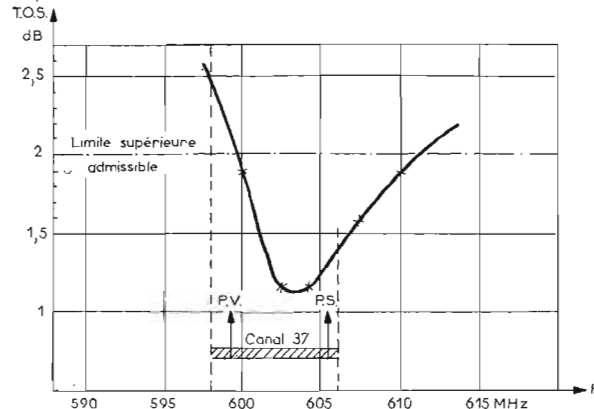


Fig. 48. — Courbe du T.O.S. avec une liaison 75 Ω.

maximum de gain pour un minimum de souffle.

La figure 48 montre que pour le canal 37 le T.O.S. évolue entre 1,18 et 2,5. Le maximum de T.O.S. qu'on peut tolérer, c'est 2. Ici, on dépasse donc légèrement cette valeur mais, pour la bande de garde seulement, ce qui s'avère moins grave...

Par contre, le spectre maximal de l'information vidéo fréquence est convenablement respecté (T.O.S. = 1,2 maximum), ce qui n'affecte pas la transmission des « détails » dans l'image télévisée.

La porteuse son, elle, n'est pas gênée du tout.

TRANSMODULATION

Lorsque l'attaque est trop grande, on peut craindre diverses perturbations comme, entre autres, la transmodulation des composantes de modulation de fréquences élevées par celles de fréquences plus faibles. Notamment le ronflement à 50 Hz risque de se produire, étant donné le mode de filtrage succinct de la basse-tension.

La figure 49 donne le niveau relatif de transmodulation en fonction de la tension de sortie ; tant que celle-ci reste inférieure à 50 mV (soit 2,5 mV à l'entrée, ce qui est inhabituel pour le cas d'une longue distance, mais ce qui peut arriver pour le cas des installations d'antennes collectives), le taux de réjection de transmodulation est supérieur à 40 dB, ce qui est bien.

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

Êtes-vous prêt ?

la télévision en couleurs à portée d'



le diapo-télé test

UN **immense succès** AU SALON **infra** INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE

Mieux qu'aucun livre, qu'aucun cours. Chaque volume de ce cours visuel comporte : textes techniques, nombreuses figures et 6 diapositives mettant en évidence les phénomènes de l'écran en couleurs ; visionneuse incorporée pour observations approfondies

BON A DÉCOUPER

Je désire recevoir les 7 vol. complets du "Diapo-Télé-Test" avec visionneuse incorporée et reliure plastifiée.

NOM

ADRESSE

CI-INCLUS un chèque ou mandat-lettre de 88,90 F TTC frais de port et d'emballage compris.



L'ensemble est groupé dans une véritable reliure plastifiée offerte gracieusement.

BON à adresser avec règlement à **INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE**

24, r. Jean-Mermoz - Paris 8^e - BAL. 74-65

COURS D'INITIATION A L'EMPLOI DES CIRCUITS INTÉGRÉS

Le but de ce cours n'est pas d'être exhaustif sur les sujets traités, mais de présenter des règles simples permettant l'utilisation pratique des circuits intégrés :

— Définition des circuits logiques et analogiques.

— Définition des niveaux logiques, règles d'assemblage, table de vérité, circuits séquentiels, les circuits à haute intégration.

— Circuits analogiques, descriptions, règles élémentaires d'utilisation.

Pour des connaissances plus détaillées et plus précises, on pourra se reporter aux textes cités en bibliographie.

Les définitions données ici sacrifient la rigueur à la simplicité.

NOTA : Les mots techniques seront traduits en anglais entre parenthèses.

Les circuits intégrés seront définis ici selon le concept de la « boîte noire » (Fig. 1).

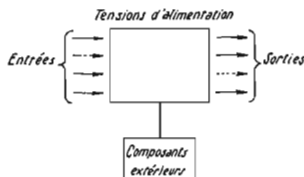


Fig. 1

On définira respectivement :

- les entrées et les sorties ;
- les (ou la) tensions d'alimentation ;
- les composants extérieurs (s'il y a lieu, surtout pour les circuits analogiques).

Le nom du circuit ou type définit les relations qui existent entre la (ou les) sortie ou la (ou les) entrée.

On appellera circuits logiques les circuits pour lesquels l'état des entrées ne peut prendre que deux valeurs.

Les autres circuits pour lesquels l'état des entrées et sorties peuvent varier continuellement seront nommés analogiques. Ils feront l'objet de la deuxième partie du cours.

LES CIRCUITS INTÉGRÉS LOGIQUES

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

Le boîtier le plus courant des circuits intégrés logiques est un boîtier époxy à 14, 16, 24 pattes (pins) à deux rangées de pattes en ligne.

Ce boîtier porte les différents noms suivants :

- N pack ;
- DIP (Dual in line plastic) ;
- DIL (Dual in line).

Le boîtier comporte une encoche sur la face supérieure, tous les schémas de brochage représentent les **circuits vus de dessus**, encoche à gauche, les pattes sont numérotées de 1 à 14 dans le sens inverse des aiguilles d'une montre.

Les boîtiers peuvent être soudés sur des circuits intégrés normaux ou pastillés, les pattes peuvent être soudées une à une rapidement en évitant un contact trop prolongé entre le fer et les pattes.

Un fer de petite puissance ou à basse tension est recommandé.

On pourra utiliser avec profit des supports de circuits intégrés.

Les deux séries de circuits dont nous allons parler seront : la TTL

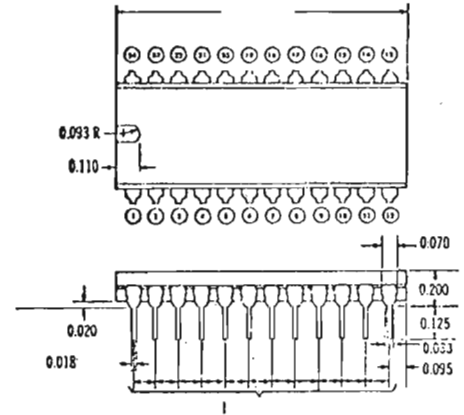
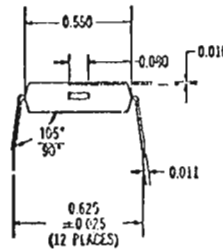


Fig. 2

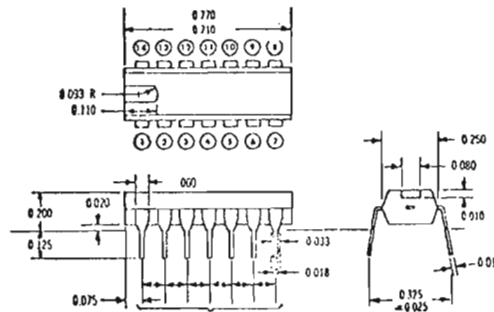


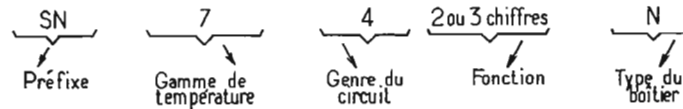
Fig. 2 bis

(Logique à Transistor et Transistor) et la DTL plus ancienne (Logique à Transistors et à Diodes).

Ces deux séries sont dites compatibles, c'est-à-dire qu'elles peuvent être interconnectées entre elles et utilisées indifféremment dans un montage (en ce qui concerne la fonction logique).

La numérotation des circuits est la suivante :

— Série TTL :



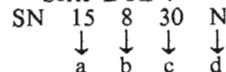
Gamme de température :

- 7 → 0 à 70 °C
- 8 → - 25 °C + 85 °C
- 5 → - 55 °C + 125 °C

Genre du circuit :

- 4 : circuit logique
- 2 : amplis opérationnels
- 5 : circuits d'interface
- 6 : circuits télécommunication, radio, télévision

— Série DTL :



- a) Série logique.
- b) 8 : 0 à 70 °C.
- 9 : - 55 ° à + 125 °C.
- c) Type de la fonction.
- d) Boîtier.

NOTA : Cette nomenclature est celle de Texas Instruments, c'est la plus répandue, pour les tables de conversion on pourra se reporter aux catalogues des différents constructeurs.

LES NIVEAUX LOGIQUES

Nous avons dit que les états des entrées et sorties ne pouvaient prendre que deux valeurs.

Les états (ou niveaux logiques) des entrées et sorties seront ici des tensions pouvant avoir deux valeurs :

- Haute (niveau 1).
- Basse (niveau 0).
- (logique dite positive).

Les niveaux ne sont pas définis par des valeurs précises mais par des butées (minimum et maximum).

Ainsi on aura au niveau 0, lorsque la tension d'entrée (différence de potentiel entre l'entrée et la masse) sera inférieure à 0,8 V.

Pour prendre une image, un homme, qu'il soit à plat ventre ou à quatre pattes, sera considéré à l'état 0.

Une entrée sera considérée au niveau 1, si la tension entrée masse est supérieure à 2,4 V.

Les hommes debouts, de toutes tailles, mais de taille supérieure à 2,4 V, sont au niveau 1.

Tous les états intermédiaires (entre 0,8 et 2,4 V) sont à proscrire, car instables.

Les états des sorties sont définis de la même manière, avec une petite marge de sécurité en plus.

- Niveau 0 (inférieur à 0,4 V)
- Niveau 1 (supérieur à 2,8 V)

LIMITES : Il ne faut jamais appliquer une tension entrée masse supérieure à 5,5 V, ou plus négative que 0,8 V.

Il ne faut jamais relier une sortie à une tension supérieure à 0,4 V.

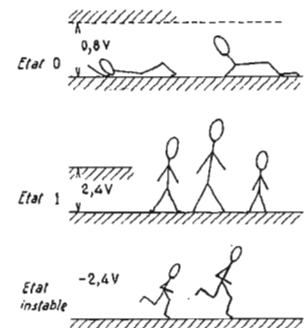


Fig. 3

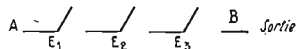
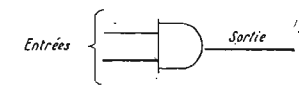


Fig. 4. — Interrupteur ouvert : Niveau 0 (liaison ouverte). Interrupteur fermé : Niveau 1 (liaison fermée)

LOGIQUE COMBINATOIRE

Première expérience : Les portes.

a) Fonctionnement logique :

Dans ce qui suit nous ne parlerons que de 1 et 0, nous verrons ensuite comment réaliser ces niveaux en nous référant au paragraphe sur les états logiques.

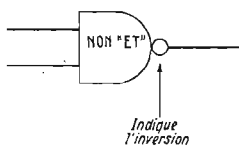


Fig. 5

PORTE « ET » :

Les portes « ET » (and) sont de 2 à n entrées. La sortie ne prend l'état 1 que si toutes les entrées sont au niveau 1, c'est-à-dire que :

- l'entrée 1
- et l'entrée 2
- et l'entrée 3
- et l'entrée n sont au niveau 1

Dans tous les autres cas la sortie prend l'état 0.

Le schéma équivalent est donné par la figure 5, il faut que tous les

| Entrée 1 | Entrée 2 | Sortie "ET" | Sortie NON "ET" |
|----------|----------|-------------|-----------------|
| 1 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 0 | 1 |
| 0 | 0 | 0 | 1 |

Fig. 6

interrupteurs soient fermés pour que A soit relié électriquement à B.

Dans la pratique les portes « ET » sont rares, il existe plus couramment la porte :

NON-ET (NAND)

Son fonctionnement est identique à celui de la porte « ET », mais l'état de la sortie est le contraire de celui de la porte « ET » (Fig. 5).

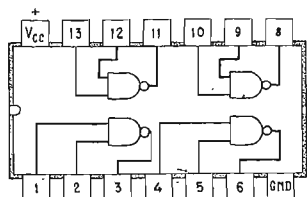


Fig. 7

La sortie ne prend l'état 0 que si toutes les entrées sont au niveau 1, dans tous les autres cas la sortie est au niveau 1.

Le fonctionnement est traduit par le tableau de la figure 6. Ce tableau s'appelle une table de vérité (truth table).

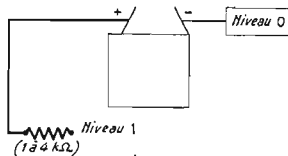


Fig. 8

Application pratique :

Utilisation du SN7400N ou du SN15830N quadruple porte nand à 2 entrées.

Brochage (voir Fig. 7).

Pour cette première expérience on pourra utiliser une pile 4,5 V en bon état, ou une alimentation régulée 4,75 V.

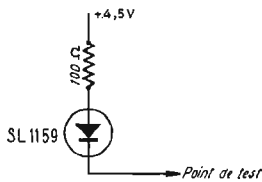


Fig. 9

La tension d'alimentation devra être comprise entre 4,5 et 5,5 V.

Relier la borne 7 au - de la pile, et la borne 14 à la borne + de la pile.

On reliera une résistance (de 1 à 5 kΩ) au + 4,5, l'autre extrémité de la résistance servira de niveau 1 (Fig. 8).

L'état des sorties pourra être observé ainsi :

— soit à l'aide d'un voltmètre 20 000 Ω/V ;

— soit à l'aide d'une diode électroluminescente à l'arséniure de Gallium (SL1159 voir Fig. 9) ;

Si la diode est éclairée c'est que l'on a un 0 en sortie.

— soit en faisant le montage indiqué à la figure 10.

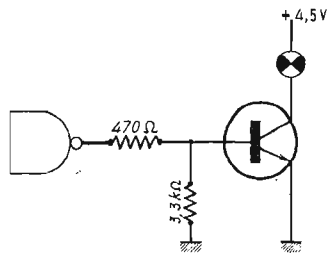


Fig. 10

Le transistor devra être de type NPN et pouvoir faire passer un courant de 100 mA, le voyant devra être à faible courant (100 mA).

Si la lampe est éclairée c'est que l'on a un niveau 1 en sortie.

a) Vérifier la table de vérité par exemple prenons la première porte :

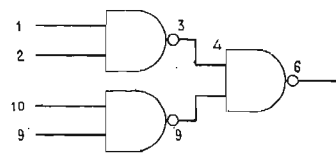


Fig. 11

| ENTRÉES | | | | SORTIES | | |
|---------|---|---|----|---------|---|---|
| 1 | 2 | 9 | 10 | 3 | 8 | 6 |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |

Fig. 11. — Cours d'initiation à l'emploi des C.I.

— relier 1 et 2 à la masse, 3 doit être au niveau 1 ;

— relier 1 à la masse, 2 au niveau 1, 3 doit être au niveau 1 ;

— relier 1 au niveau 1, 2 à la masse, 3 doit être au niveau 1 ;

— relier 1 et 2 au niveau 1, 3 sera au niveau 0.

Recommencer pour chacune des autres portes.

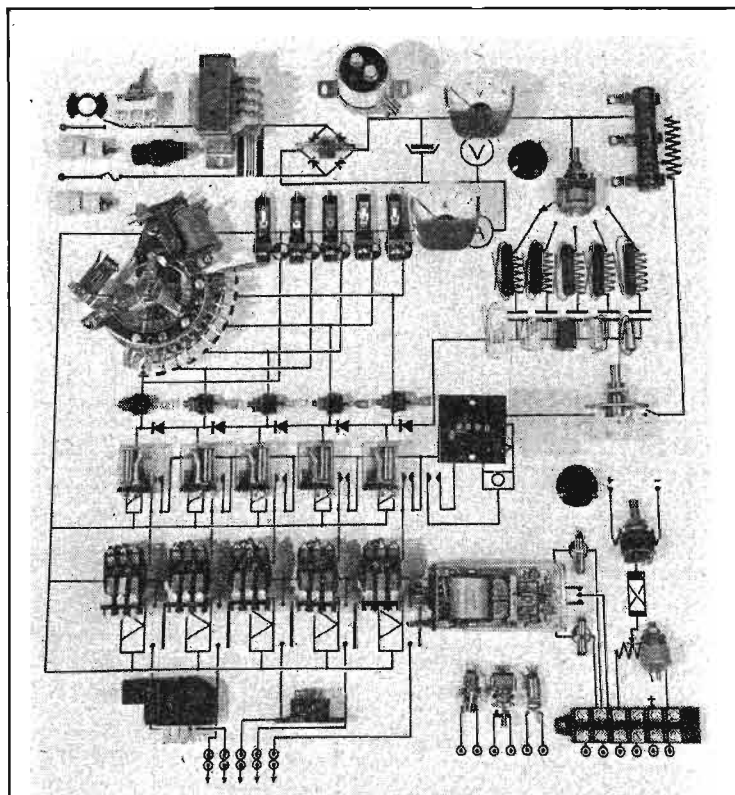
b) Combinons entre elles des portes :

— relier 3 à 4 et 8 à 5.

On doit vérifier la table de la figure 11.

(A suivre)

Michel MOTRO,
ingénieur I.N.S.A.,
Centre d'assistance technique
Texas Instruments France.



COMPOSANTS

POUR AUTOMATION ET

APPLICATIONS ÉLECTRONIQUES

18 RUE CROZATIER
PARIS 12/343-98-89

RÉGULATEURS DE TENSION A CIRCUITS INTÉGRÉS

LM 304, LM 305, LM 305A et LM 309

La régulation de tension utilisant des circuits intégrés seuls ou associés à des transistors, prend de plus en plus d'importance dans les montages électroniques industriels et du type grand public.

Nous allons donner quelques caractéristiques générales et des exemples de régulateurs de tension à circuits intégrés proposés par National Semi-conductor Corp. Il s'agit de dispositifs récents.

Les CI (circuits intégrés) sont les suivants : LM304, LM305, LM305A et LM309.

LM304

Ce régulateur se caractérise par le fait que la régulation est du côté négatif de l'alimentation. C'est un dispositif à circuit intégré de précision fonctionnant avec une seule résistance extérieure. Il fournit une tension d'alimentation de zéro à 30 V, à partir d'une tension non régulée.

La régulation est de 0,01 % et les circuits utilisent une polarisation « flottante ». La tension de sortie n'est limitée que par les caractéristiques de coupure des transistors extérieurs.

Primitivement, ce CI était proposé comme un régulateur série linéaire mais on peut l'utiliser aussi comme régulateur à commutation, comme régulateur de courant et dans de nombreuses autres applications.

Ses principales caractéristiques sont : régulation de 1 mV depuis le fonctionnement à vide jusqu'à celui à pleine charge ; 0,01 % par volt de régulation de réseau ; 0,2 mV/V de réjection de ronflement.

Le LM304 et le circuit complémentaire des LM300 et LM305, régulateurs positifs. Il convient dans les montages nécessitant des tensions régulées négatives ayant une masse commune avec une alimentation non régulée.

Seul, le LM304 peut donner 25 mA. Avec des transistors extérieurs, tout courant désiré peut être obtenu.

Le circuit intégré LM304 est une version commerciale et industrielle des types LM104 et LM204.

La figure 1 donne le schéma

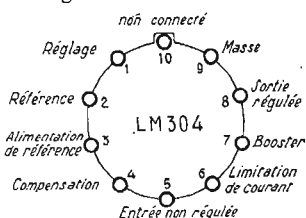


Fig. 2

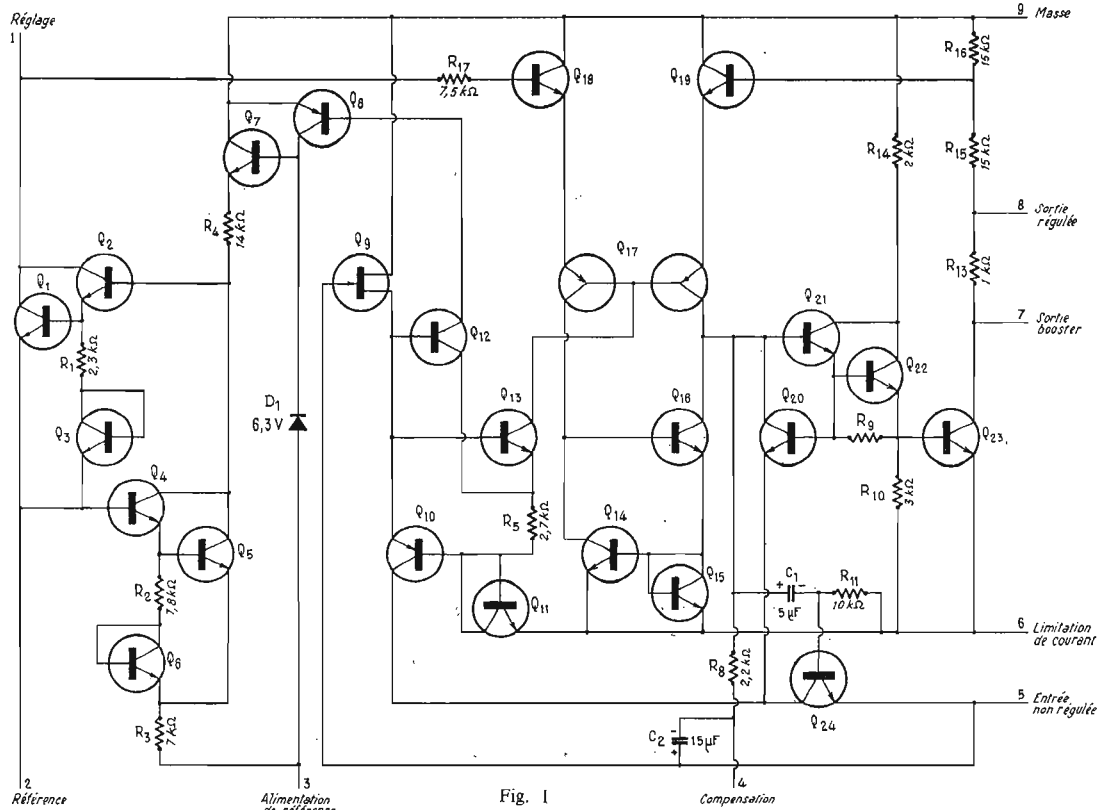


Fig. 1

intérieur du LM304 et la figure 2, le brochage du colot à 10 fils de terminaison.

Voici les branchements à effectuer :

- 1 : réglage.
- 2 : référence.
- 3 : alimentation de référence.
- 4 : compensation.
- 5 : entrée non régulée.

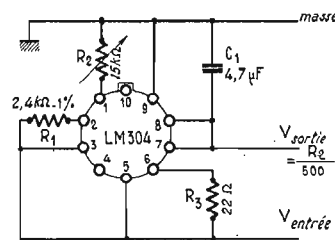


Fig. 3

- 6 : limitation de courant.
- 7 : booster (à relier éventuellement à un transistor extérieur).
- 8 : sortie régulée.
- 9 : masse.
- 10 : non connecté.

Le repère est disposé devant la terminaison 10.

Quelques applications du LM304.

Le montage le plus simple est celui de la figure 3 qui ne nécessite aucun transistor extérieur. La masse est reliée au point 9.

La tension régulée est obtenue entre masse et la réunion des points 7 et 8, aux bornes de C_1 de

4,7 μ F, condensateur au tantale.

La tension de sortie est égale à $R_2/500$, R_2 étant évaluée en ohms. Comme R_2 est une résistance variable de 0 à 15 000 Ω , il est clair que le réglage de R_2 permettra d'obtenir de 0 à 15 000/500 = 30 V, comme indiqué plus haut.

A la figure 4, on donne le schéma du régulateur à commutation. La tension de sortie est - 5 V avec un courant qui ne doit pas dépasser 3 A. Les principaux éléments extérieurs sont une bobine L_1 de 540 μ H, les transistors 2N2219 et 2N4395 et la diode 1N3880. Le condensateur C_1 de 80 μ F est au tantale.

La figure 5 donne le schéma de montage d'un régulateur fonction-

nant avec une tension de polarisation séparée. Le réglage de la tension de sortie, égale à $R_2/1 000$ se fait avec R_2 de 50 000 Ω , donc entre 0 et 50 V en utilisant le transistor extérieur 2N3740.

La tension de polarisation est de 10 V.

Voici enfin, à la figure 6 le

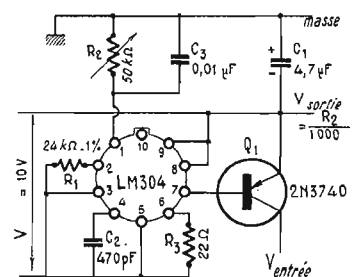


Fig. 5

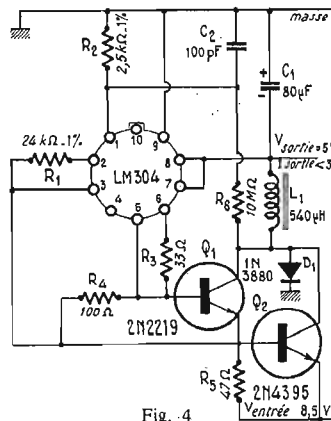


Fig. 4

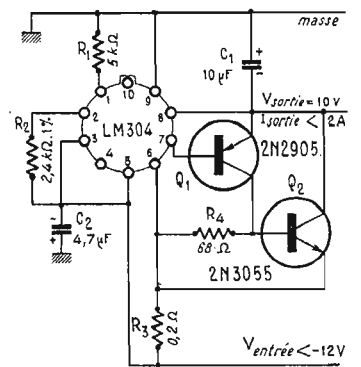


Fig. 6

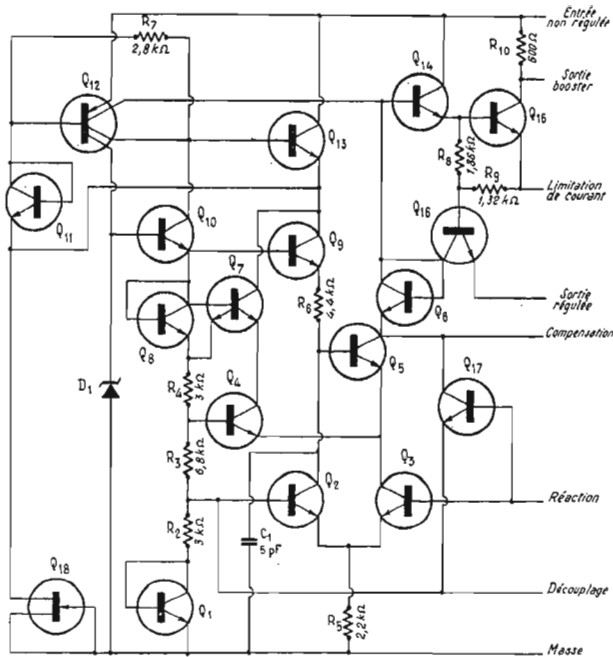


Fig. 7

schéma d'un régulateur donnant un courant élevé, à l'aide des transistors extérieurs, 2N2905 et 2N3055.

La tension de sortie est de - 10 V par rapport à la ligne de masse, sous un courant qui ne doit pas dépasser 7 A.

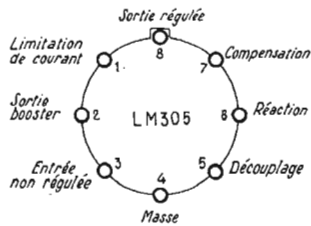


Fig. 8

Caractéristiques maxima du LM304.

- Tension d'entrée : 40 V.
- Tension différentielle entrée - sortie : 40 V.
- Dissipation de puissance : 500 mW.
- Gamme des températures de fonctionnement : 0 °C à 70 °C.
- Gamme des températures de stockage : - 65 °C à 150 °C.
- Température des fils pendant la soudure : 300 °C (à ne pas dépasser 60 secondes).

Vocabulaire technique spécialisé.

Nos lecteurs auront souvent à consulter des notices de fabricants étrangers, principalement rédigées en anglais. Voici ci-après des termes anglais avec leur traduction française et leur signification.

INPUT VOLTAGE RANGE : gamme des tensions d'entrée =

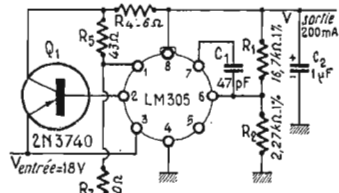


Fig. 9

gamme des tensions d'alimentation du régulateur, non régulées, mesurées entre l'entrée non régulée et le point de référence, pour lesquelles le régulateur fonctionne selon les spécifications de la notice du fabricant.

OUTPUT VOLTAGE RANGE : gamme des tensions de sortie = la gamme des tensions de sortie (c'est-à-dire régulées) obtenues selon les spécifications.

OUTPUT-INPUT VOLTAGE DIFFERENTIAL : tension différentielle entre sortie et entrée = différence entre la tension de sortie et celle d'entrée (régulée et non régulée) selon les spécifications.

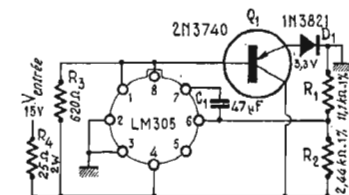


Fig. 10

LINE REGULATION : régulation de ligne = pourcentage de la variation de la tension de sortie pour une variation donnée de la tension d'entrée.

RIPPLE REJECTION : réjection du ronflement = la régulation de ligne correspondant à un signal alternatif d'entrée, à une fréquence donnée, ou au-dessus de cette fréquence, et à une valeur spécifiée de la capacité de découplage du circuit de réglage de la sortie.

LOAD REGULATION : régulation en fonction de la charge = pourcentage de la variation de la tension de sortie, pour une variation de la charge depuis zéro jusqu'au maximum du courant spécifié.

TEMPERATURE STABILITY : stabilité en fonction de la température : pourcentage de la variation de la tension de sortie pour une variation de température

du milieu ambiant jusqu'à une température extrême donnée.

OUTPUT NOISE VOLTAGE : tension de bruit à la sortie = tension alternative moyenne à la sortie avec charge constante et pas de ronflement à l'entrée.

LONG TERM STABILITY : stabilité pendant un temps prolongé = stabilité de la tension de sortie, sous essais accélérés de durée à 125 °C, avec les tensions limites maxima et dissipation de puissance, effectués pendant 1 000 heures.

LM305

Comme le précédent, le LM305 est prévu pour des applications commerciales et industrielles et dérive du LM105.

Il donne une tension positive et il a été conçu primitivement comme régulateur série.

Sans transistors extérieurs il peut fournir 20 mA et avec des transistors extérieurs, convenablement choisis, le circuit intégré LM305 peut fournir tout courant désiré.

Voici les principales caractéristiques de ce circuit intégré :

- Tension de sortie ajustable entre 4,5 V et 50 V.
- Courants de sortie supérieurs à 10 A avec des transistors extérieurs.
- Peut s'employer comme régulateur linéaire ou comme régulateur à commutation.
- Le culot est le même que celui du LM300 qu'il peut remplacer avec une meilleure régulation.
- D'autres applications sont

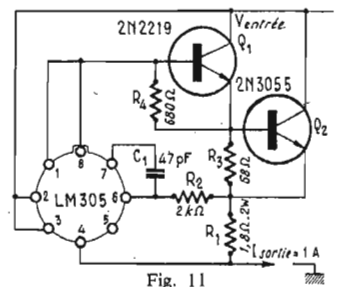


Fig. 11

possibles : régulateur de courant, commande de température.

La figure 7 donne le schéma intérieur du LM305. Le brochage est donné par la figure 8.

Voici quelques applications: A la figure 9, on donne un exemple de montage de régulateur linéaire avec limitation de courant par réaction.

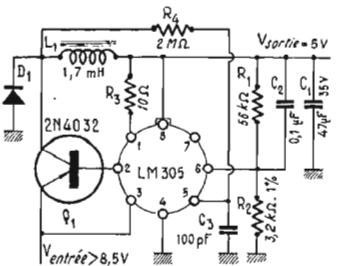


Fig. 12

La tension d'entrée peut être supérieure à 18 V. Celle de sortie est de 15 V sous 200 mA. Comme éléments extérieurs on notera le transistor $Q_1 = 2N3740$ et $C_2 = 1 \mu F$.

Un régulateur shunt peut se réaliser selon le schéma de la figure 10. Comme semi-conducteur extérieur, il y a la diode Zener 1N3821 de 3,3 V.

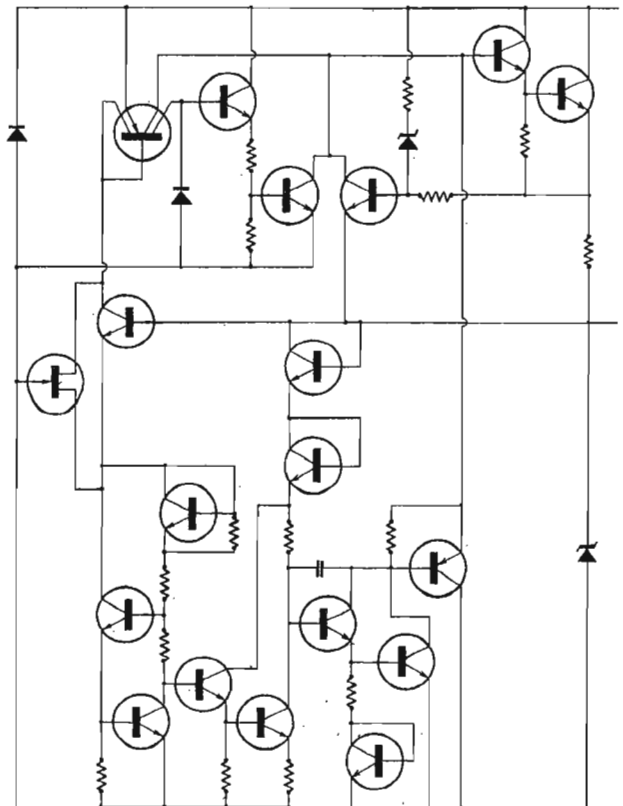


Fig. 13

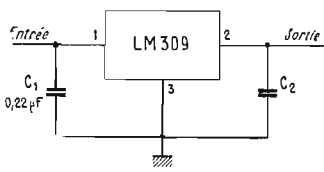


Fig. 14

La tension d'entrée est de -15 V et celle de sortie de -10 V sous 200 mA . Le transistor associé à la diode Zener est un 2N3740.

Un régulateur de courant est réalisable d'après le schéma de la figure 11. Il donne un courant de sortie de 1 A et nécessite les transistors extérieurs 2N2219 et 2N3055.

Voici enfin à la figure 12 un régulateur à commutation utilisant une diode UTX210 et le transistor 2N4032. On obtient avec ce régulateur 5 V à partir d'une tension d'entrée de $8,5\text{ V}$ ou plus.

La bobine est de $1,7\text{ mH}$.

Les caractéristiques absolues

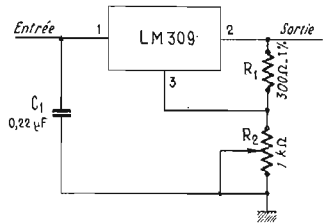


Fig. 15

maxima sont identiques à celles du LM304, données plus haut.

LM305A

Ce circuit intégré possède le même schéma et le même brochage que le LM305, mais peut donner un courant de sortie plus élevé (voir schémas Fig. 7, 8, 9, 10, 11, 12).

Les principales caractéristiques sont : courant de sortie 45 mA sans transistors extérieurs, plus de 10 A avec transistors extérieurs, tension d'entrée jusqu'à 50 V , tension de sortie réglable de $4,5\text{ V}$ à 40 V , peut s'utiliser comme régulateur linéaire ou comme régulateur à commutation. Le schéma intérieur est donné par la figure 7 et le brochage par la figure 8.

Applications : régulateur linéaire avec limiteur de courant : voir figure 9 ; régulateur shunt : voir figure 10 ; régulateur de courant : voir figure 11 ; régulateur à commutation : voir figure 12.

LM309

Ce circuit intégré est un régulateur complet de 5 V fabriqué spécialement pour circuits TTL ou DTL, sans composants extérieurs. Le LM309, monté en boîtier Kovar T05, donne 200 mA avec emploi d'un dissipateur de chaleur convenable. Dans la version à boîtier T03, le courant de sortie peut atteindre 1 A .

Avec ce circuit intégré, on pourra réaliser des montages simples ne nécessitant que le minimum d'éléments extérieurs.

Principales caractéristiques : courant de sortie supérieur à 1 A , protection interne thermique contre les surcharges, pas de semi-conducteurs extérieurs.

Caractéristiques limites maximales :

Tension d'entrée : 35 V .

Puissance dissipée : limitée intérieurement.

Gamme des températures de jonction de fonctionnement : 0°C à 125°C .

Gamme des températures de stockage : -65°C à 150°C .

Température des fils pendant la soudure (10 secondes maximum) : 300°C .

Applications du LM309.

Le schéma intérieur de ce circuit intégré est donné par la figure 13. A la figure 14 on donne le schéma de montage du LM309 comme régulateur pour tension de sortie fixe de 5 V . Comme composants extérieurs on n'a utilisé que deux condensateurs, l'un à l'entrée et l'autre à la sortie. Remarquons que

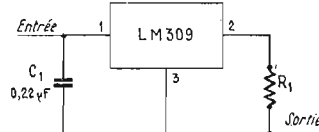


Fig. 16

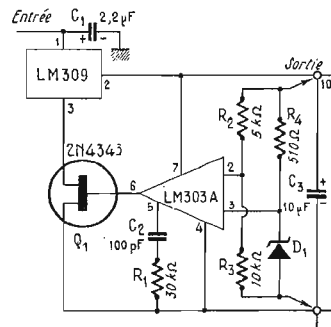


Fig. 17

l'entrée est entre les fils 1 et 3 et la sortie entre les points 2 et 3. Le montage de la figure 15 comporte un réglage de la tension de sortie, constitué par une résistance variable R_2 de $1\text{ k}\Omega$.

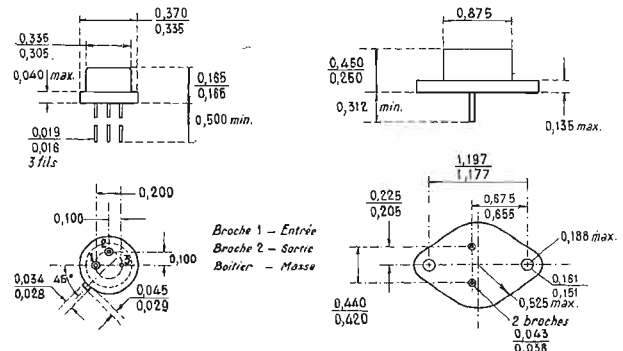


Fig. 18

POUR TOUS VOS TRAVAUX MINUTIEUX

- MONTAGE ● CONTROLE A
- SOUDURE ● L'ATELIER
- BOBINAGE ● AU LABORATOIRE

LOUPE UNIVERSA

Condensateur rectangulaire de première qualité. Dimensions: $100 \times 130\text{ mm}$. Lentille orientable donnant la mise au point, la profondeur de champ, la luminosité.

Dispositif d'éclairage orientable fixé sur le cadre de la lentille.

4 gammes de grossissement (à préciser à la commande). Montage sur rotule à force réglable raccordée sur flexible renforcé.

Fixation sur n'importe quel plan horizontal ou vertical par étai à vis avec prolongateur rapide.

CONSTRUCTION ROBUSTE
Documentation sur demande

ETUDES SPECIALES sur DEMANDE

JOVEL OPTIQUE, LOUPES DE PRECISION

BUREAU, EXPOSITION et VENTE
89, rue Cardin, PARIS (17^e)
Téléphone : CAR. 27-56

USINE : 42, av. du Général-Leclerc (91) BALLANCOURT - Tél. : 142

« NOUVEAUTE »

INTERPHONE A PILE
2 - 3 et 4 STATIONS
IMPORTÉ DU JAPON

Entièrement transistorisés - Fonctionnent sur piles 9 volts - Installation extrêmement facile

LIVRES COMPLETS AVEC CABLE DE RACCORDEMENT ET PILE

| | |
|-----------------------------|---------------|
| Modèle à 2 stations | 105,00 T.T.C. |
| Modèle à 3 stations | 139,00 T.T.C. |
| Modèle à 4 stations | 171,00 T.T.C. |
| Modèle portier (2 stations) | 82,00 T.T.C. |

EXPEDITIONS FRANCE METROPOLITAINE CONTRE PAIEMENT JOINT A LA COMMANDE. FRAIS D'ENVOI : 5 F

AGENT EXCLUSIF

D. E. P.
DIFFUSION ELECTRIQUE PARISIENNE

41, boulevard Beaumarchais
PARIS 3 — Tél. : 272.14.66

C.C.P. PARIS 82.92.20

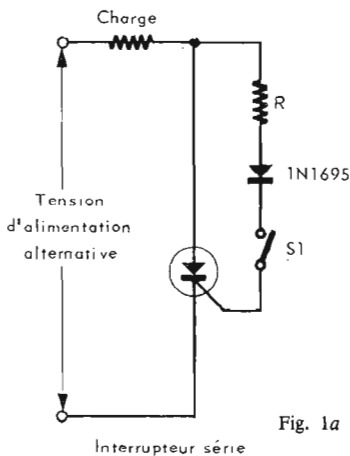
METRO - BASTILLE CHEMIN-VERT

LE DÉCLENCHEMENT DES THYRISTORS

CIRCUITS DE COMMANDE A RESISTANCE ET CIRCUITS RC

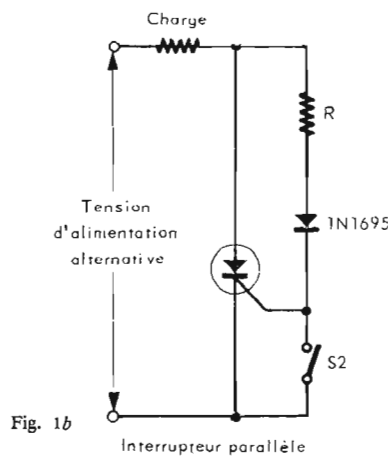
On a quelquefois besoin d'employer les moyens les plus simples et les plus économiques pour déclencher un thyristor tout en pouvant accepter des performances un peu moins poussées notamment en fonction de la température.

La figure 1 indique une façon simple d'obtenir un courant de gâchette pour amorcer le thyristor,



dans ce genre de schéma, c'est une résistance qui doit fournir le courant de commande, on utilisera de préférence des thyristors présentant une bonne sensibilité au déclenchement. En effet, plus la sensibilité au déclenchement est faible, plus il faut un courant de gâchette important, donc plus la résistance R sera faible, et plus la dissipation sera élevée.

Un circuit très simple, fonctionnant en simple alternance est indiqué figure 2. Il permet de régler l'angle de passage pratiquement



à partir de l'alimentation alternative, chaque fois que l'anode est positive par rapport à la cathode. Dès que le thyristor est déclenché, sa tension d'anode tombe à la valeur de la chute de tension directe et le courant de gâchette tend vers zéro. La résistance R limite la valeur de crête du courant de gâchette. La diode qui se trouve dans le circuit de commande a pour effet d'empêcher l'application d'une tension négative sur la gâchette pendant la partie négative du cycle.

Si on le désire, la diode peut être branchée entre gâchette et cathode plutôt qu'en série avec la résistance R. Le déclenchement est commandé en fermant l'interrupteur S₁ de la figure 1 a ou en ouvrant le contact S₂ de la figure 1 b. L'arrêt du courant dans la charge se produit dans la demi-période qui suit l'ouverture de S₁ ou la fermeture de S₂, puisque la tension du secteur s'inverse.

Un simple circuit résistance, capacité et diode permet de déclencher le thyristor et de commander l'angle de passage du courant pratiquement sur 180° tout en procurant de très bonnes performances dans une gamme de températures commerciale. Puisque,

de zéro à 90°. La diode CR₁, empêche l'apparition d'une tension négative sur la gâchette pendant l'alternance négative du secteur. Cette diode doit être choisie pour pouvoir tenir en inverse au minimum la tension de crête du secteur. L'angle de retard ne peut pas dépasser 90° parce que la tension d'alimentation du circuit de déclenchement et la tension de déclenchement qui produit le courant de gâchette I_{GT} sont en phase. Quand e_{ac} = E_m, à la valeur de crête de la tension d'alimentation, le thyristor peut encore être déclenché avec la valeur maximale de résistance entre anode et gâchette.

Comme le thyristor sera déclenché et maintenu dans la conduction dès la première fois que I_{GT} sera atteint, la conduction ne pourra pas être retardée de plus de 90° avec ce circuit. Néanmoins, ce dernier permet un réglage continu de l'angle de passage depuis l'entière conduction jusqu'à 50 % de l'alternance positive.

La figure 3 donne le schéma d'un circuit RC, diode, qui permet d'obtenir une commande totale sur une alternance (180°). La

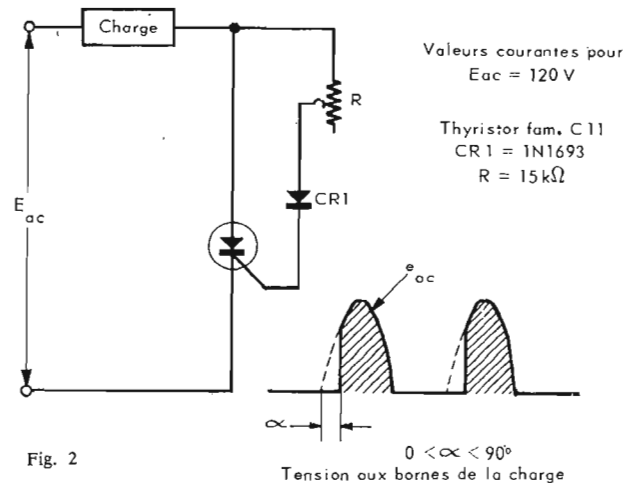
capacité se charge pendant l'alternance positive de la tension d'anode jusqu'au point de déclenchement en un temps qui est fonction de la constante de temps RC et de la vitesse de la montée de la tension d'anode. Pendant l'alternance négative l'armature supérieure de la capacité prend une charge négative à travers CR₂ correspondant à la valeur de crête de la tension, ce qui lui permettra, à l'alternance suivante (positive) de pouvoir à nouveau se charger.

Comme le courant de déclen-

de capacité C qui produira V_{GT} à cet endroit en temps voulu.

La figure 4 représente un montage asservi dans lequel un circuit indépendant (SCR₂) est déclenché sur une alternance avec un angle de passage déterminé. Lors de l'alternance suivante, le circuit asservi déclenchera SCR₁ avec le même angle de passage que celui de l'alternance précédente.

Quand SCR₂ ne s'amorce pas, la capacité C se charge et se décharge à la même tension avec la

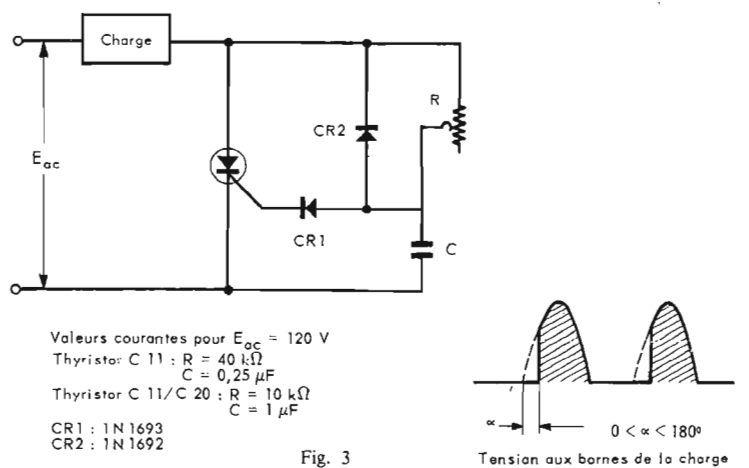


chement doit être fourni par la tension du secteur à travers la résistance, on doit choisir la capacité de telle sorte que son courant de charge soit grand devant I_{GT}, même lorsque l'angle de passage est petit.

Ou encore, on peut déterminer la valeur de R qui produira I_{GT} pour le plus petit angle de passage en soustrayant de la tension du secteur la chute de tension dans la charge, puis choisir la valeur

même constante de temps. La tension aux bornes de C est alors insuffisante pour amorcer SCR₁.

Lorsque SCR₂ fonctionne, le condensateur C pendant la décharge, voit une intégrale dans le temps de la tension secteur dont la différence avec celle qui intervenait pendant qu'il se chargeait est égale à l'intégrale dans le temps de la tension aux bornes de la charge. Ceci ramène la tension aux bornes de la capacité à un



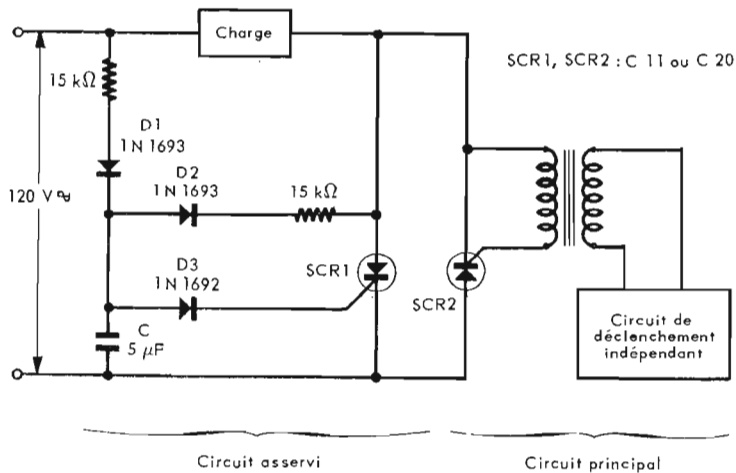


Fig. 4

niveau proportionnel à l'angle de passage de SCR₂.

Lors de la prochaine alternance, lorsque l'anode de SCR₁ deviendra positive, celui-ci déclenchera à la fin de cet angle de retard.

CIRCUITS D'AMORÇAGE UTILISANT DES INDUCTANCES SATURABLES

Les inductances saturables

CIRCUITS DE DÉCLENCHEMENT EN COMMANDE DE PHASE POUR THYRISTORS UTILISÉS EN ALTERNATIF

Un circuit redresseur à deux alternances, commandé en phase, est indiqué sur la figure 5. Ce montage utilise un circuit RC ou un circuit LC pour produire le déphasage entre la tension de commande et la tension d'anode. Il existe plusieurs variantes de ce genre de montage.

Pour obtenir le maximum de variation de phase et un déclenchement certain dans une gamme de température donnée avec des thyristors (familles C₈, C₁₀, C₁₁, C₃₅, C₃₆ et C₅₀), il faut tenir compte des facteurs suivants :

a) La valeur de crête de V_c doit être supérieure à 25 volts,

b) $\frac{1}{2\pi fC}$ ou $2\pi fL$ $\frac{V_c}{2} - 9$

dans laquelle C = capacitance en Farads ; L = inductance en Henry ; V_c = tension de crête du secondaire du transformateur (sortie à sortie) ; f = fréquence de la tension d'alimentation,

c) $R_s = \frac{V_c - 20}{0,2}$

avec R_s = valeur de la résistance série (Ω),

d) $R_c \geq \frac{10}{2\pi fC}$

ou $R_c \geq 10 (2\pi fL)$,

Puisque ce genre de circuit à déphasage dépend de la fréquence de fonctionnement, il devient plus facile de sélectionner les composants L et C lorsque le montage travaille à des fréquences élevées.

isolées multiples pour des circuits plus compliqués.

a) Commande continuellement variable.

Un schéma type d'amplificateur magnétique pour déclenchement, fonctionnant en simple alternance est représenté figure 6. Le signal de déclenchement est recueilli entre les sorties 3 et 4 du transformateur T₁. Quand le circuit magnétique de T₂ n'est pas saturé, l'enroulement 3-4 de T₂ présente une grande impédance au signal de déclenchement et de ce fait, la tension apparaissant aux bornes de R₃ est faible. Lorsque le circuit magnétique de T₂ est saturé, l'impédance de l'enroulement 3-4 diminue fortement et, il apparaît aux bornes de R₃ une tension qui provoque l'amorçage. La résistance R₂ limite le courant de gâchette à une valeur acceptable. La résistance R₃ limite la tension de gâchette produite par le courant

3-4, ce qui produirait un effet de désaturation du noyau de T₁.

Le signal de commande peut être appliqué, soit sur l'enroulement 1-2 de T₂, soit sur les deux à la fois. L'enroulement 1-2 fonctionne en « reset » par application d'une tension de désaturation pendant l'alternance négative. Le réglage du potentiomètre R₁ permet d'ajuster la désaturation du circuit magnétique pendant l'alternance négative, ce qui détermine également l'angle de conduction du thyristor pendant l'alternance positive. A la place de R₁, on peut également utiliser d'autres circuits, par exemple un étage amplificateur à transistor. Du fait que la puissance est fournie par l'enroulement 5-6 de T₁, ce montage ne nécessite pas de source de tension auxiliaire. L'entrée 1 (enroulement 5-6 de T₂) agit sur la force magnétomotrice en commandant le courant qui circule à

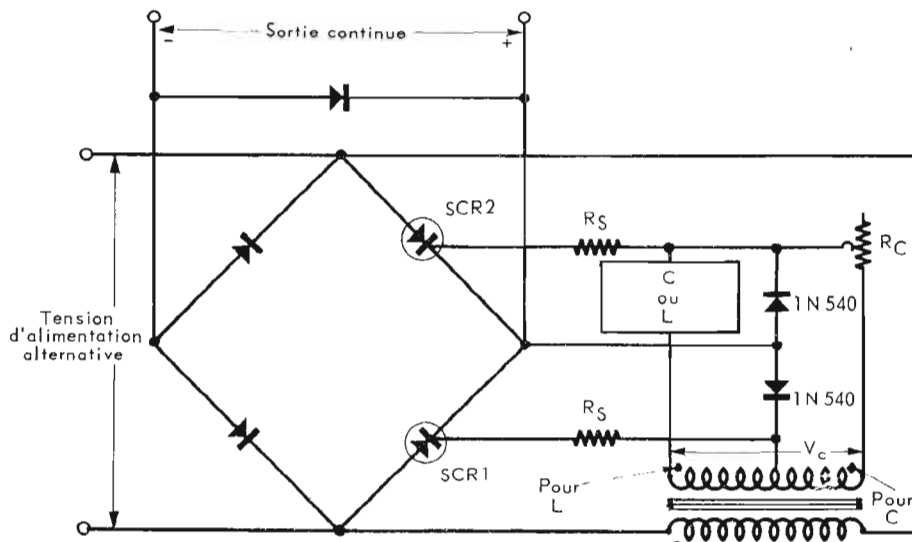


Fig. 5

permettent d'obtenir des courants de déclenchement présentant des ondes à fronts raides. Elles peuvent être commandées par un faible signal soit continu, soit alternatif. Ce type de commande peut être utilisé avec des systèmes à réaction et présente l'avantage d'avoir des entrées et des sorties

de magnétisation de l'enroulement 3-4 de T₁, de façon à ce que le thyristor ne déclenche pas avant que T₂ ne se sature. La diode CR₂ sert à deux fins : éviter l'application d'une tension inverse sur la gâchette du thyristor et s'opposer au passage d'un courant inverse à travers l'enroulement

travers cet enroulement, donc le niveau du flux dans le circuit magnétique et par là même détermine l'angle de conduction du thyristor. Le courant de commande du circuit I doit être obtenu à partir d'une source extérieure ou d'un générateur de courant (transducteur par exemple).

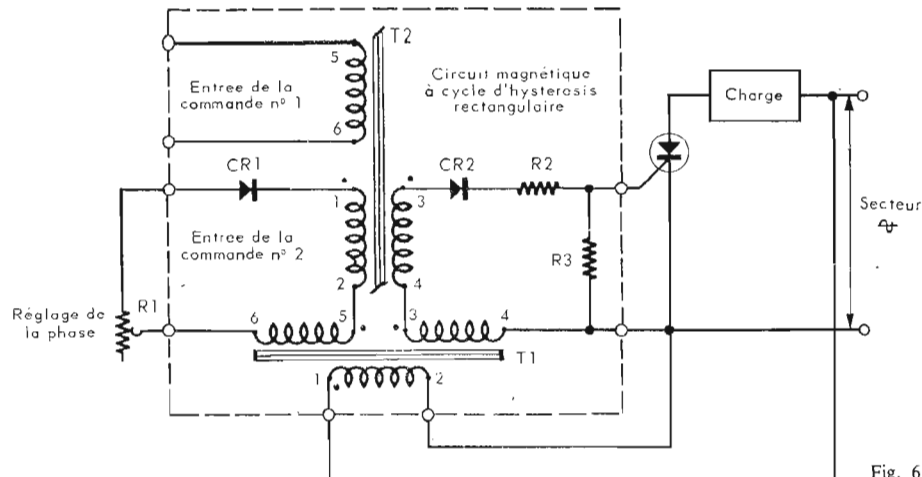


Fig. 6

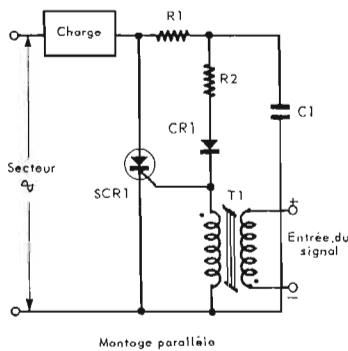


Fig. 7 a

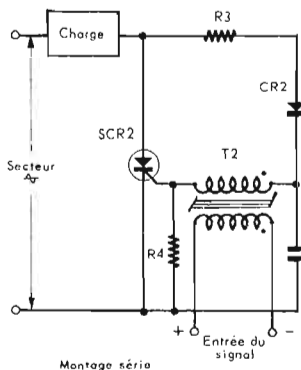


Fig. 7 b

Il est possible d'ajouter sur T_2 plusieurs enroulements supplémentaires si l'on désire commander plusieurs thyristors montés, soit en parallèle, soit en série. On peut aussi ajouter d'autres enroulements de commande sur T_2 . Des fonctionnements bi ou multiphasés peuvent être obtenus à l'aide de deux ou plusieurs circuits identiques.

b) Circuits de déclenchement magnétiques tout ou rien

Les circuits de déclenchement magnétiques, tel que celui de la figure 6, nécessitent l'emploi d'un noyau magnétique saturable suffisamment important pour permettre à l'enroulement de sortie de fournir la tension de gâchette pendant une demi période sans saturer. Pour des applications simples de commande en tout ou rien, le circuit de la figure 7 permet d'utiliser un circuit magnétique plus petit, donc moins cher, puisque l'enroulement de sortie n'est plus obligé de fournir le signal de gâchette pendant une alternance complète. De plus, ce genre de montage présente l'avantage de ne pas nécessiter le transformateur d'alimentation auxiliaire. Sur la figure 7 a un enroulement du transformateur saturable T_1 est branché directement entre gâchette et cathode du thyristor SCR_1 .

Si T_1 n'est pas saturé, le courant à travers R_1 , R_2 et CR_1 circulera également dans la gâchette de SCR_1 pendant la première partie de l'alternance positive, ce qui amorcera le thyristor. Lorsque T_1 est saturé, le courant à travers R_1 , R_2 et CR_1 sera détourné de la gâchette du fait de la faible impédance présentée alors par l'enroulement de T_1 .

Quand T_1 est saturé, le thyristor peut être rendu conducteur par l'application d'une tension positive sur l'entrée du signal de commande. La capacité C procure un filtrage du signal de gâchette pour éviter que des impulsions parasites, qui peuvent exister dans l'alimentation alternative, ne puissent déclencher le thyristor.

Sur la figure 7 b, un enroulement du transformateur saturable T_2 est branché en série avec la capa-

cité C_2 et la gâchette du thyristor. Si T_2 n'est pas saturé, le courant qui circule à travers R_3 et CR_2 charge C_2 pendant la première partie de l'alternance positive. T_2 se saturera après quelques degrés de l'alternance positive et permettra ainsi la décharge rapide de C_2 dans la gâchette du thyristor, provoquant l'amorçage de SCR_2 . Si, initialement T_2 est saturé au début de l'alternance positive, l'enroulement de T_2 dérivera le courant de C_2 et empêchera cette dernière de se charger. La résistance R_4 évite que la tension aux bornes de la gâchette, produite par le passage du courant dans R_3 , ne soit supérieure à la tension maximale de gâchette qui n'amorcera pas le thyristor. Lorsque T_2 est saturée, le thyristor peut être amorcé par l'application d'une tension positive sur l'enroulement d'entrée.

Les circuits de la figure 7 permettent d'utiliser le thyristor comme un interrupteur pour courant alternatif en courant continu. Quelques modifications apportées à ces montages permettent un fonctionnement à deux alternances. On peut faire travailler le circuit avec une commande fonctionnant soit à l'ouverture, soit à la fermeture, soit déclenchée.

GENERATEURS DE SIGNAUX DE DECLENCHEMENT A SEMI-CONDUCTEURS

Les circuits de déclenchement à simple résistance capacité, tels que ceux décrits dans les chapitres précédents dépendent beaucoup des caractéristiques d'amorçage spécifiques des thyristors utilisés. De plus, le niveau de puissance dans le circuit de commande, est relativement élevé parce que tout le courant de déclenchement doit également circuler à travers la résistance.

En outre, ces circuits ne se prêtent pas facilement à une commande autoprogrammée, automatique ou à un asservissement.

Par contre, l'amorçage par impulsion permet d'accepter de grandes tolérances dans les caractéristiques de déclenchement parce

qu'il est possible de suralimenter la gâchette. Le niveau de puissance moyenne peut également être maintenu assez bas du fait que l'énergie nécessaire du déclenchement (I_{GT} , V_{GT}) peut être emmagasinée lentement tandis que la décharge s'effectue brusquement au moment voulu. L'utilisation d'un déclenchement par impulsion permet d'employer des petits composants de faible puissance, peu coûteux, pour commander des charges importantes et des thyristors de puissance élevée.

Du fait de la multitude de semi-conducteurs existant et du nombre de circuits différents qui permettent l'obtention de circuits d'amorçage par impulsion, nous n'examinerons ici que ceux qui conviennent le mieux pour ce mode de fonctionnement.

a) Critères de base des oscillateurs à relaxation

La plupart des dispositifs utilisés pour produire des impulsions de déclenchement (tels que transistor unijonction, diode DIAC, déclencheur unidirectionnel au silicium ou SUS, déclencheur bidirectionnel au silicium ou SBS, lampe au néon, etc.) procèdent par décharge d'une capacité dans

la gâchette du thyristor. Ils mettent à profit les propriétés des résistances négatives pour le fonctionnement en oscillateur à relaxation. Habituellement les spécifications de ces dispositifs indiquent la tension et le courant qui sont apparus entre résistance négative lorsque l'os est près d'atteindre soit l'état conducteur, soit l'état bloqué.

Pour faire la relation entre ces spécifications et les critères pour l'oscillation, considérons l'oscillateur à relaxation élémentaire de la figure 8 a qui emploie un dispositif dont la tension de basculement est V_S , le courant de basculement I_S , la tension de maintien V_H et le courant de maintien I_H . La courbe caractéristique de ce dispositif est tracée sur la figure 8 b avec deux droites de charge correspondant à deux valeurs de résistance. Si l'on augmente R_1 à la valeur maximale qui entretient les oscillations, nous trouverons que sa droite de charge coupe la courbe caractéristique du dispositif en un point (1) où la pente de la résistance négative est égale à la droite de charge de R_2 . Ce point situé très près de V_S et de I_G , n'est cependant pas tout à fait le même parce que les spécifications de ces paramètres

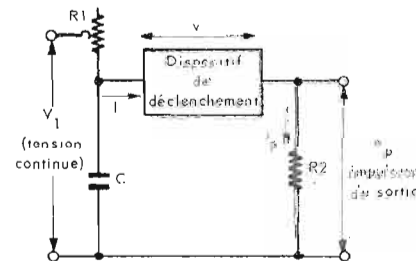


Fig. 8 a

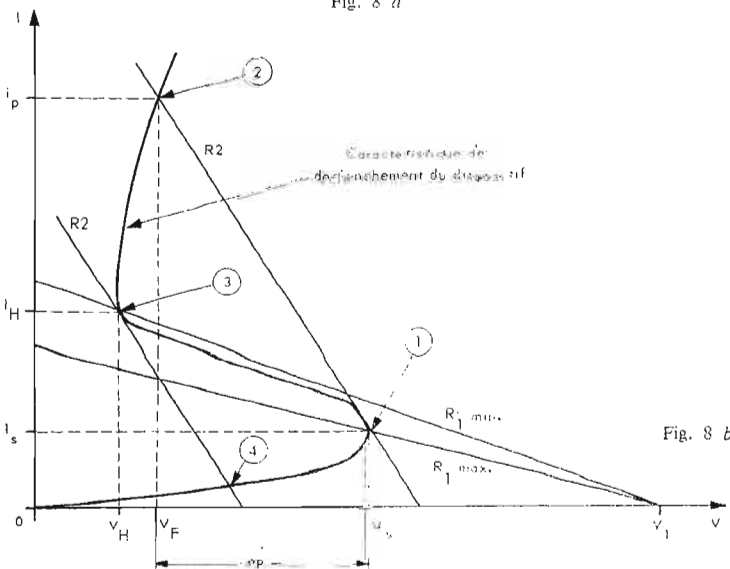


Fig. 8 b

| | UJT | SUS | Diac | Vtron |
|-------|-----------|-------|------------|-------|
| V_S | V_P | V_S | $V_{(BR)}$ | V_f |
| I_S | I_P | I_S | $I_{(BR)}$ | |
| V_H | V_V | V_H | | V_e |
| I_H | I_V | I_H | | |
| e_p | V_{OB1} | V_0 | e_p | |
| I_p | | | | I_p |

Fig. 8 c

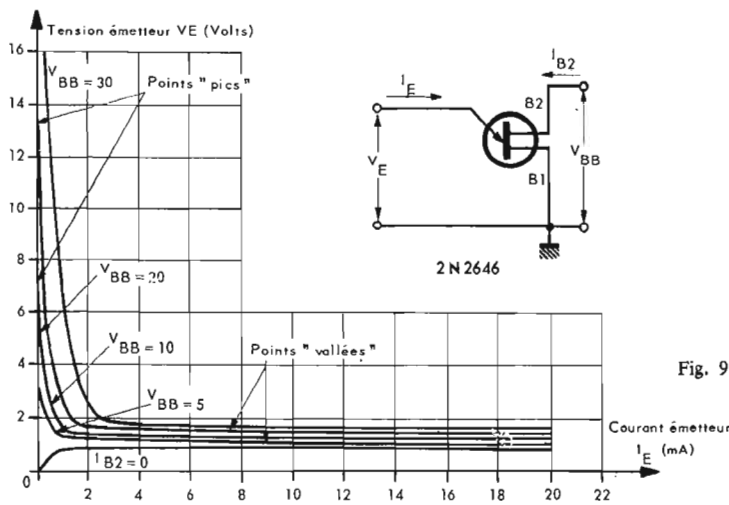


Fig. 9

sont données pour l'endroit exact où la pente de la caractéristique est verticale, ce qui représente une résistance dynamique nulle.

Quand le point de basculement (1) est atteint, le point de fonctionnement se déplace en (2) déchargeant ainsi la capacité avec une pointe de courant i_p , et produisant une pointe de tension e_p aux bornes de la résistance de charge R_2 (qui comprend également l'impédance présentée par la gâchette du thyristor). La décharge de la capacité ramène le point de fonctionnement de (2) en (3) où la pente de la résistance négative est une fois de plus tangente avec la droite de charge. Le point de fonctionnement passe alors de (3) en (4), la capacité se recharge à travers R_1 et l'oscillation continue.

Si R_1 est modifiée pour prendre la valeur minimale qui permet l'oscillation, sa nouvelle droite de charge coupera la caractéristique du dispositif au point (3). Toute valeur inférieure tendra à laisser le dispositif conducteur en un point de fonctionnement stable situé entre (2) et (3). Au contraire, si l'on augmente R_1 au-dessus de la valeur maximale permettant l'oscillation, le dispositif reste en un point de fonctionnement stable situé entre (1) et l'origine.

Un paramètre très important, et qui assez souvent n'est pas spécifié, est le temps de commutation ou temps de montée. Un dispositif qui commute lentement de (1) en (2) ne parviendra jamais en ce point parce qu'il décharge la capacité au fur et à mesure; le point de fonctionnement coupera la caractéristique quelque part entre (1) et (2). Ce temps de commutation peut être un facteur restrictif important s'il ne reste pas négligeable devant la constante de temps de décharge $R_2 XC$. Pour des valeurs de $R_2 XC$ importantes ($> 10 X$) par rapport au temps de commutation, la tension d'impulsion e_p est simplement égale à la différence entre la tension de basculement V_S et la chute de tension directe en conduction V_F .

Dans ces conditions, on peut déterminer l'amplitude de crête de l'impulsion de courant en examinant le lieu d'intersection de la droite de charge R_2 et de la caractéristique.

Quand $R_2 XC$ est petit, de l'ordre de grandeur du temps de commutation, e_p et i_p sont simultanément réduits par la résistance apportée par le dispositif pendant la commutation. Ainsi, qu'on l'a vu dans le chapitre VIII, le fait de diminuer le courant de crête et en même temps d'augmenter la durée d'impulsion diminue la probabilité d'amorcer le thyristor.

Comme les effets du temps de commutation n'apparaissent pas toujours clairement dans les notices on indique généralement pour les dispositifs destinés à la commande des thyristors, la tension de crête de l'impulsion apparaissant aux bornes de R_2 . La valeur de R_2 est choisie pour simuler l'impédance de la gâchette: on spécifie également la valeur de la capacité qui se décharge dans R_2 .

Le tableau de la figure 8 c montre la corrélation qui existe entre les terminologies employées pour différents dispositifs de commutation et les caractéristiques générales.

b) Le transistor unijonction (UJT)

Le transistor unijonction possède de trois connexions de sortie appelées émetteur (E), base un (B_1) et base deux (B_2). Entre base un et base deux, le transistor unijonction présente les caractéristiques d'une résistance ordinaire. Celle-ci est appelée résistance inter-base (R_{BB}): à 25 °C sa valeur est comprise entre 4 700 et 9 100 Ω environ.

Les conditions normales de polarisation d'un UJT sont indiquées figure 9. Si la tension d'émetteur V_E est plus petite que la tension pic d'émetteur V_p , celui-ci est polarisé en inverse et seul circule un léger courant de fuite I_{EO} . Lorsque V_E est égale à V_p et que le courant d'émetteur I_E est plus grand que le courant pic I_p , le

transistor unijonction bascule. Dans l'état conducteur, la résistance entre émetteur et base un est très faible et le courant d'émetteur est limité en premier par la résistance série du circuit extérieur émetteur-base un.

La tension de pic d'un UJT varie en fonction de la tension inter-base V_{BB} selon la relation suivante :

$$V_p = \eta V_{BB} + V_D \quad (1)$$

dans laquelle V_D est la tension équivalente de la diode d'émetteur: elle est de l'ordre de 0,5 V à 25 °C et dépend du type d'UJT.

η est appelé rapport intrinsèque. Sa valeur se situe entre 0,51 et 0,82.

On a remarqué que V_p diminuait avec la température: le coefficient de température est d'environ -3 mV/°C pour les 2N2646, 2N2647 et de -2 mV/°C pour la famille 2N489. La diminution de la tension pic avec la température doit être attribuée à la variation de V_D (également η pour les 2N2646 et 2N2647). On peut compenser cette diminution en fonction de la température en se servant du coefficient de température positif de R_{BB} .

Si on emploie une résistance R_{B2} en série avec la base deux (voir Fig. 10), la variation de la température de R_{BB} fera augmenter

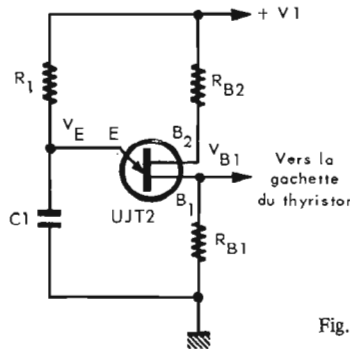


Fig. 10

V_{BB} lorsque la température augmentera.

Si R_{B2} est correctement choisie, l'augmentation de V_{BB} compensera la diminution de V_p dans l'équation (1). L'équation (3 a) donne une valeur approximative de R_{B2} pour la majorité des 2N2646 et 2647, dans une gamme de température de -40 °C à $+100$ °C. L'équation (3 b) permet de déterminer R_{B2} pour les 2N1671 A et B et les 2N2060.

$$R_{B2} = \frac{10\,000}{\eta V_1} \quad (3 a)$$

$$R_{B2} = \frac{0,40 R_{BB} + (1 - \eta) R_{B1}}{\eta V_1} \quad (3 b)$$

c) Circuit de déclenchement à UJT

Le circuit de base utilisé pour le déclenchement des thyristors est un simple montage oscillateur à relaxation tel que celui de la figure 10. Dans ce circuit, la capa-

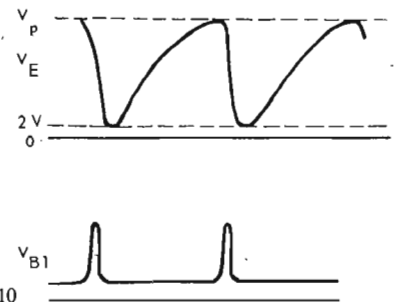
cité C_1 est chargée à travers R_1 jusqu'à ce que la tension d'émetteur atteigne V_p . A ce moment, l'UJT bascule et décharge C_1 à travers R_{B1} . Lorsque la tension émetteur tombe à une valeur de 2 V environ, l'émetteur cesse de conduire, le transistor unijonction se bloque et le cycle recommence. La période d'oscillation T, qui est pratiquement indépendante de la tension d'alimentation et de la température est donnée par :

$$T = \frac{1}{f} = R_1 C_1 \text{Log}_e \frac{1}{1 - \eta} = 2,3 R_1 C_1 \text{Log}_{10} \frac{1}{1 - \eta} \quad (4)$$

Pour une valeur nominale approximative du rapport intrinsèque η de 0,63 $T = R_1 C_1$.

Les conditions d'établissement d'un circuit de déclenchement à UJT ne sont pas très impératives. Généralement, on limite R_{B1} à une valeur inférieure à 100 Ω , bien que des valeurs de 2 000 ou 3 000 Ω puissent se rencontrer dans certaines applications.

R_1 a sa valeur comprise entre 3 000 Ω et 3 M Ω . La limite inférieure de R_1 est due au fait que les droites de charge de R_1 et V_1 doivent couper la courbe caractéristique d'émetteur de la figure 9 à gauche du point vallée



sinon l'UJT de la figure 10 ne basculera pas. La limite supérieure de R_1 est ainsi déterminée pour que le courant pic circulant dans l'émetteur reste plus grand que I_p afin que le transistor unijonction puisse basculer. La tension d'alimentation doit se situer dans une plage comprise entre 10 et 35 V. Cette gamme est déterminée du côté bas par la valeur minimale acceptable du signal de déclenchement obtenu et du côté haut par la puissance maximale admissible par l'UJT.

Si l'impulsion de sortie (V_{B1}) du circuit de la figure 10 est appliquée directement, ou à travers des résistances séries, aux gâchettes des thyristors, la valeur de R_{B1} doit être assez faible pour éviter que la tension continue produite par le courant inter-base ne prenne une valeur supérieure à la tension maximale de gâchette V_{GT} (MAX) qui n'amorcera pas le thyristor.

(A suivre)

Doc. SESCOSEM

DÉCODEUR SÉCAM

A CIRCUITS INTÉGRÉS

L'EMPLOI des circuits intégrés en électronique est de plus en plus répandu et si l'on ne trouve pas des circuits de ce genre dans certains montages électroniques c'est parce que, pour ces montages, il n'en existe pas encore.

En TV et TVC on peut employer des CI dans de nombreuses parties. Les grands fabricants de CI ont réalisé des CI spéciaux pour TV convenant en HF, changement de fréquence, MF image, MF son FM, VF, séparation, oscillation (bases de temps).

Récemment on a proposé des CI pour l'amplification VF chrominance et pour d'autres circuits des décodeurs de TVC, mais il s'agissait de décodeurs NTSC et PAL. La composition d'un décodeur Sécam, avec des circuits HF (assimilables à des circuits MF) à modulation de fréquence nous a fait pressentir l'emploi de certains circuits intégrés MF + D prévus pour la modulation de fréquence, dans la partie amplification détection et limitation des décodeurs Sécam, avant le permutateur, à partir du circuit « cloche » et après le permutateur, c'est-à-dire dans les deux voies « rouge » et « bleu ».

Nos prévisions ont été justifiées. Parmi les nouvelles applications du circuit intégré TAA661 de la SGS, figurent des montages pouvant s'incorporer dans des décodeurs Sécam.

Ces montages sont les suivants : amplificateur chroma avec prélimitation, montage pouvant précéder le permutateur et deux limiteurs-discriminateurs, montages à utiliser pour chacune des voies MF + D, rouge et bleue après le permutateur.

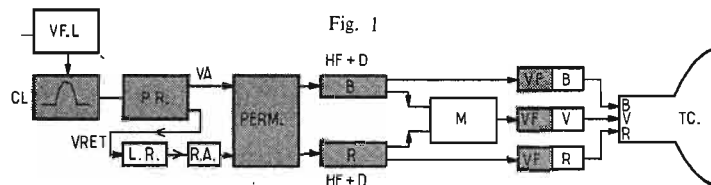
On obtiendra ainsi les signaux VF chrominance B-Y et R-Y.

A partir de ces deux signaux différence, il est facile, à l'aide de nombreux procédés, d'obtenir le signal V-Y.

Les trois signaux différence, B-Y, R-Y et V-Y pourront être ensuite amplifiés et éventuellement combinés avec le signal de luminance Y pour obtenir les signaux de chrominance B, R et V.

Pour cette application, on utilisera des transistors VF normaux ou des circuits intégrés choisis parmi ceux qui sont proposés par divers fabricants.

Rappelons que le permutateur à quatre diodes ainsi que certains limiteurs à deux diodes peuvent utiliser de nombreux CI contenant quatre diodes et parfois plus.



L'INTEGRATION DU DECODEUR SECAM

On donne à la figure 1 la composition de l'essentiel d'un décodeur Sécam dont on a omis les dispositifs oscillateurs bistables et les dispositifs d'identification.

Le signal VF composite contenant les informations de luminance et de synchronisation est prélevé sur un étage de l'amplificateur VF luminance (VFL).

Du signal luminance, contenant également les signaux HF chrominance modulés séquentiellement par R-Y et B-Y, le circuit « cloche » (CL) extrait le signal HF qui est accordé sur $f_r = 4,406$ lorsque le signal transmet l'information « rouge » et $f_b = 4,250$ lorsque l'information est « bleue ».

De ce fait, le circuit cloche est accordé sur une bande large permettant l'amplification à $f = f_r$ et $f = f_b$, donc sur une fréquence f_0 située entre f_r et f_b , par exemple 4,3 MHz. Le signal HF obtenu à la sortie de (CL) est appliqué à un préamplificateur (PR).

L'ensemble CL = PR peut être réalisé avec un CI, par exemple le TAA661 SGS, dont on n'utilisera que l'amplificateur-limiteur HF.

À la sortie du préamplificateur (PR) il y aura deux voies : la voie directe VA (ou plus correctement « actuelle ») qui transmet le signal séquentiel à l'entrée correspon-

dante du permutateur (PERM) ; la voie retardée « VRET », qui se compose de la ligne à retard (LR) et le « réamplificateur » (RA) nécessaire pour remonter le niveau du signal retardé qui a été abaissé lors de son passage par la ligne à retard.

Tous les circuits représentés par des rectangles hachurés peuvent être à circuits intégrés.

À la sortie du permutateur on dispose du signal HF « bleu » accordé sur 4,250 MHz qui sera appliqué à l'amplificateur-limiteur-discriminateur (HF + D) B. De même, le signal HF « rouge » accordé sur 4,406 MHz, obtenu à la deuxième sortie du permutateur est appliqué à l'amplificateur-limiteur-discriminateur (HF + D) R.

Ces deux voies, emploient chacune un CI TAA661, ces deux circuits étant, dans cette application, utilisés dans leur intégralité.

Disposant ainsi des signaux VF chrominance B-Y et R-Y, on utilisera une matrice (M) pour obtenir le signal VF chrominance V-Y.

Les circuits suivants seront les amplificateurs VF chrominance attaquant, selon la conception du constructeur, les cathodes ou les wehnelt du tube cathodique TC tricanon trichrome à masque, en attendant un tube plus moderne ayant fait ses preuves comme par exemple le trinitron dont il est beaucoup question actuellement et qui

a été décrit dans le Haut-Parleur lors de sa parution au Japon.

MONTAGE D'APPLICATIONS

À la figure 2 on donne le schéma de la partie du décodeur Sécam pouvant utiliser trois circuits intégrés TAA661 de la SGS.

On retrouve aisément la disposition des parties indiquées sur le schéma fonctionnel de la figure 1.

Partons de la sortie du signal composite effectuée sur l'amplificateur VF luminance.

Transmis par C_1 , le signal VF est appliqué au circuit L_1, C_3 accordé sur $f_0 = 4,3$ MHz environ. Le signal HF séquentiel est transmis par C_2 de 22 nF au point d'entrée du circuit intégré désigné ici par e_1 . Les points w_1, f, d et s sont reliés à la masse (- alimentation) par des condensateurs, C_4 de 10 nF, C_5 de 10 nF, C_7 de quelques microfarads pour le découplage du point + alimentation de ce CI.

Les points - et e_2 sont reliés directement à la masse, tandis que le point s , qui est la sortie du circuit intégré, fournit le signal HF séquentiel amplifié. C_8 (de 22 nF par exemple) transmet ce signal au circuit L_2, L_3, L_4 accordé sur f_0 .

Ce transformateur à trois enroulements permet de transmettre par L_3 le signal HF « actuel » à l'entrée correspondante du permutateur. Le signal retardé est obtenu en prélevant le signal actuel sur L_4 en le retardant à l'aide de LR et en le réamplifiant par RA qui peut être un simple transistor.

On trouve encore un circuit accordé L_5, L_6 et un condensateur transmettant le signal retardé à l'entrée du permutateur. Partons maintenant de la sortie B (bleu)

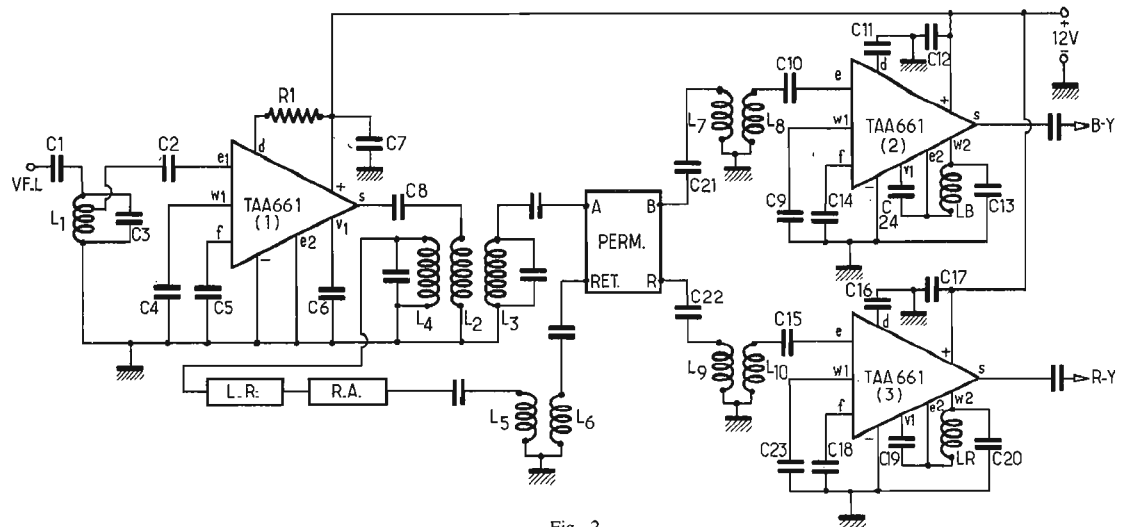


Fig. 2

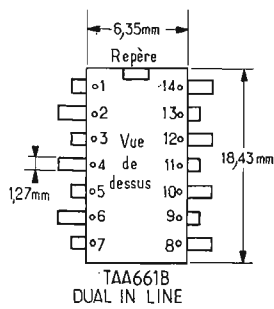
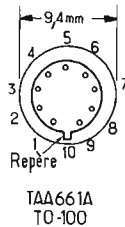


Fig. 3



TAA661A
TO-100

Tableau I

| Points (B) | □ | .. | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 |
|------------|---|----|---|----------------|---|---|---|----------------|----------------|----------------|---|----|----|----------------|----|----|
| (A) | ○ | . | 9 | 10 | | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | | | 6 | 7 | 8 |
| fig. 2 | . | . | d | w ₂ | | | f | e ₁ | w ₁ | v ₁ | - | | | e _e | + | s |

du permutateur. Le condensateur C_{21} de 20 nF transmet le signal à 4,250 MHz à un bobinage L_7-L_8 accordé sur cette fréquence. Ensuite, C_{10} de 20 nF également applique ce signal HF chrominance «bleu», à l'entrée e_1 du CI TAA661 (II).

Ce circuit utilise, dans cette partie du décodeur, toutes ses possibilités : amplification HF, limitation et discrimination par coïncidence (dit aussi en quadrature) puisqu'il s'agit de signaux HF à modulation de fréquence.

Les points suivants sont découplés vers la masse : w_1 par 50 nF, f par 50 nF également + par un condensateur de quelques microfarads. Le condensateur C_{11} sert à la désaccentuation selon le système Sécam.

On accordera la bobine L_B sur 4,250 MHz. Le signal VF chrominance B-Y est obtenu au point s.

De la même manière, on pourra réaliser la voie rouge dont les bobinages seront accordés sur 4,406 MHz.

Les condensateurs C_{13} et C_{20} sont de 0,1 μ F.

BRANCHEMENT DU TAA661

Ce circuit intégré existe en deux versions : TAA661A en boîtier TO100 de forme cylindrique 10 à fils et TAA661B en boîtier «Dual in line» rectangulaire à deux fois 7 cosses.

La figure 3 donne les dimensions de ces boîtiers et la numérotation des points de terminaison.

Remarquons sur le boîtier cylindrique le repère du fil 10, et sur le

boîtier rectangulaire, le repère placé entre les points 1 et 14.

Voici la correspondance entre les points numérotés des deux boîtiers et les points $e_1, f, d, w, +$ etc., du schéma de la figure 2 :

Lorsqu'on utilise le TAA661 (B) à boîtier rectangulaire, il reste quatre terminaisons 3, 4, 10 et 11 à connecter comme suit : 3 à 2, 4 à 5, 10 et 11 à relier à 9 qui est la terminaison de masse et - alimentation.

Dans divers schémas d'application du TAA661, on indique les points de terminaison par des numéros entourés de cercles pour le boîtier cylindrique et de carrés pour le boîtier rectangulaire.

La figure 4 donne schématiquement les trois correspondances.

MONTAGE INTERNE DU TAA661

Sur la figure 4 on indique également d'une manière simplifiée la composition interne de ce circuit intégré aux multiples applications.

Dans le boîtier se trouvent trois amplificateurs-limiteurs AL_1, AL_2 et AL_3 à étages différentiels, un discriminateur à coïncidence DISCR, un étage à émetteur suiveur ES servant à l'amplification du signal BF ou VF fourni par le discriminateur, avec sortie au point s, un régulateur de tension.

Le branchement de ce circuit intégré en amplificateur MF, limiteur, discriminateur à coïncidence

du type double alternance et amplificateur BF (VF) et séparateur est le suivant :

- Entrée du signal HF : point C_1 ,
- Négatif de l'alimentation : point -,
- Positif de l'alimentation : point +,
- Découplages : points f, w_1, w_2 ,
- Circuit accordé du discriminateur : points v_1 et e_1 ,
- Désaccentuation : point d ,
- Sortie BF (VF) point s.

modulation à porteuse supprimée, phasemètre, modulateur AM normal.

Commençons par un montage AM.

MODULATEUR D'AMPLITUDE

Le schéma d'un circuit de modulation AM normale est donné par la figure 5. Le signal HF qui constituera la porteuse est appliqué au point f par l'intermédiaire d'un condensateur de 0,1 μ F tandis que le signal modulant SM est transmis par un condensateur de 10 μ F au point e_2 . A la sortie s on obtient le signal HF modulé.

Ce petit montage, très simple grâce à l'emploi d'un circuit intégré est utilisable dans de nombreuses applications comme les émetteurs et les générateurs principaux.

Avec un taux de modulation $m = 60\%$ et un signal HF d'entrée de 300 mV efficaces, on obtient à la sortie une tension HF modulée de 2,5 V crête à crête.

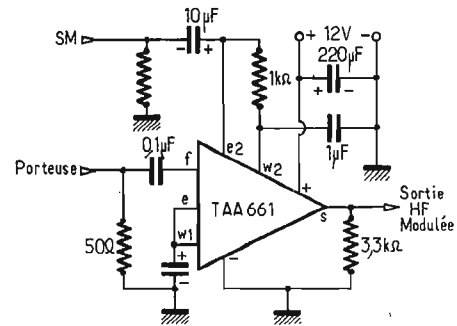


Fig. 5

AUTRES APPLICATIONS DU TAA661

La principale application du TAA661 était primitivement le montage en amplificateur-limiteur et discriminateur à coïncidence, utilisé en son TV ($f = 5,5$ MHz) ou en radio FM ($f = 10,7$ MHz).

Ces applications ont été indiquées précédemment.

Parmi les applications nouvelles, outre celles de TVC, on notera les suivantes : récepteur AM, récepteur AM/FM, oscillateur sinusoïdal

OSCILLATEUR SINUSOIDAL

A la figure 6, on donne le schéma d'un oscillateur sinusoïdal accordé sur 3 kHz à amplitude commandée.

La tension d'alimentation doit être comprise entre 10 et 14 V. Pour qu'il y ait oscillation il faut que la relation :

$$\frac{R_1}{R_2} \frac{C_2}{C_1} = 15 \text{ à } 20 \quad (1)$$

soit satisfaite.

La fréquence d'oscillation est donnée par la formule :

$$f = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (2)$$

Ainsi, pour $f = 3$ kHz on prendra $R_1 = 8,2$ k Ω et $C_1 = 5,6$ nF ce qui donne, en tenant compte de la relation (1), $R_2 = 470$ Ω et $C_2 = 0,1$ μ F.

Dans le voisinage de 3 kHz, il est facile de modifier les valeurs des résistances et des capacités pour obtenir des conditions de fonctionnement à d'autres fréquences.

Ainsi pour $f = 6$ kHz, en prenant $R_1 = 4,1$ k Ω et $C_1 = 5,6$ nF la relation (2) sera satisfaite et la relation (1) donnera $R_2 = 235$ Ω , $C_2 = 0,1$ μ F.

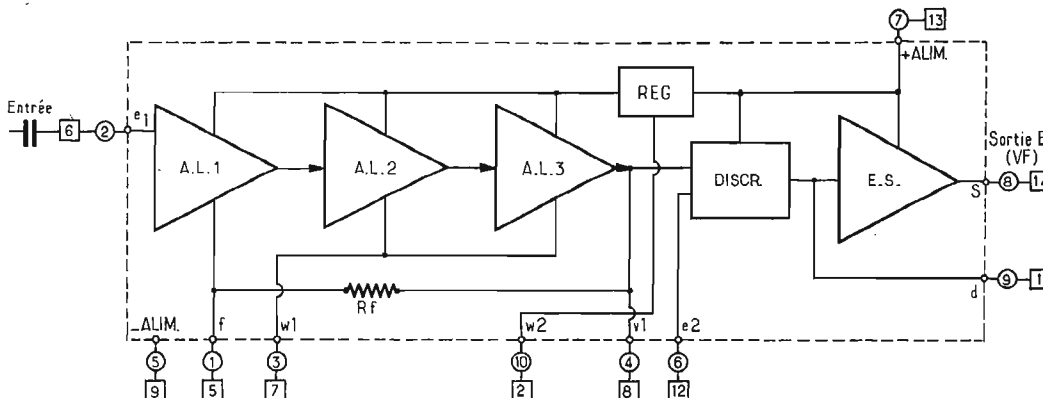


Fig. 4

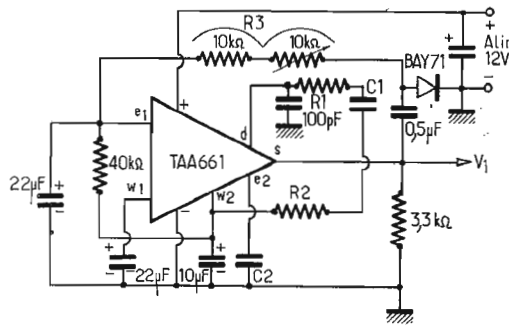


Fig. 6

L'amplitude est réglable avec la partie variable de R_3 , de 10 k Ω . Avec cet oscillateur, et $R_3 = 12$ k Ω la tension de sortie V_s au point s sera de 2 V crête à crête.

Cet oscillateur BF peut trouver des applications dans les appareils de mesure, comme oscillateur sinusoïdal, dans les dispositifs d'alarme et bien d'autres.

PHASEMETRE

Le montage de la figure 7 utilise un TAA661 comme phasemètre. Toutes les valeurs des éléments

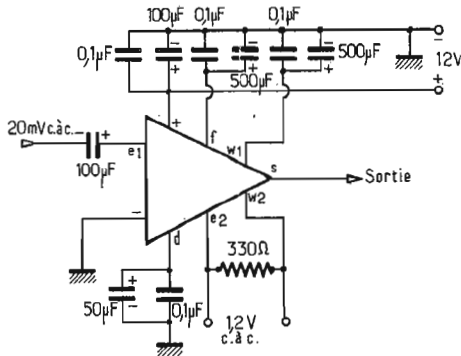


Fig. 7

Le signal de référence est appliqué à une entrée et celui dont on désire mesurer la phase relative est appliqué à l'autre entrée, les deux entrées étant e_1 et e_2 .

A l'entrée e_1 , V_{in} doit être de 20 mV à 1 V crête à crête. A l'entrée e_2 (entre les points e_2 et w_2) le signal appliqué doit avoir une amplitude suffisante pour assurer la limitation, indispensable pour une mesure correcte. La tension appliquée en e_2 sera de 1,2 V crête à crête environ.

Ce montage est alimenté sous 12 V. Remarquons qu'il constitue

un excellent transducteur phase/tension pouvant trouver de nombreuses applications en TV, radio, dans les mesures, comme élément détecteur de phase.

RECEPTEUR SON-TV-FM

Indiquons pour terminer que le TAA661 a comme principale application, le montage en MF-son-TV à modulation de fréquence pour signaux à 5,5 MHz prélevés sur la sortie du détecteur de la MF vision ou sur le premier étage VF. Ce montage est représenté par

L_1 et L_2 qui sont d'ailleurs presque identiques étant accordées par des capacités de 100 pF + capacités parasites.

Le signal BF est disponible sur le curseur du VC, potentiomètre logarithmique de 25 k Ω .

CARACTERISTIQUES DU TAA661

Voici d'abord les valeurs maximales absolues à 25 °C à l'air libre: Tension d'alimentation : 15 V. Tension à l'entrée : ± 4 V. Puissance dissipée : 600 mW.

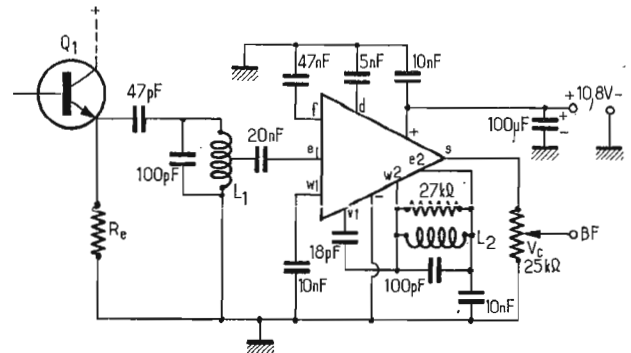


Fig. 9

le schéma de la figure 9. On peut utiliser le TAA661B.

Le signal à 5,5 MHz peut être prélevé sur l'émetteur non découplé du transistor VF, du téléviseur et transmis à un bobinage L_1 - 100 pF accordé sur cette fréquence. La prise sur L_1 permet l'adaptation sur l'entrée du CI point e_1 . Il est facile de déterminer les bobines

Températures maximales :
 Température de fonctionnement : 0 °C à + 70 °C.
 Température de stockage : - 25 °C à + 125 °C.
 Température sur les connexions de sortie (temps de soudure limité à 60") : 300 °C.
 Caractéristiques électriques à 25 °C à l'air libre.

Tableau

| Caractéristiques | V_{CC} | | | Unité | Conditions de mesure |
|--|----------|------|------|------------|--|
| | 6 V | 9 V | 12 V | | |
| Courant consommé | 10 | 17 | 18 | mA | $f = 5,5$ MHz |
| Conductance d'entrée | 0,4 | 0,4 | 0,4 | mA/V | $f = 5,5$ MHz |
| Capacité d'entrée | 8 | 9 | 9,5 | pF | $f = 5,5$ MHz |
| Résistance de sortie | 200 | 150 | 100 | Ω | $f = 5,5$ MHz |
| Seuil de limitation | 100 | 100 | 100 | μ V | $f = 5,5$ MHz |
| Tension efficace BF de sortie | 0,5 | 0,75 | 1,4 | V | $\Delta f = \pm 50$ kHz |
| Réjection AM | 42 | 42 | 42 | dB | $\Delta f = \pm 50$ kHz $m = 30\%$ à 1 kHz $f = 5,5$ MHz |
| Distorsion harmonique | | | 1 | % | $f = 5,5$ MHz $\Delta f = \pm 25$ kHz $V_{entrée} = 10$ mV |
| Impédance de charge avant écrêtage en sortie : $Z =$ | 10 | 4 | 2 | k Ω | Pour Z plus faible, placer une résistance additionnelle entre le point 8 TO 100 ou 14 (DIP) et la masse. |

Références : Documents SGS.

sont indiquées sur le schéma. On pourra utiliser un TAA661-A à boîtier cylindrique. On mesure la phase d'un signal donné par rapport à celle d'un autre signal de même fréquence par exemple 50 ou 400 Hz pris comme signal de référence, autrement dit, il s'agit de déterminer la différence de phase entre les deux signaux.

Le circuit intégré donne à la sortie une tension e_s qui varie en sens inverse de l'angle de phase.

On peut voir sur le graphique de la figure 8 que le maximum de tension de sortie correspond à un déphasage de 0° et le minimum (qui n'est pas zéro) à un déphasage de 180°.

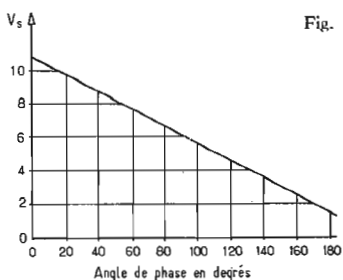


Fig. 8

LE KIT D'ENCEINTE PEERLESS 20/2

De nombreux lecteurs nous ayant demandé de les documenter sur la réalisation d'enceintes montées avec des Kits de haut-parleurs, nous avons procédé au montage d'un ensemble deux voies de chez Peerless, le Kit 20/2.

Les caractéristiques essentielles du Kit 20/2 sont les suivantes :

Système à 2 voies.
2 HP + filtre 2 500 Hz.
Puissance max. : 30 W.
Réponse : 40-20 000 Hz.
Woofer : L825WG Ø 210 mm.
Tweeter : MT225HFC Ø 58 mm.

Conçu pour enceinte 20 l.
Impédance de 4,8 ou 16 Ω.

1 feuille de placage, 1 mm d'épaisseur, d'environ 1 x 0,5 m (teck ou acajou).

2 plaques de laine minérale (Rockwool) 470 x 225 x 80 mm.
Vis de 4,5 x 25 mm et 3,5 x 16 mm.

Clous de 25 mm.
Colle à bois.

Pour le panneau avant :

Un contre-plaqué de 16 mm d'épaisseur, de 223 x 468 mm et une plaque d'aggloméré dur de 6 mm d'épaisseur, de 235 x 480 mm.

Environ : 550 x 300 mm² de tissu spécial pour HP.

Réalisation :

Sciez la planche de bois en 5 morceaux suivant la figure 1.

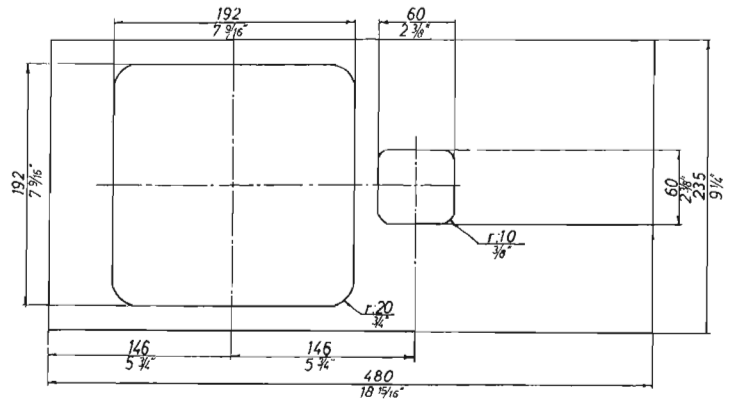


FIG. 3

sera découpée suivant la figure 3, et peinte en noir, puis elle sera recouverte de tissu.

Montage des HP et câblage :

Les HP doivent être vissés par l'avant, le Boomer sera fixé à l'aide des attaches métalliques jointes au Kit.

Il faudra prendre soin de ne pas toucher le rebord en caoutchouc du Boomer en plaçant ces attaches.

L'étanchéité sera assurée par une bande autocollante en mousse de plastique fournie avec le Kit qui sera placée entre le Woofer et le panneau avant.

Le câblage des HP ne présente pas de difficulté, il suffit de suivre le schéma livré avec le Kit (Fig. 4) en prenant soin d'assurer la mise en phase en raccordant les HP et le filtre de séparation.

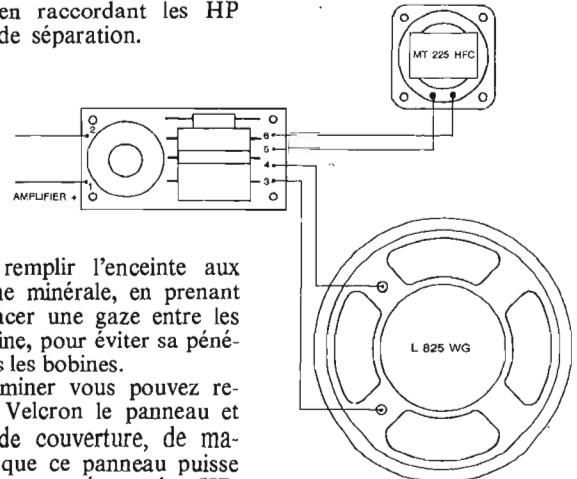


FIG. 4

Ensuite remplir l'enceinte aux 3/4 de laine minérale, en prenant soin de placer une gaze entre les HP et la laine, pour éviter sa pénétration dans les bobines.

Pour terminer vous pouvez recouvrir de Velcron le panneau et la plaque de couverture, de manière à ce que ce panneau puisse découvrir instantanément les HP.

AUTRES MODELES DE KITS

Peerless a conçu d'autres modèles de Kits d'enceintes acoustiques comprenant un ensemble de deux, trois ou quatre haut-parleurs avec filtre de séparation. Le haut-parleur Woofer est équipé d'une suspension caoutchouc. Chaque ensemble est fourni avec un schéma de câblage et un plan de construction pour l'enceinte acoustique. Les caractéristiques essentielles de ces Kits sont les suivantes :

— Conçu pour enceinte 20 l.
— Impédance 4,8 ou 16 Ω.

KIT 50-4

— Système à 3 voies.
— 4 HP + filtre 500 & 3 500 Hz.
— Puissance max. : 40 W.
— Réponse : 30-18 000 Hz.
— Woofer : L100WG Ø 250 mm.
— Medium : O570MRC127 x 184 mm.
— Tweeters : 2 x MT25HFC Ø 65 mm.
— Conçu pour enceinte 50 l.
— Impédance 4,8 ou 16 Ω.

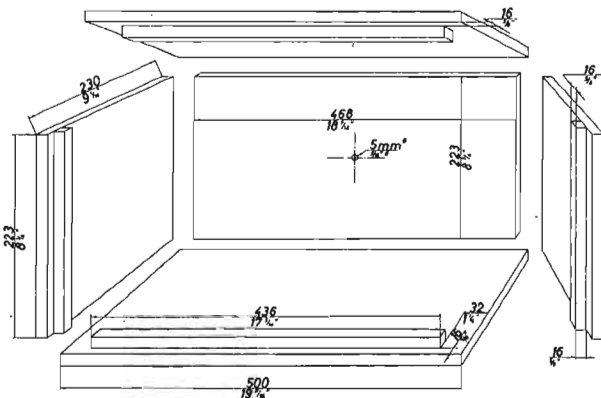


FIG. 1

Le matériel nécessaire à la réalisation de cette enceinte se trouve facilement chez un menuisier ou dans certains grands magasins, qui vendent le bois aux dimensions désirées.

Matériaux :

Une plaque de bois pressé de 1 x 0,5 m. Epaisseur : 16 mm.
1 moulure 16 x 16 mm, longueur 1,5 m.
1 moulure 8 x 8 mm, longueur 1,5 m. Sapin

Coupez la moulure de 16 x 16 mm dans les longueurs indiquées sur le plan et montez-les au moyen de clous et de colle.

Assemblez l'enceinte de la même manière, en prenant soin qu'elle soit solide et bien jointe.

Le placage sera ensuite collé et égalisé.

Panneau frontal et plaque de couverture :

Prenez le contre-plaqué de 16 mm et découpez-le suivant la figure 2. La plaque de couverture

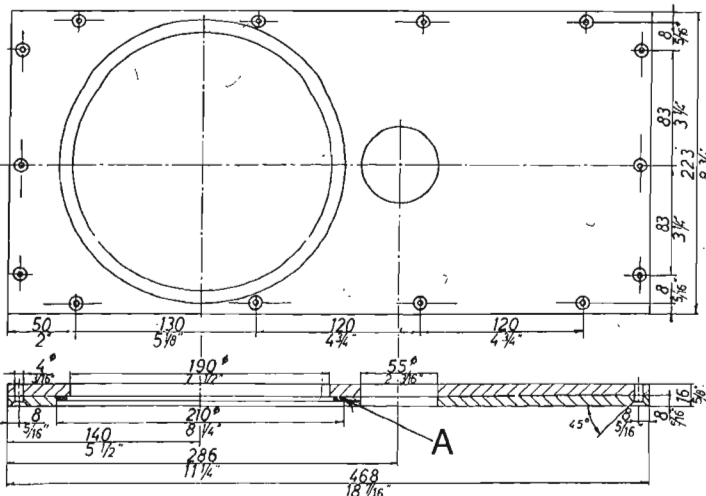


FIG. 2

LES TRANSFORMATIONS DES INSTALLATIONS DE PUBLIC ADDRESS

LES TRANSFORMATIONS DES INSTALLATIONS DE PUBLIC ADDRESS

LES appareils de sonorisation destinés à assurer des diffusions sonores sur des surfaces étendues, ou dans des salles de grands volumes, appelés suivant l'expression anglo-saxonne de « Public-Address » comportent, en principe, les mêmes éléments que les chaînes sonores d'amateurs : microphones et tourne-disques, préamplificateurs, amplificateurs de puissance, et haut-parleurs. Mais les divers maillons de la chaîne doivent présenter des caractéristiques différentes, correspondant aux conditions des applications, puissance et fiabilité, tout d'abord. Il faut considérer dans cet esprit les transformations des **préamplificateurs amplificateurs**.

LES AMPLIFICATEURS MODERNES TRANSISTORISÉS

Dans ce domaine, beaucoup d'appareils en service sont encore équipés avec des tubes à vide ; il faut considérer, non seulement les prix de revient relatifs, mais les résultats obtenus, la souplesse de fonctionnement, les conditions d'utilisation.

Les montages à tubes à vide ont des prix de revient encore inférieurs de 25 % par rapport à ceux des appareils à transistors, le nombre des appareils à tubes peut encore dépasser celui des modèles à transistors dans une proportion de 3 à 1, dans ce domaine très particulier.

En se basant sur une qualité de résultat égale, l'amplificateur à transistors présente cependant de nombreuses caractéristiques très favorables.

a) Durée de service très longue, et même théoriquement indéfinie des composants actifs.

b) Consommation d'énergie plus faible ; l'amplificateur à transistors a un rendement meilleur que l'amplificateur à tubes, en ce qui concerne l'utilisation de l'électricité en courant continu. En raison de la suppression du filament, la chaleur dégagée est plus faible ; les composants, tels que les condensateurs et les résistances, ne subissent donc pas d'échauffements dangereux.

c) Les transistors peuvent fonctionner avec un meilleur rendement avec des tensions plus faibles, de sorte que l'amplificateur dans ce cas particulier, peut être établi de façon à être alimenté directement par des sources continues à basse tension, telles que les batteries des véhicules de tout genre ce qui évite l'utilisation gênante des convertisseurs.

d) En raison de l'absence des supports des transistors, on peut éviter presque complètement la production des signaux parasites microphoniques produits dans les éléments actifs, et dus aux chocs et aux vibrations. Cette caractéristique est particulièrement précieuse sur les équipements mobiles.

e) La puissance sonore est presque instantanément disponible lorsqu'on appuie sur un contacteur, sans aucun délai de chauffage, et le système consomme seulement de l'énergie

en fonctionnement, sans aucune période de préparation.

f) L'amplificateur à transistors ne comporte, ni cathodes, ni filaments chauffants, d'où la suppression d'une cause de ronflements à l'entrée et dans les étages de préamplification.

g) Le transistor permet, dans de meilleures conditions, la liaison avec les charges à basse impédance telles que la bobine mobile des haut-parleurs de 8 ou de 16 ohms.

Cependant l'amplificateur à tubes semble conserver, tout au moins provisoirement, certains partisans pour cette application spéciale, et ils font valoir un certain nombre d'arguments :

a) Prix initial plus faible.

b) Dans le cas de la mise hors service d'un tube, le fonctionnement de l'amplificateur peut être rétabli presque immédiatement, tandis que le remplacement des transistors exige habituellement un travail plus important, s'il n'y a pas de blocs interchangeables.

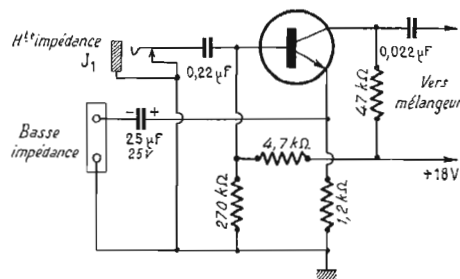


Fig. 1

c) L'amplificateur à tubes est, en fait, moins soumis à des risques de panne grave, ce qui se produit encore parfois dans les amplificateurs à transistors.

d) L'amplificateur à tubes est beaucoup plus facile à contrôler et à vérifier sur un banc d'essai qu'un montage à transistors.

e) Bien que l'amplificateur à tubes soit soumis à des températures plus élevées que l'amplificateur à transistor de même puissance de sortie nominale, il supporte mieux les températures ambiantes élevées sans variation de fonctionnement.

CONSTITUTION DES ÉTAGES D'ENTRÉE A TRANSISTORS

Dans les amplificateurs de Public-Address à tubes on peut choisir des microphones d'impédances d'entrée élevées, généralement des modèles à bas prix, et des modèles à impédances d'entrée faibles, généralement de prix plus élevés.

Si le microphone doit être placé près de l'amplificateur, le procédé le plus économique consiste à adapter un microphone à haute impédance à un circuit d'entrée également à haute impédance. Le modèle le moins coûteux, dans ce cas, est l'appareil à cristal ou à céramique, avec une charge de l'ordre de

500 000 ohms pour la réponse sur les sons graves permettant la liaison directe avec le préamplificateur à tubes à vide.

Si le microphone est placé à une certaine distance, le prix de revient augmente cependant pour deux raisons. On utilise un microphone à basse impédance, généralement à bobine mobile, avec un transformateur assurant une sortie de 200 à 600 ohms, de façon à réduire les bruits parasites induits dans la ligne microphonique ; pour assurer le couplage avec le préamplificateur, il faut adopter un transformateur élévateur de tension.

L'un des éléments essentiels généralement enfichables, est aussi le **transformateur d'adaptation** du microphone établi pour être fixé directement sur un support prévu sur le châssis. Il assure l'adaptation des impédances et maintient l'équilibre de la ligne par rapport à la masse pour diminuer au maximum le bruit de fond induit dans la ligne.

Le contrôle du volume sonore d'entrée, pour des distances pouvant atteindre 600 mètres, est possible en utilisant un élément photo-sensible. Le réglage du volume sonore ne s'effectue pas directement ; il est réalisé en contrôlant l'intensité du courant continu traversant une lampe placée dans un boîtier étanche à la lumière.

Dans ce boîtier, se trouve une résistance sensible à la lumière, qui a une action sur la transmission du signal d'amplification. La variation de brillance de la lampe modifie ainsi la résistance de la varistance, qui joue le rôle d'un « volume-contrôle ».

Malgré la distance à laquelle peut s'effectuer la commande, il ne se produit pas ainsi de bruits de fond parasites. On obtient un isolement électrique efficace du signal sonore contrôlé par ce système de ligne. L'emploi de ce dispositif permet à l'opérateur chargé de la manœuvre de l'installation d'être placé parmi les spectateurs, ou les auditeurs eux-mêmes, de sorte qu'il peut mieux juger par lui-même les niveaux sonores nécessaires.

Dans certains montages, on prévoit deux préamplificateurs permettant d'obtenir deux canaux microphoniques. Il est intéressant de noter que ces dispositifs augmentent les facilités d'utilisation et les montages récents d'entrée microphonique utilisant **des transistors à effet de champ** offrent un intérêt particulier en permettant d'utiliser des impédances d'entrée de 1 mégohm. Le module à basse impédance comporte un transformateur d'adaptation, avec un blindage électrostatique fonctionnant dans un transistor à effet de champ, assurant un fonctionnement analogue à celui d'un tube. Un autre emploi intéressant de cet élément pour des résultats qu'il est généralement impossible d'obtenir... avec d'autres dispositifs, consiste dans un limiteur de volume comportant des transistors à effet de champ et un amplificateur à circuit intégré.

Comme pour les tubes on prévoit, en pratique, des étages de préamplification microphonique à gain élevé, pour maintenir un rapport satisfaisant signal/bruit en mélangeant les divers signaux d'entrée à un certain niveau intermédiaire.

L'impédance d'entrée convenable est importante, non seulement en raison de son influence sur les qualités du microphone, mais parce que le rapport de l'impédance d'entrée à l'impédance du microphone a une influence sur le rapport signal/bruit.

L'avènement des transistors évite les risques de ronflements dans les étages d'entrée ; il peut encore se produire cependant des grésillements, qui exigent une sélection soignée des types de transistors et un montage convenable de l'étage d'entrée, en considérant le courant du collecteur de façon à éliminer ce défaut.

Il faut également considérer la nécessité d'obtenir une gamme dynamique assez large. L'étage d'entrée doit pouvoir supporter des niveaux de signaux très variables sans écrêtage sans ajouter de distorsion pour les niveaux élevés, et sans produire des bruits parasites pour les faibles niveaux.

En utilisant une tension d'alimentation du collecteur suffisamment élevée, il est possible de traiter des signaux intenses sans surcharge ; mais la gamme de dynamique de l'étage doit être déterminée de façon à réduire le niveau des bruits au-dessous de la limite qui doit correspondre au point de surcharge le plus faible.

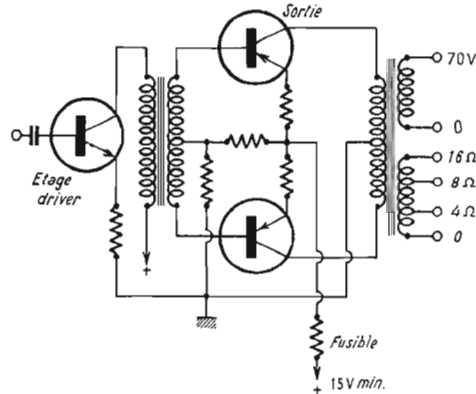


Fig. 2

Dans certains amplificateurs, les impédances d'entrée non équilibrées, de 600 et 100 000 ohms sont obtenues par un dispositif simple, qui sélectionne automatiquement l'impédance convenable, suivant le type de microphone adapté à l'appareil. Ce dispositif est représenté sur le schéma de la figure 1, qui montre l'étage d'entrée microphonique utilisé sur un amplificateur de Public Address.

Lorsqu'on utilise un microphone à haute impédance, il est relié à la prise de jack J1. L'étage fonctionne alors comme un amplificateur à liaison par émetteur commun avec une impédance d'entrée moyenne ; la résistance de l'émetteur n'est pas découplée.

La réaction produite par le courant résultant facilite l'augmentation de l'impédance d'entrée jusqu'à 100 000 ohms environ. Si l'on désire faire fonctionner l'appareil avec un microphone à faible impédance de 600 ohms, la liaison est réalisée sur les bornes de connexion de la plaquette inférieure. Dans ce mode de fonctionnement, la base est mise à la masse pour des fréquences de signaux par l'intermédiaire d'un condensateur de 0,22 μ f. Le signal est transmis à l'émetteur du système de montage à liaison par base commune, qui a une faible impédance d'entrée avec un gain de puissance élevé.

Les prix plus réduits des transistors à effet de champ permettrait de les utiliser à l'avenir

pour l'équipement des étages d'entrée et intermédiaires des amplificateurs de Public-Address. Ces éléments permettent d'obtenir des impédances des étages d'entrée comparables à celles des tubes à vide, et d'utiliser des montages plus ou moins directement analogues à ceux réalisés avec des tubes, en ce qui concerne les impédances d'entrée, les dispositifs de mixage et les contrôles de tonalité.

Certains transistors à effet de champ présentent des caractéristiques supérieures pour les basses fréquences à celles des transistors, ils évitent d'avoir à considérer les problèmes de bruits parasites, en particulier, microphoniques, des tubes. Il est ainsi possible d'obtenir, grâce à eux, des caractéristiques d'entrée très satisfaisantes.

LES ETAGES DE SORTIE A TRANSISTORS

Les amplificateurs à tubes à vide utilisés encore aujourd'hui ne sont guère différents de ceux réalisés, en principe, depuis quelques dizaines d'années. Mais, les amplificateurs de puissance à transistors construits par les différents fabricants, présentent, au contraire, des étages de sortie établis de manières assez diverses et l'on peut se demander la raison de cette variété.

Les premiers amplificateurs à transistors étaient plus ou moins analogues aux amplificateurs à tubes à vide. Les transistors remplaçaient bien les tubes, mais on conservait le transformateur de sortie, et même, dans certains cas, le transformateur excitateur ou driver ; d'ailleurs, un grand nombre d'amplificateurs à transistors actuels comportent encore des montages de ce type.

On voit ainsi, sur la figure 2, un étage de sortie de ce genre ; le transformateur de sortie est un élément essentiel du fonctionnement de ce circuit, mais limite la largeur de la bande de fréquences de sortie de l'amplificateur. En pratique, cependant, et en exceptant seulement quelques installations où il est nécessaire d'obtenir une reproduction très puissante des sons graves, les résultats obtenus avec cet amplificateur sont très satisfaisants. En fait, il fournit même des signaux musicaux de qualité supérieure à celle de la plupart des haut-parleurs utilisés dans les installations de distribution sonore.

Les progrès des montages de sortie des appareils à transistors ont été réalisés, au fur et à mesure du développement des installations à haute fidélité. Pour améliorer les résultats obtenus avec un seul haut-parleur, les techniciens ont eu l'idée d'utiliser les caractéristiques propres de basse impédance du transistor, pour mettre au point des étages de sortie pratiques sans transformateur.

On voit ainsi, sur la figure 3, l'utilisation de transistors montés en série dans une charge à basse impédance, sans utilisation d'un transformateur. Mais l'inversion de phase et l'attaque d'entrée sont réalisées, en utilisant un transformateur driver à double secondaire.

La partie supérieure agit comme un dispositif à liaison par l'émetteur, en constituant la charge pendant la demi-période pour laquelle la base supérieure est rendue positive. Le courant fourni par le circuit d'alimentation traverse alors le condensateur et la charge.

Pendant les autres demi-périodes, la section inférieure est rendue conductrice, et l'énergie emmagasinée dans le condensateur transmet le courant à travers le demi-étage et la charge en série.

L'utilisation d'un transformateur driver impose une restriction de la largeur de bande passante de l'étage, mais des résultats suffisants peuvent être obtenus avec un transformateur convenablement établi, et en employant des composants relativement peu coûteux.

Un progrès encore plus récent dans ce domaine des étages de sortie sans transformateur est indiqué sur le schéma de la figure 4. Les transistors de sortie sont montés en série, comme dans le montage précédent, mais l'alimentation consiste dans un système négatif et positif en série avec une masse commune. Dans ces conditions, la tension continue appliquée sur la jonction du circuit de sortie du transistor est au potentiel de la masse, ce qui supprime la nécessité du condensateur de couplage de sortie employé dans les amplificateurs précédents.

En raison de l'importance de la contre-réaction continue utilisée, ce point est maintenu à une tension de quelques millivolts seulement sur une large gamme de températures et de tensions de ligne ; ainsi, dans des conditions normales, un courant de quelques milliampères seulement traverse les haut-parleurs.

L'inversion de phase est assurée en utilisant une paire complémentaire de transistors

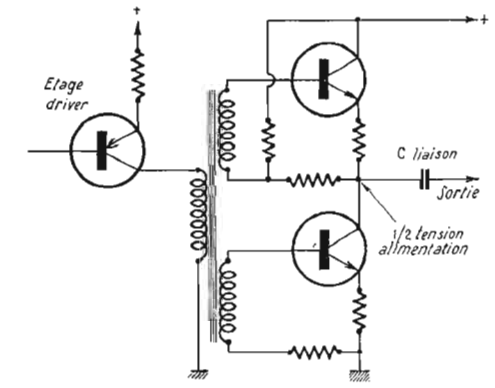


Fig. 3

d'excitation *n-p-n* et *p-n-p*. Pour assurer la transmission des signaux, les bases de ces deux éléments drivers sont reliées ensemble par les diodes de polarisation, et excitées par un élément antérieur. Celui-ci, en combinaison avec le montage résistance-capacité dans le circuit de base de la section supérieure, peut agir sur ces bases sur la gamme très large de tensions nécessaires pour obtenir la puissance de sortie totale du montage.

L'amplificateur différentiel assure un moyen convenable pour obtenir des points de contrôle isolés pour le signal d'entrée, et des tensions alternatives et continues de réaction.

LES CIRCUITS DE PROTECTION

Dans un amplificateur à tubes de la classe AB fonctionnant avec une charge en court-circuit, il se produit un claquage du fusible primaire, ou même les tubes de sortie fonctionnent au-delà de leur puissance nominale dissipée, de sorte que les plaques risquent d'être portées au rouge. Cependant, même si ce phénomène a lieu pendant une certaine période, il en résulte souvent un dégagement de gaz provenant des plaques et une modification plus ou moins perceptible du fonctionnement après l'apparition de cette panne.

Il n'en est malheureusement pas ainsi pour les transistors. Si la température de jonction

dépasse une valeur critique bien définie, le montage risque d'être complètement hors de service ; le système de protection doit donc être prévu de façon à éviter la production et le développement d'un court-circuit de ce genre, et il y a deux méthodes qui permettent d'obtenir ce résultat.

On peut envisager l'emploi d'un fusible à action très rapide, ou d'un disjoncteur ; le dispositif adopté doit ouvrir le circuit et protéger ainsi les transistors, avant que la température de jonction ne puisse atteindre un niveau dangereux. Cela est possible en raison de la robustesse et de la réponse relativement lente des transistors à faible gain sur les hautes fréquences généralement utilisées dans les montages à transformateur à prise médiane.

Lorsqu'ils sont couplés efficacement à des ailettes de refroidissement massives, ils ont des caractéristiques thermiques balistiques assez longues pour permettre la fusion du fusible de protection avant que le courant traversant le transistor ne puisse déterminer un échauffement de la jonction à un niveau dangereux, à la suite d'un court-circuit de la charge.

Dans une autre méthode, et pour obtenir des étages de puissance permettant de meilleurs résultats sur les fréquences élevées, on utilise des transistors plus rapides, qui emploient des ailettes plus réduites et qui ne présentent donc pas des caractéristiques thermiques favorables ; ils exigent ainsi une protection agissant plus rapidement.

En général, un fusible n'est pas assez rapide pour assurer la protection nécessaire ; en remplacement, on emploie un circuit qui produit un courant de sortie élevé dans les conditions du court-circuit, pour mettre en action un contacteur à semi-conducteur à fonctionnement très rapide coupant instantanément le courant d'excitation.

On voit ainsi sur la figure 5, un montage de ce genre ; la protection des transistors de sortie est assurée par un montage assez compliqué fonctionnant de la manière suivante. Lorsqu'un courant d'émetteur élevé est produit par un court-circuit de la charge, il produit une tension suffisamment élevée sur les bases des transistors Q₃₀₅ et Q₃₀₆, de telle sorte que ces éléments deviennent conducteurs.

Dans ces conditions, les diodes D₃₀₄ et D₃₀₈ forment un circuit de découplage pour

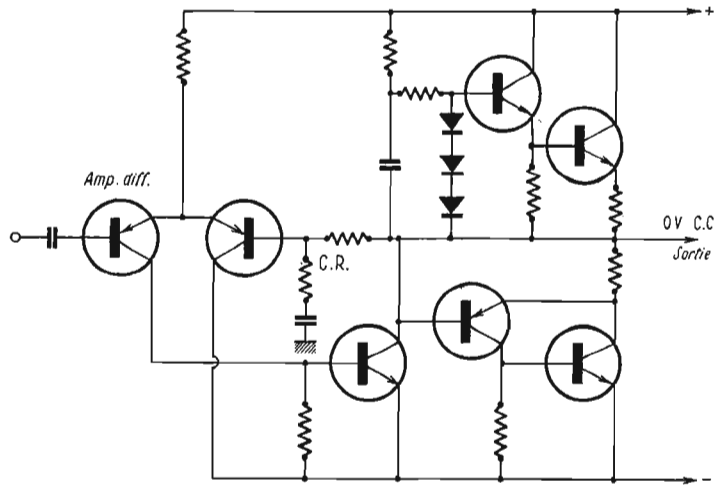


Fig. 4

le courant d'excitation provenant de l'élément driver ; il en résulte une limitation de ce courant, et une dissipation correspondante dans les transistors de sortie à un niveau qui évite une destruction immédiate.

Si ce fonctionnement dure, cependant, pendant plus d'une seconde environ, les transistors de sortie peuvent être endommagés ; pour éviter ce danger, le transistor Q₃₀₅ met en action le transistor Q₃₀₇ qui contrôle avec son montage associé, la tension de la base du transistor Q₂₀₈ ; celui-ci, à son tour, agit sur un contacteur contrôlant le signal provenant de l'étage de puissance.

Les constantes de temps sont choisies de telle sorte que dans des conditions de surcharge sévère, le signal est interrompu pendant environ trois secondes, après lesquelles l'amplificateur est automatiquement remis en marche ; si le court-circuit persiste, l'amplificateur est de nouveau mis hors tension après 100 ms pour une autre période de trois secondes. Le cycle de fonctionnement est tel que l'amplificateur peut ainsi fonctionner constamment, même lorsqu'il y a un court-circuit, sans danger pour les transistors.

Dans un amplificateur de ce genre, on uti-

lise un autotransformateur de sortie de prix plus réduit qu'un transformateur. Ce transformateur représente un des composants les plus coûteux d'un amplificateur de puissance ; sa suppression, dans ces installations où le haut-parleur est capable d'assurer une reproduction sur une large gamme, et où il est placé près de l'amplificateur, représente un progrès important.

L'utilisation d'un amplificateur sans transformateur de sortie dans les très grandes installations, comportant un grand nombre de haut-parleurs, ne semble pas, par contre, très pratique. Les ingénieurs de son ont déjà des difficultés assez grandes pour établir des réseaux de distribution en employant des transformateurs étalonnés en watts, sans considérer les calculs très complexes nécessaires pour l'établissement des combinaisons en série-parallèle des bobines mobiles. Par suite, la nécessité fréquente d'assurer l'alimentation de certains haut-parleurs dans le système après qu'il a été mis en action, peut amener l'adoption d'une méthode qui exige un nouveau montage d'un groupe de haut-parleurs, pour régler la puissance des différents éléments à des niveaux également distincts.

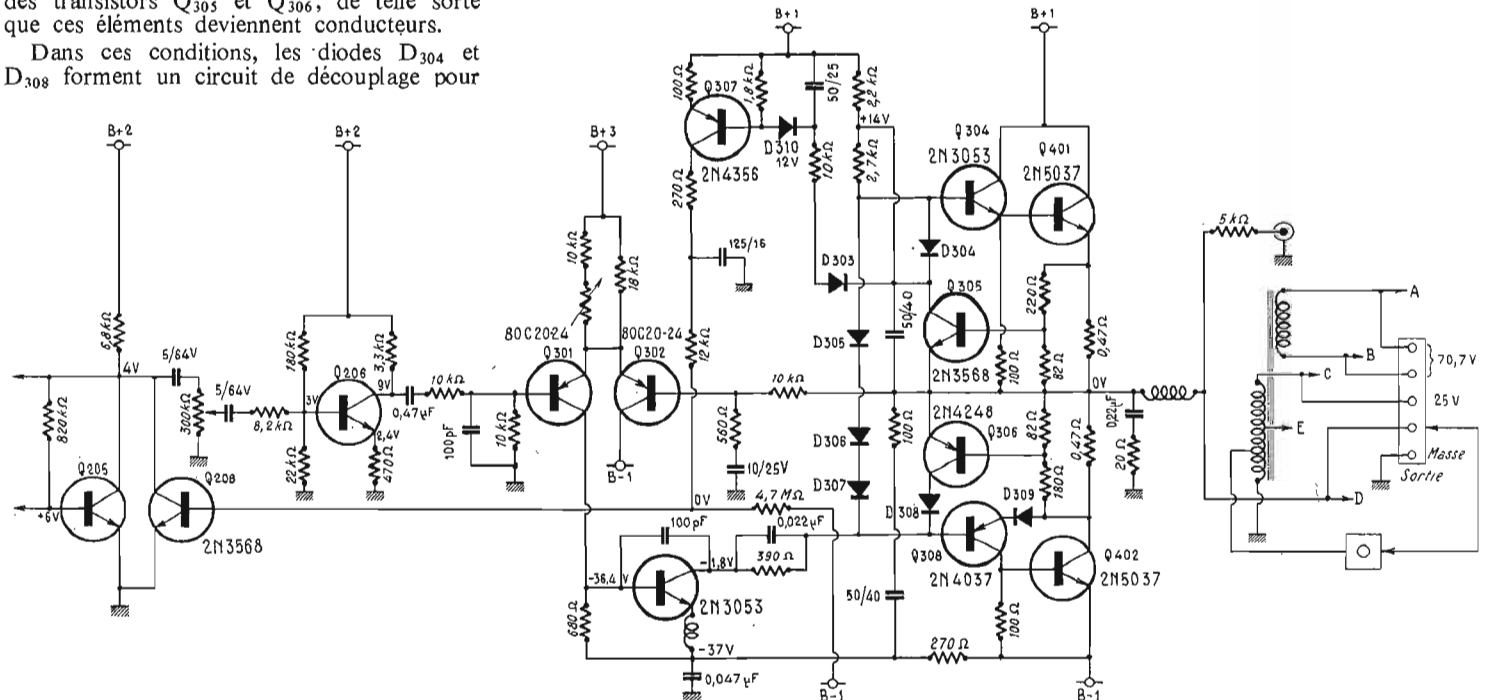


Fig. 5

LES HAUT-PARLEURS A GRANDE PUISSANCE ET LEUR CHOIX

Les haut-parleurs généralement de grande puissance, utilisés dans les installations de public-adress fonctionnent suivant des principes classiques, mais leur réalisation a été également transformée au fur et à mesure des progrès de la technique. Leur choix est déterminé par quatre facteurs essentiels :

1° La surface spécifique qui doit être couverte par chaque haut-parleur.

2° Les caractéristiques acoustiques de la surface à couvrir.

3° Les caractéristiques de propagation du haut-parleur.

4° Son rendement.

Un dispositif d'appel établi pour couvrir plusieurs salles différentes d'une usine doit évidemment comporter des haut-parleurs en nombre plus grand que celui des salles, et au minimum un haut-parleur par salle ou davantage lorsque les dimensions de la salle l'exigent. A l'inverse, une installation de concert en plein air, dans une salle de concert à haute qualité musicale, ou dans une salle de cinéma peut exiger seulement un dispositif principal placé au centre de la scène.

Dans un magasin de stockage, dont la surface est divisée en allées, en rayonnages, en casiers, etc., il y a généralement peu de risques de réverbération. Il n'y a pas besoin de prévoir de qualités spéciales du haut-parleur qui doit rayonner suffisamment de puissance sonore pour permettre une audition confortable dans toute l'étendue de la salle.

Au contraire, lorsqu'on considère une surface étendue dans une usine très bruyante avec des murs en ciment et un toit vitré, il faut surtout envisager l'utilisation de petits haut-parleurs placés près des ouvriers ou des employés, aux emplacements de travail. Il s'agit ici aussi d'employer des haut-parleurs individuels, qui concentrent les ondes sonores rayonnées directement vers la zone à couvrir, puisque la dispersion sonore vers la surface d'un plafond élevé peut déterminer des effets de réverbération, qui peuvent réduire l'intelligibilité du message à transmettre.

Si le haut-parleur est disposé de façon à reproduire une large gamme musicale, le système présente les caractéristiques d'une installation à haute fidélité. S'il est utilisé, simplement, pour transmettre des indications et des signaux, il suffit d'une bande relativement étroite de fréquences à reproduire pour la transmission d'un message efficace. Enfin, le haut-parleur choisi doit tenir compte de la puissance sonore nécessaire pour actionner le système ; les haut-parleurs à radiation directe ont un rendement acoustique de l'ordre du cinquième seulement de celui des modèles à pavillon acoustique.

LES HAUT-PARLEURS A CONE

Le haut-parleur à diffuseur conique est généralement utilisé comme un radiateur sonore direct, qui projette ainsi les sons directement sur la surface qui doit être couverte ; comme on le voit sur la figure 2, il peut être monté dans des enceintes réduites et simples, juste assez larges pour laisser place au modèle du haut-parleur qui doit être employé, et dont le diffuseur ne dépasse pas, généralement 20 cm de diamètre, le volume intérieur est juste suffisant pour assurer la reproduction de quelques sons graves. Ils sont utilisés essentiellement dans les systèmes d'appel à faible niveau sonore, dans lesquels il n'est pas nécessaire de reproduire des fré-

quences au-dessous de 250 Hz pour la production des paroles, et pour la musique de fond, dans laquelle l'effet, en quelque sorte, psychique et sédatif de la musique constitue le résultat à atteindre, plutôt que la fidélité véritable.

Souvent ces haut-parleurs à diffuseurs coniques sont placés dans des enceintes acoustiques encastrées dans les plafonds ou les parois. Lorsqu'ils sont montés ainsi dans les parois, l'arrière de l'enceinte est souvent laissée ouverte pour permettre au haut-parleur de produire des fréquences plus basses, parce que le diaphragme est ainsi acoustiquement libéré, de sorte que l'enceinte donne un effet réel plus large.

Cependant, lorsqu'il est monté dans le plafond, le haut-parleur est habituellement enfermé dans un boîtier avec un couvercle disposé à l'arrière, pour éviter la chute possible des débris de plâtre, qui risqueraient de tomber à l'arrière du cône. Dans ces petits montages de plafonds à paroi arrière fermée, les fréquences basses sont ainsi très affaiblies et ces enceintes nécessitent un certain amortissement appliqué sur leurs parois intérieures pour réduire les résonances gênantes dans le système.

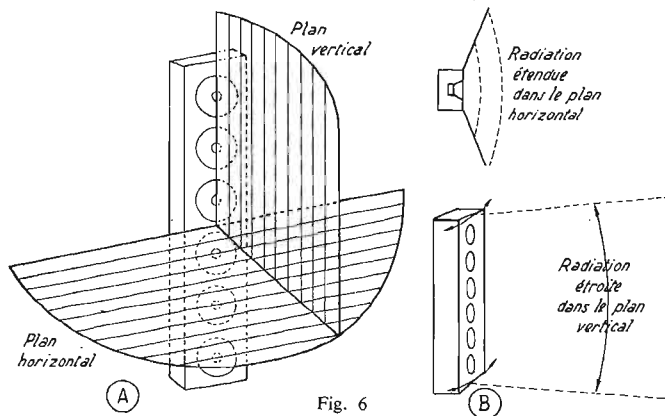


Fig. 6

Des baffles acoustiques, bidirectionnels sont parfois montés dans les corridors ou dans les parois ; ils permettent la projection du son, aussi bien vers l'avant que vers l'arrière. On peut réduire ainsi le nombre de haut-parleurs nécessaires, bien que la qualité soit limitée à la valeur limite de la petite enceinte elle-même. Celle-ci est virtuellement ouverte des deux côtés, et le volume est réduit, le cône est ainsi dans la majorité des cas monté sans baffle, il en résulte un affaiblissement important des sons graves.

En outre, les sons aigus provenant de l'arrière sont très réduits par rapport aux sons de même hauteur provenant de l'avant du haut-parleur. En dépit de ces caractéristiques, les enceintes directionnelles assurent des résultats utilisables dans les appareils d'appel et surtout la production d'une musique de fond à faible niveau sur les surfaces où les bruits parasites ne sont pas très atteints.

Pour une gamme de fréquences plus étendue que celle utilisée pour les appels ou la musique de fond, lorsqu'il faut envisager des puissances sonores modérées, le haut-parleur à cône peut être monté dans une enceinte comportant un évent du type bass-réflex, ou dans une enceinte fermée à suspension acoustique. Dans tous les cas, le cône agit comme un radiateur de sons directs ouvert et face aux auditeurs. Avec un haut-parleur pour sons graves woofer de haute qualité, on peut obtenir une bonne reproduction sur les fréquences basses. Cependant, dans presque tous les cas, il faut utiliser un tweeter, comme élément placé dans

l'enceinte pour augmenter les fréquences élevées reproduites par le cône principal, et pour assurer une meilleure dispersion des sons aigus.

Avec une enceinte du type réflex, le tweeter est généralement constitué par un pavillon à grand angle pour adapter acoustiquement le haut-parleur à diffuseur conique, il peut fréquemment être formé par un pavillon multicellulaire ou à secteurs, afin d'assurer une couverture des sons de fréquences les plus élevées sur une large surface.

Dans le cas des systèmes à suspension acoustique placés dans une enceinte fermée, celle-ci est composée comme un système complet avec un tweeter incorporé, comportant un ou deux éléments en forme de dôme formés par une lame assez dure jouant le rôle de radiateur direct, afin d'augmenter le rendement du haut-parleur pour sons graves. Ce système de tweeter assure une distribution uniforme des fréquences élevées, plutôt qu'un contrôle directionnel des radiations.

Les puissances nécessaires pour alimenter ces deux systèmes et leurs dispositions sont très diverses. En raison du rendement beaucoup plus élevé de l'enceinte comportant un évent avec un système de tweeter, la couverture

sonore d'un auditorium peut être obtenue d'une manière satisfaisante en disposant à une certaine hauteur le système de ce genre de chaque côté de la scène. Dans le cas d'un type à suspension acoustique d'un rendement beaucoup plus faible, 4 ou 5 de ces enceintes peuvent être parfois disposées le long de la surface de la rampe pour couvrir l'auditorium, et il faut ainsi utiliser une puissance plus grande que pour les enceintes à évent.

LES COLONNES SONORES

Les haut-parleurs à colonne, ou **colonnes sonores**, sont en quelque sorte, des intermédiaires entre les appareils à diffuseur conique et les systèmes à pavillon acoustique. Ils permettent d'assurer des diagrammes polaires acoustiques plus directionnels, mais présentent encore certaines qualités des appareils à cônes que l'on ne trouve pas dans les pavillons ordinaires.

La colonne sonore, comme on le voit sur la figure 6, est constituée par un groupe de haut-parleurs montés les uns au-dessus des autres, et tous dirigés dans la même direction. Ils sont habituellement contenus dans un seul ensemble aussi réduit que possible, sans cependant réduire la réponse pour les sons graves au-dessous de la limite correspondant aux caractéristiques du haut-parleur.

En ce qui concerne les dimensions physiques de la colonne sonore, le montage est établi pour contenir un minimum de quatre haut-parleurs, le plus souvent six, et même parfois

huit. Le rôle essentiel de la colonne consiste à rayonner la plus grande partie des sons sous la forme d'un flux sonore vertical assez étroit dans un plan à angle droit par rapport à l'axe

de la colonne elle-même, et l'angle couvert dans le plan horizontal dépasse souvent 120°. Une projection sonore minimale s'effectue dans la direction verticale, dans la zone exté-

rieure au flux horizontal relativement étroit (Fig. 7).

Comme on le voit sur la figure 8 il est possible d'orienter le haut-parleur de façon à

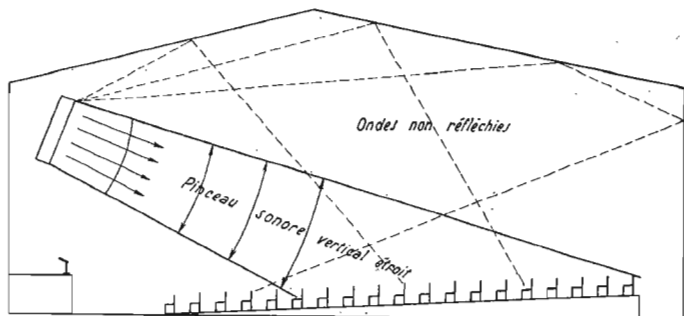


Fig. 7 Distribution sonore verticale

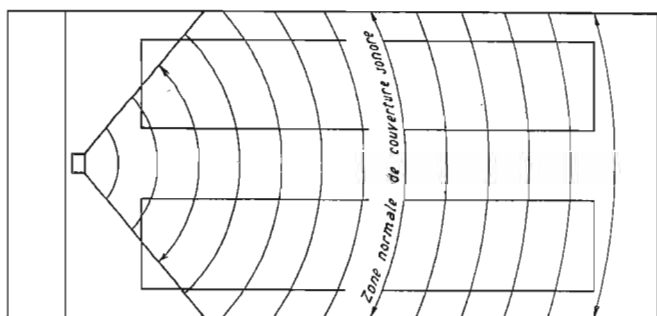


Fig. 8 Distribution sonore horizontale large

LA PERFECTION EN HI-FI DE CE MAGNÉTOPHONE FERGUSON DE LUXE

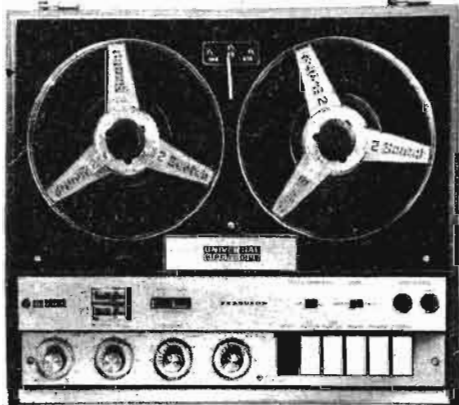
● NOUVEAU MODÈLE 1971 ●

**STEREO
TOUT TRANSISTORS
3 VITESSES :**

4,75 - 9,5 19 cm

**4 PISTES STEREO
FONCTIONNE AUSSI
EN MONO 4 PISTES**

Equippé des derniers transistors au silicium. Plus de bruits de fond. Nouveau meuble. Coffret bois en teck. Couvercle en plexiglas moulé. NOUVELLES TÊTES HI-FI. Démagnétisation automatique. Ces caractéristiques sont exclusives au modèle 1971 « FERGUSON » livré dès maintenant.



Dimensions : 425x370x200 mm

— Grandes bobines de Ø 180 mm — Plus de 4 heures par piste — Arrêt automatique — Stop et départ instantanés par touches « Pause » avec commande à distance — Clavier 6 touches — Avance et rebobinage rapides (2 minutes). Arrêt avec freins. Nouveau compteur remise à zéro instantanée par bouton — 2 TÊTES Haute-Fidélité STEREO 4 PISTES — Moteur Ferguson à équilibrage mécanique et magnétique à grande marge de puissance — Mixage - Re-recording - Play back - Contrôle par deux vu-mètres - Contrôle sur HP et Sortie pour le modèle complet — Séparation (diaphonie) : — 50 dB — Bande passante de 40 Hz à 18 kHz à 3 dB — Rapport Signal/Bruit : 40 dB — Mixage des pistes — Pleurage inférieur à 0,15 % — Multitension de 112 à 127-220-247 volts.

Présentation : Élégant coffret en teck avec couvercle en plexiglas.

FONCTIONNEMENT VERTICAL OU HORIZONTAL

● VERSION ADAPTEUR, PLATINE « FERAT » ●

avec les amplis d'enregistrement et les préamplis de lecture en stéréo SANS AMPLI FINAL NI H.P.

INDISPENSABLE A TOUTE CHAÎNE HI-FI

COMPLET en ordre de marche, livré avec

1 micro dynam. et cordon 5 broches DIN PRIX : 1.245 F
en ébénisterie de luxe et capot plastique

MEME MODELE SANS EBENISTERIE NI ACCESSOIRES NET 1.095,00

● MODELE COMPLET ●

Avec les

DEUX AMPLIS INDEPENDANTS DE PUISSANCE 6 W CHACUN - DEUX HAUT-PARLEURS INCORPORES

AVEC DEUX ENCEINTES ADAPTABLES, CE MAGNÉTOPHONE EST UNE VÉRITABLE CHAÎNE HI-FI STÉRÉO - Grâce à ses branchements normalisés DIN, cet appareil peut se brancher sur toutes chaînes HI-FI, Mono ou Stéréo.

Même présentation en coffret de luxe teck et couvercle moulé en plexiglas et les mêmes accessoires. **PRIX : 1.480 F**

DOCUMENTATION ET TARIF CONFIDENTIELS CONTRE 1,50 F

SALON DE DEMONSTRATION

**IMPORTATEUR
EXCLUSIF**

**UNIVERSAL
electronics**

107, RUE SAINT-ANTOINE - PARIS (4^e)

TUR. 64-12 - PREMIER ETAGE. De 9 à 12 h 30 et de 14 à 19 h. LE SAMEDI de 9 à 12 h 30 et de 14 à 17 h. FERME LE LUNDI ● M^e Saint-Paul.

CREDIT ● DETAXE EXPORT

Celestion

Studio Series

48.000 HP PAR SEMAINE !

C'est de loin la plus importante production anglaise de HP. Premiers en sonorisation et en Haute-Fidélité.

LA "DITTON 15"

enceintes de 36 litres

A 3 ELEMENTS dont le **ABR** nouveau

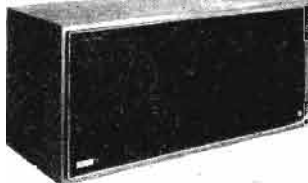
Radiateur auxiliaire de basses avec une résonance à 8 périodes et le célèbre TWEETER B.B.C.

PUISSANCE : 15 WATTS (30 W crête)

Dimensions : 535 x 240 x 235 mm.

**PRIX DE PROPAGANDE
ET DE LANCEMENT**

780 F



STUPÉFIANT! DITTON 25

La Super DITTON 25 fait reculer les limites de la reproduction sonore. Elle a déconcerté tous les spécialistes du monde.

RÉSUMÉ DES CARACTÉRISTIQUES

GAMME TOTALE DE REPRODUCTION 20 Hz à 40 kHz

A ± 2 dB de 60 Hz à 20 kHz

(- 4 dB à 45 Hz)

COMPOSÉE de 5 ELEMENTS : 31 cm Spécial médium.

● ABR 31 cm résonateur de basses.

● 2 tweeters médium aigus à compression - 1 tweeter ultra sonore et les filtres.

Dimensions : 800 x 360 x 280 mm.

PUISSANCE : 25 W (50 W crête).

85 LITRES

IMPÉDANCE : 4-8 Ω.

PRIX 1.750 F

ENCEINTE LONDON "LORD"

Vu la grande réussite et l'immense succès de la DITTON 15, enceinte désormais mondialement connue et réputée, et profitant de l'expérience acquise, nous avons créé une nouvelle enceinte : la LONDON « LORD ».

De dimensions un peu plus importantes, elle comporte le même haut-parleur principal, le même tweeter et les mêmes filtres que la DITTON 15, mais sans A.B.R., c'est-à-dire HP passif.

L'absence de ce dernier est partiellement compensée par un volume plus grand.

Les dimensions de la LONDON « LORD » sont les suivantes : 250x350x600 mm, soit un volume de 52,5 litres.

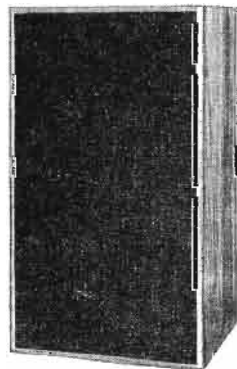
L'insonorisation de cette enceinte a été particulièrement soignée et a été inspirée par les dernières recherches en acoustique.

Voici les caractéristiques essentielles de cette enceinte : **Impédance :**

4/8 ohms - Puissance admissible : 15 watts R.M.S., 30 watts crête -

Bande passante : 30 à 16 000 Hz - Résonance : environ 28 Hz.

Son prix de vente la place très favorablement dans le rapport qualité/prix. — **PRIX NET : 500 F.** — Teck ou palissandre.



BANDES MAGNETIQUES « CONCORDE »

Importées de Grande-Bretagne
QUALITE PROFESSIONNELLE GARANTIE

| | |
|-------------------------------------|-------|
| Double durée - 720 m - Ø 18 cm. NET | 29,00 |
| Double durée - 550 m - Ø 15 cm. NET | 22,00 |
| Double durée - 360 m - Ø 13 cm. NET | 18,00 |
| 550 M. TRIPLE DUREE - Ø 13 cm. NET | 28,00 |

diriger les sons directement sur la zone où se trouvent les auditeurs, et réduire les sons transmis vers les surfaces du plafond réfléchissantes, qui pourraient déterminer les réflexions sonores vers les auditeurs avec des effets gênants de réverbération.

Une inclinaison de l'ordre de 10 à 15° seulement par rapport à la verticale permet de concentrer les sons vers la zone à couvrir en assurant de faibles pertes dans le plan vertical.

Les colonnes ont un assez faible rendement ; un élément a un rendement un peu plus élevé que le haut-parleur à cône disposé dans la colonne, mais ce rendement n'est pas aussi bon que celui d'un appareil à pavillon, à puissance égale. Cependant, en dehors de l'effet directionnel qui constitue un avantage intéressant

de ces colonnes, celles-ci présentent l'avantage secondaire de pouvoir supporter une puissance plus grande qu'un seul élément conique du modèle constituant l'ensemble sonore constitué. Un des éléments à cône est aussi capable de supporter 10 W par lui-même ; il peut encore supporter 10 W, lorsqu'il est monté dans la colonne, mais l'ensemble constitué par six éléments coniques, par exemple peut supporter un total de 60 W.

Il est possible d'établir des colonnes sonores pour les applications de sonorisation sur de grandes surfaces ayant des capacités de puissance de l'ordre de 100 W ou davantage ; on peut très souvent avoir à considérer ce genre de haut-parleurs, non seulement dans les salles de gymnastique, et les grands auditoriums, mais même pour les salles de

danse et des salles de musique « pop » de volume relativement réduit, où, à l'heure actuelle, les auditeurs désirent obtenir un niveau sonore élevé quelle que soit, d'ailleurs, la distorsion qui en résulte.

Des puissances sonores élevées peuvent être transmises à la colonne, et il est possible de couvrir la bande de fréquences très large des instruments électroniques utilisés par ces groupes de musiciens très modernes, de sorte que ces dispositifs constituent des systèmes très importants pour les spécialistes de la sonorisation. Il y a ainsi des colonnes divisées en deux sections avec des éléments tweeter placés à la partie supérieure, et établis spécialement pour ce genre de musique.

R.S.

(Bibliographie Electronics World-Electronics Handbook).

UNIVERSAL ÉLECTRONICS PRÉSENTE EN EXCLUSIVITÉ LES NOUVEAUX MODÈLES 71 DE L'AUDIO-FAIR (Salon de la Haute Fidélité à Londres)

breneil

Marque anglaise de réputation mondiale
NOUVEAUX MODÈLES 1971
TOUT TRANSISTORS SILICIUM

CES MAGNETOPHONES SONT PREVUS POUR FONCTIONNER
24 HEURES SUR 24

MAGNETOPHONE

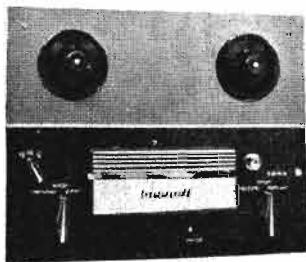
"MARK 6"

CARACTERISTIQUES
PROFESSIONNELLES

- 3 moteurs Papst
- 4 vitesses

2, 3 OU 4 TETES
PUISSANCE DE SORTIE
30 WATTS EN MONO
OU PREAMPLI EN STEREO
GRANDES BOBINES
22 OU 27 cm

PRIX : MONO : 3 000 F
STEREO : 3 300 F



PLATINE
MECANIQUE
NUÉ SANS
ELECTRONIQUE

"TYPE MARK 6"
PRIX A PARTIR
DE : 1.060 F

Celestion Studio Series

APRES LE SUCCES MONDIAL
DES DITTON 15 et 25
VOICI LA

DITTON 120

La plus petite des prestigieuses enceintes CELESTION, la DITTON 120 comporte tous les éléments de la DITTON 15 sous un volume plus réduit encore : 20 litres environ 4 ELEMENTS :

- Grand débattement à membrane traitée et suspension libre.
- Tweeter panoramique B.B.C. à chambre de compression.
- ABR - H.-P. spécial passif.
- Filtre CELESTION.

TOUT CELA DANS UN RAPPORT QUALITE/PRIX ENCORE
JAMAIS ATTEINT. PRIX 630.00

425 x 220 x 195 mm

metrosound

Cette importante firme anglaise fait un bond fantastique en présentant une nouvelle génération d'amplis d'avant-garde, d'une fidélité totale, grâce à l'utilisation de nouveaux circuits et semi-conducteurs moulés, au silicium. Ces amplis à hautes performances possèdent une très large bande passante et un taux d'amortissement exceptionnel. L'excellent rapport qualité/prix est particulièrement intéressant.

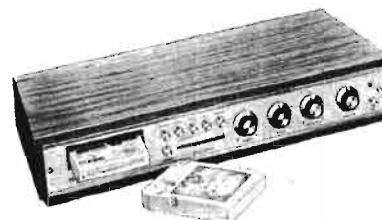
MOD-ST 20

AMPLI
STEREO
INTEGREE
2 x 20 W



Bande passante à ± 2 dB 30 Hz à 30 kHz.
Bande passante totale : 20 Hz à 50 kHz.
Distorsion : 0,4 % - Rapport signal/bruit — 70 dB.

PRIX : 880 F



MOD-SS 30

MEME AMPLI
QUE LE MOD-ST 20
AVEC LECTEUR
DE CARTOUCHE
STEREO 8 PISTES
INTEGRE

En avance d'un an voici la solution HI-FI de demain. La cartouche automatique est la seule pratique. Son défilement à la vitesse de 9,5 permet la reproduction en haute fidélité avec une bande passante de 30 à 15 000 Hz.

● Deux fois plus fidèle que les cassettes standards (défilement à 4,75) et que les disques.

OPERATIONS AUTOMATIQUES

● Changement immédiat ● Départ-arrêt ● Quatre programmes au choix avec enchaînement ou changement manuel à volonté ● Quatre-vingts minutes de programme ou durée illimitée de la même cartouche par déroulement sans fin et sans rebobinage ● Qualité de reproduction supérieure à tous autres moyens. La cartouche 8 pistes STEREO est définitivement adoptée par les pays suivants : U.S.A. - Japon - Grande-Bretagne - Italie - Pays scandinaves, etc. C'est la solution de l'avenir. Un grand choix de cartouches enregistrées est disponible chez les disquaires de France.

PRIX : 1.380 F

MOD-448

AMPLI HI-FI
LECTEUR DE CARTOUCHE
2 x 8 W STEREO

PRIX : 985 F



CONVERTISSEUR 110/220 V - 1 kW 50 Hz alimenté sous 24 volts continus

PARTANT d'une tension continue de 24 volts (batterie d'accumulateurs), ce convertisseur permet d'obtenir une tension alternative à 50 Hz de 110 ou de 220 V, avec une puissance de 1 kW.

Nous donnons également le

déclenché par le multivibrateur, permettant d'obtenir l'énergie nécessaire à l'attaque de l'étage de puissance.

3° Un « circuit d'aiguillage » des impulsions de synchronisation sur chacun des transistors du circuit de puissance.

4° Le circuit de puissance.

Sur la figure 1, les repères A, B, C et D sont les points de connexion du dispositif de remise en phase que nous verrons plus loin.

Les deux transformateurs Tr_1

et Tr_2 présentent les caractéristiques de fabrication suivantes :

Le transformateur de puissance Tr_1 est réalisé sur un noyau double C (deux paires FA35 AD51 « Silicore-Isolectra ») et bobiné sur une carcasse référence 732. Nous avons :

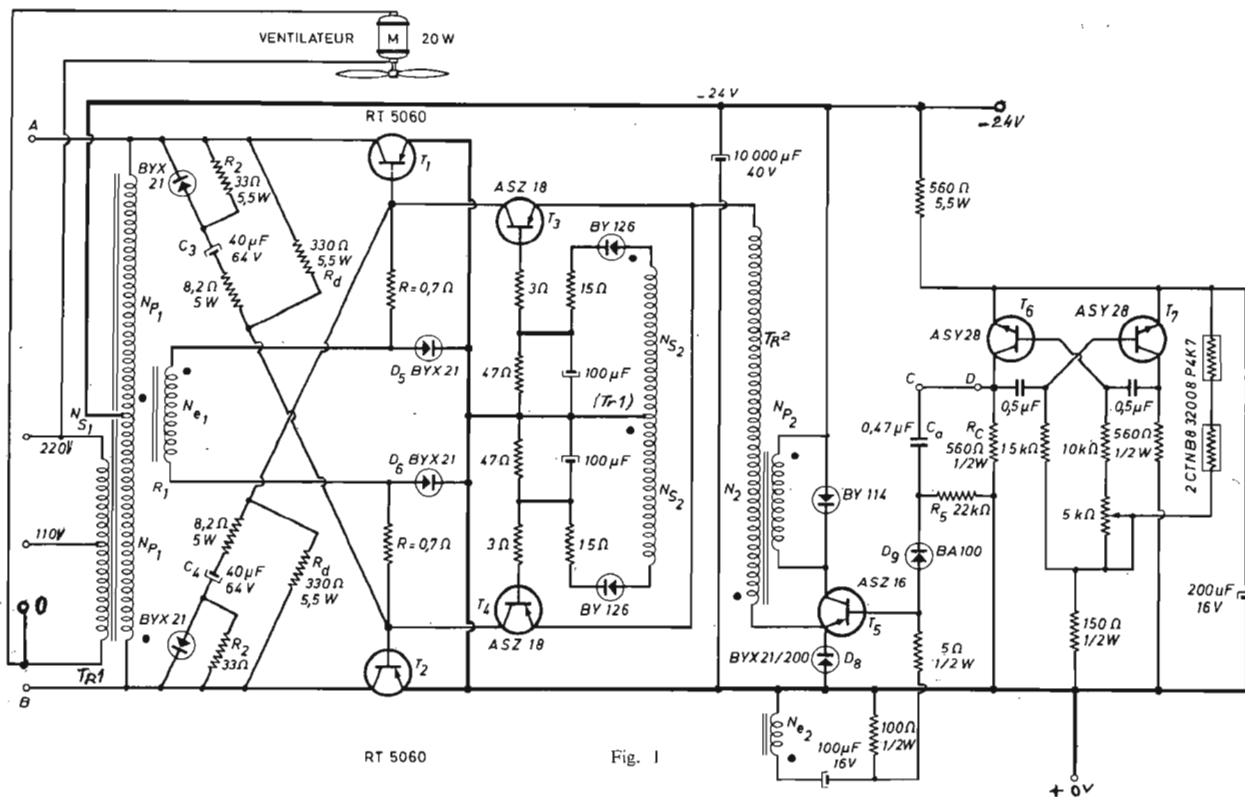


Fig. 1

schéma d'un circuit de remise en phase pouvant s'adjoindre au convertisseur, dispositif très utile dans le cas de surcharges accidentelles susceptibles de se produire en cours de fonctionnement ou même au démarrage.

Le convertisseur proprement dit, dont le schéma est représenté sur la figure 1, est composé des circuits suivants :

1° Un multivibrateur instable constitué par deux transistors NPN (ASY28) fonctionnant sur 100 Hz.

2° Un oscillateur blocking,

BOSCH COMBI

PERCEUSES ELECTRIQUES

ROBUSTES - SECURITE ABSOLUE

NOUVEAU MODELE

| | |
|---|-------|
| E 10 SB 310 W - 10 mm PERCUSSION : 198 F net | 330 F |
| E 21 SB à percussion - 350 W - 10 mm - 2 vitesses disjoncteur | 367 F |
| E 41 SB à percussion - 350 W - 10 mm - 4 vitesses disjoncteur | 391 F |
| E 21 SBO à percussion - 350 W - 10 mm - 2 vitesses variables | 386 F |
| M 41 S Perceuse 400 W - 13 mm - 4 vitesses disjoncteur | 105 F |
| S 31 Scie sauteuse | 110 F |
| S 33 Scie circulaire | 105 F |

...ET AUTRES ACCESSOIRES UTILES AU CHOIX

EXEMPLE DE CREDIT :

M41S + Scie circulaire, 1^{er} versement 130 F
+ 5 mois de 67 F - OU TOUTES AUTRES COMBINAISONS.

SUPERBE BROCHURE EN COULEUR
avec conditions de REMISES et CREDIT 3-21 mois contre 3 T.P. de 0,40

$N_e1 = 11$ spires de fil de cuivre émaillé de 15/10 de mm ;

$N_p1 = 2 \times 41$ spires de fil de cuivre émaillé (câble en toron) d'une section de 14 mm², enroulées en bifilaire (deux câbles en même temps) ;

$N_s1 = 206$ spires en fil de cuivre émaillé de 16/10 de mm (pour 110 V) ; + 206 spires, à la suite, en fil de cuivre émaillé de 12/10 de mm (pour 220 V) ;

$N_s2 = 2 \times 18$ spires de fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm.

(Suite page 168)

CRÉDIT

« BOSCH-COMBI »

POUR TOUTE LA FRANCE
A partir d'un équipement de 430 F
1^{er} VERSEMENT : 130 F
Le reste en 3 à 5 mois.

DEVIS-CREDIT SELON VOTRE CHOIX
Documentez-vous (3 timbres à 0,40)

AEG

NOUVELLES A PERCUSSION

| | |
|--------------------------|-------|
| SB2 - 350 W - 2 vitesses | 286 F |
| SB4 - 350 W - 4 vitesses | 358 F |
| SB4 - 500 W - 4 vitesses | 560 F |

REMISE IMPORTANTE SUR « BOSCH » ET « AEG »

DISTRIBUTEUR **Société RECTA** DISTRIBUTEUR

Fournisseur du ministère de l'Éducation nationale et autres administrations
37, AVENUE LEDRU-ROLLIN - PARIS-12^e - DID. 84-14 - C.C.P. PARIS 6963-99
A trois minutes des métros : Bastille, Lyon, Austerlitz et Quai de la Râpée

EXPEDITION ET SERVICE CREDIT POUR TOUTE LA FRANCE

CRÉDIT

« AEG »

POUR TOUTE LA FRANCE
A partir d'un équipement de 430 F
1^{er} VERSEMENT : 130 F
Le reste en 3 à 5 mois.

DEVIS-CREDIT SELON VOTRE CHOIX
Documentez-vous (3 timbres à 0,40)

LA SEMAINE RADIO-TELE

paraît maintenant sur **100** pages

tous les mercredis

- * Tous les programmes détaillés des stations de radio françaises et européennes (GO, PO, OC, FM, Stéréo).
- * La partie « Magazine » variée, illustrée, familiale.
- * Tous les programmes de **TÉLÉVISION** (ORTF et périphériques).



**ET EN OUTRE
CHAQUE SEMAINE**

VOTRE REDEVANCE O.R.T.F.

REMBOURSÉE

grâce aux

**JEUX de
Pierre BELLEMARE**

Ne manquez pas d'acheter

LA SEMAINE RADIO-TELE

chaque mercredi chez tous les marchands de journaux

1,20 F

CONVERTISSEUR 110/220 V

(Suite de la page 166)

enroulées en bifilaire (deux fils en même temps).

Le transformateur Tr_2 utilise deux demi-pots du type X35-341-S.e (de la R.T.C.) avec une carcasse P405751. Nous avons :

$N_2 = 16$ spires de fil de cuivre émaillé de 40/100 de mm ;

$N_p2 = 80$ spires de fil de cuivre émaillé de 64/100 de mm ;

$N = 20$ spires de fil de cuivre émaillé de 14/100 de mm.

Il convient de noter ici que pour la clarté du schéma, l'enroulement Ns_2 a été représenté à droite, assez loin des autres enroulements de Tr_1 ; mais il est bien évident que pratiquement cet enroulement Ns_2 se trouve avec les autres sur le noyau de Tr_1 .

Il en est de même pour l'enroulement N_2 du transformateur Tr_2 , enroulement représenté sur le dessin au-dessous de Tr_2 .

Les points qui figurent sur le schéma indiquent les débuts des bobinages (pour des enroulements dans le même sens).

Pour les radiateurs des transistors RT5060 (T_1 et T_2), on utilise 15 cm de profilé extrudé type

Les points A, B, C et D se connectent sur les points de mêmes repères de la figure 1, la liaison entre les points C et D de la figure 1 étant naturellement supprimée.

L'oscillateur blocking n'est plus déclenché directement par le multivibrateur T_6-T_7 , mais par l'intermédiaire du transistor T_{11} . Ce transistor T_{11} reçoit normalement sur sa base un niveau de tension lorsque le transistor T_9 conduit.

L'impulsion de tension issue du multivibrateur T_6-T_7 commande, d'une part l'émetteur de T_{11} , d'autre part rend conducteur le transistor T_8 .

Si à la suite d'une surcharge, le transistor T_1 se bloque prématurément, le transistor T_8 est bloqué puisque l'impulsion en provenance du multivibrateur T_6-T_7 est absente. Dans ce cas, la diode D_{10} est bloquée, et le transistor T_{10} est rendu conducteur par l'impulsion négative provenant du collecteur de T_1 après différentiation par C_{11} et R_{24} . Le transistor T_{10} du bistable T_9-T_{10} étant conducteur, T_9 et par suite T_{11} sont bloqués ; ce qui ne permet plus à l'impulsion

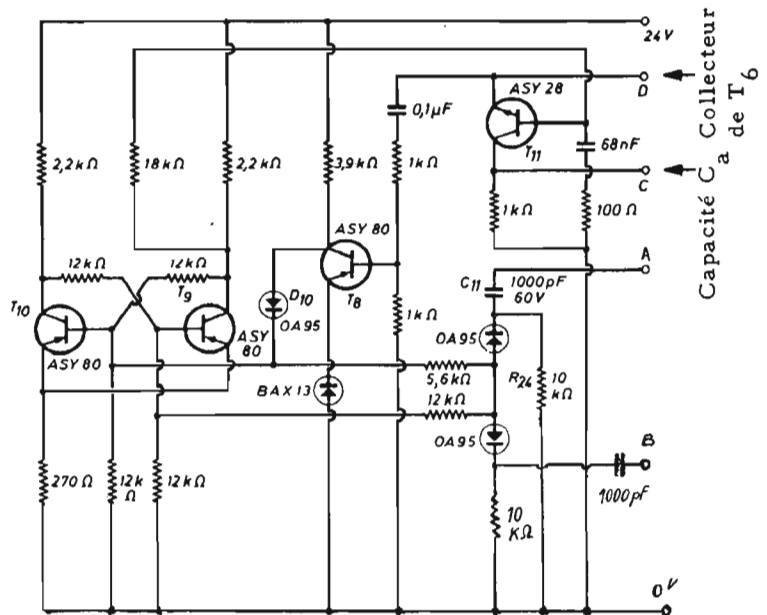


Fig. 2

56231 (R.T.C.) refroidis par un ventilateur dont l'alimentation est prise directement en alternatif à la sortie du convertisseur. Chaque transistor ASZ16 et ASZ18 (T_5 , T_3 et T_4) est monté sur une plaque de 25 cm² d'aluminium de 15/10 de mm d'épaisseur.

CIRCUIT DE REMISE EN PHASE

Ce dispositif dont le schéma est représenté sur la figure 2, permet d'obtenir un pilotage correct en fréquence au moment des surcharges, aussi bien au démarrage que pendant le fonctionnement.

de commande de déclencher le blocking.

A chaque alternance, le transistor T_9 est rendu conducteur par le signal différencié issu du collecteur de transistor T_2 . Ce qui permet une surveillance de phase du convertisseur à chaque période.

Pour terminer, il faut remarquer que ce sont des transistors de puissance capable de fournir des courants de collecteurs de l'ordre de 50 ampères (T_1 et T_2) qui ont permis ce genre de réalisation.

Roger A. RAFFIN.

D'après les Notes d'Applications, référence INA 107 de la R.T.C.

L'auditorium Hi-Fi Radio Stock

DANS notre précédent numéro, nous avons annoncé l'ouverture du nouvel auditorium Hi-Fi Radio Stock, en face du magasin pièces détachées de la rue Taylor, dans le 10^e arrondissement.

Cet auditorium est parmi les plus grands et les mieux aménagés que nous ayons eu l'occasion de visiter. Il occupe en effet une surface de 100 m² et l'on peut considérer qu'il comprend en réalité deux auditoriums distincts et spécialisés, l'un situé au rez-de-chaussée et l'autre en sous-sol.

Une partie de l'auditorium du rez-de-chaussée est visible sur la photo de la vitrine de l'auditorium. La photo 2 représente l'aménagement de l'un des panneaux muraux de cet auditorium plus particulièrement destiné à la démonstration de chaînes Hi-Fi économiques, d'un prix inférieur à 2 000 F.

L'auditorium principal est au sous-sol; le plus grand panneau (photo 3) comprend les différentes paires d'enceintes judicieusement disposées afin d'assurer un effet stéréophonique optimal au centre de l'auditorium ou sont disposés de confortables fauteuils. Le panneau de droite est réservé aux platines de tourne-disques, tuners, et tuners amplificateurs sélectionnés parmi les marques les plus prestigieuses (photo 6).

Toutes les platines de magnétophones dont la mise en service est immédiate, sont groupées sur le panneau de gauche (photo 5).

A l'arrière (photo 4) on remarque le grand pupitre de commande qui permet de sélectionner 40 amplificateurs, 15 platines, 20 tuners, 15 magnétophones et 30 paires d'enceintes. Au pupitre M. Jean-Louis Behar, le sympathique directeur de Radio

Stock qui anime une équipe jeune et dynamique réservant le meilleur accueil aux visiteurs et leur faisant bénéficier de leur compétence technique.



photo 1



photo 2

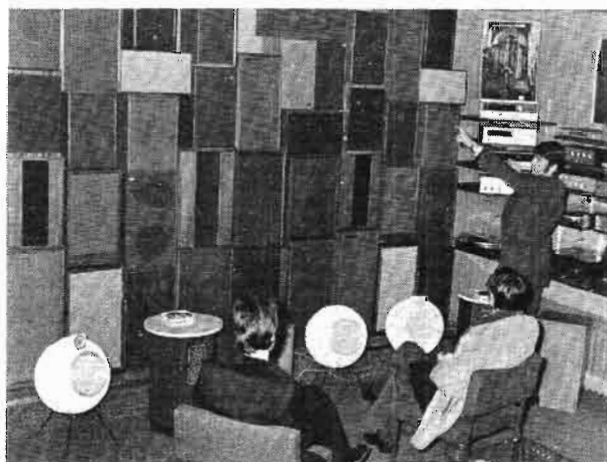


photo 3



photo 4



photo 5

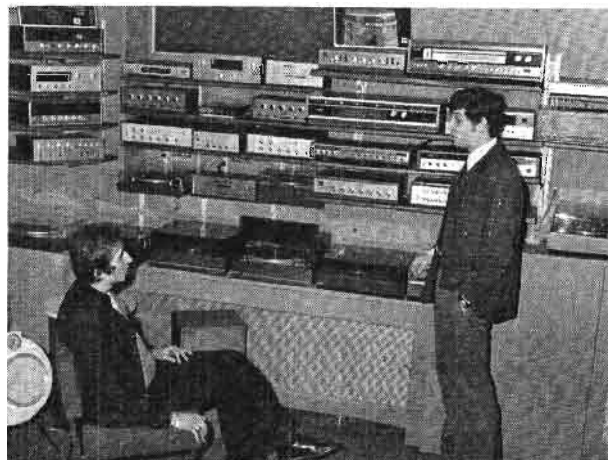
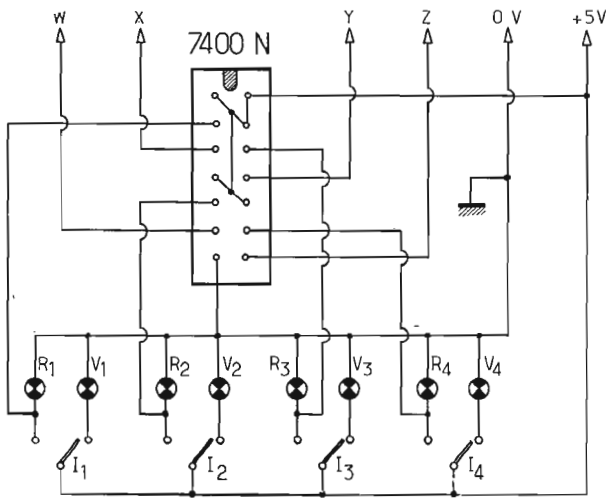


photo 6

BOÎTE DE CONTRÔLE POUR CIRCUITS INTÉGRÉS LOGIQUES



V = VERT
R = ROUGE
LE CIRCUIT EST REPRÉSENTÉ VU DE DESSUS

Fig. 1

PLUS que pour les transistors, il est utile de contrôler avant montage la qualité des circuits intégrés logiques. En effet, lorsqu'il est défectueux, il y a 14 sorties à dessouder ce qui ne va pas sans dommage pour le support de câblage ou pour les éléments voisins. Il y a, bien entendu, la solution du support, mais qui n'est guère pratique pour une réalisation comportant plus de 10 circuits intégrés et ces supports peuvent être source de mauvais contacts. De toute façon, pour mettre le maximum de chance de son côté, il vaut mieux utiliser sur un montage des circuits intégrés fonctionnant parfaitement.

Voici un montage qui permet de contrôler les circuits intégrés logiques TTC, genre SN7400N, 7410N, 7420N, 7402N et 7440N.

Le SN7400N comporte 4 portes de 2 entrées chacune : 4 portes NON-ET.

Le SN7410N a 3 portes de 3 entrées : 3 portes NON-ET.

Le SN7420N a 2 portes de 4 entrées : 2 portes NON-ET.

Le SN7402N a 4 portes de 2 entrées : 4 portes NON-OU.

Le SN7440N a 2 portes de 4 entrées : 2 portes NON-ET.

MATÉRIEL UTILISÉ

- 1 C.I. SN7400N qui fournira les niveaux d'entrée pour les différentes portes à tester.

- 4 supports de C.I. à 14 broches.

- 5 inverseurs 1 circuit.

- 4 voyants rouges pour visualiser les niveaux 0 (avec ampoules 6 V).

- 4 voyants verts pour visualiser les niveaux 1 (avec ampoules 6 V).

- 2 commutateurs 7 positions (au minimum) 1 circuit.

CÂBLAGE DU 7400N DE CONTRÔLE (voir Fig. 1)

Le circuit est représenté vu de dessus :

V = Vert

R = Rouge

Voyant vert allumé : sorties au niveau 1.

Voyant rouge allumé : sorties au niveau 0.

Ce 7400N peut être monté à demeure sur le montage de contrôle ou inséré dans un support comme les circuits à tester.

CÂBLAGE DES SUPPORTS DES CIRCUITS INTÉGRÉS CONTRÔLES (Fig. 1 bis)

Ces supports sont représentés vu de dessus (câblage représenté en deux dessins pour plus de clarté).

CÂBLAGE DES ENTRÉES DES CIRCUITS INTÉGRÉS CONTRÔLES (Fig. 1 bis)

La figure 1 ter montre le repérage des positions sur le commutateur de sortie.

MISE AU POINT

Après vérification du câblage (ne pas inverser les polarités de

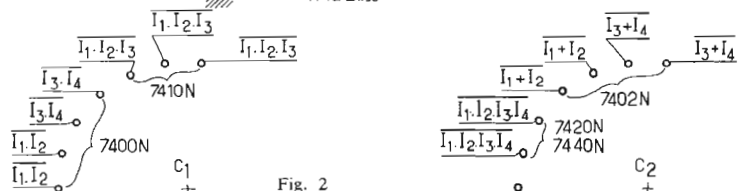
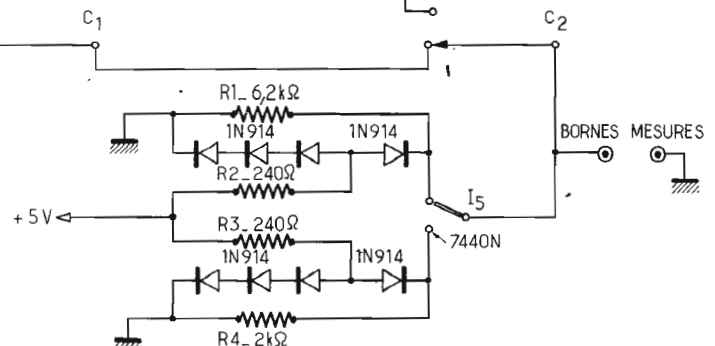
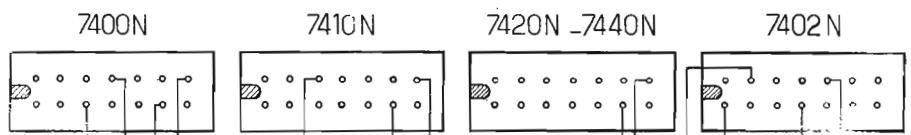
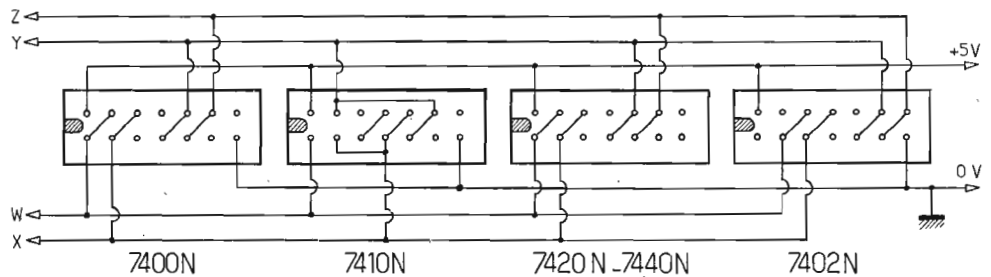


Fig. 2

l'alimentation !) on peut mettre sous tension. Cette dernière doit être de $5\text{ V} \pm 0,25\text{ V}$ continus. On vérifiera ensuite que les sorties du 7400N notées W, X, Y et Z font au moins $2,4\text{ V}$ au niveau 1 et au plus $0,4\text{ V}$ au niveau 0, même lorsqu'elles sont chargées par des circuits intégrés à contrôler.

CONTROLE DES CIRCUITS INTEGRES

Les circuits intégrés SN7440N possèdent 2 sorties capables d'attaquer 30 entrées logiques alors que les autres circuits intégrés ne peuvent en attaquer que 10. L'inverseur I_5 permet donc de sélectionner une charge plus forte sur la position référée : SN7440N.

Les deux commutateurs C_1 et C_2 permettent de sélectionner les différentes sorties des différents circuits intégrés pouvant être contrôlés. Sur chaque position de ces commutateurs, sera indiquée l'équation logique de chaque sortie en fonction des états des inverseurs I_1, I_2, I_3 et I_4 , ce qui favorisera le contrôle.

Chaque sortie au niveau 1 doit avoir une tension, mesurée aux bornes mesures, supérieure à $2,4\text{ V}$ (en général voisine de $3,3\text{ V}$).

Pour le niveau 0 sur ces bornes mesures, on doit trouver une tension inférieure à $0,4\text{ V}$ (en général voisine de $0,22\text{ V}$).

Pour ces mesures, un contrôleur $20\ 000\ \Omega/\text{V}$ est suffisant.

Les circuits contrôlés ici sont les circuits logiques de base les plus employés avec les bascules SN7474N, SN7472N, SN7473N par exemple, qui nécessitent d'autres circuits de contrôle que nous verrons par la suite.

C. TRAJIN

CONVERTISSEUR 144 MHz à F.E.T., sortie en P.O.

(décrit dans le « Haut-Parleur » n° 1 288, page 212, du 15 décembre 1970.)

| | |
|--|--------|
| Module nu avec 2 quartz sans coffret | 230,00 |
| Module nu avec 2 quartz en coffret | 255,00 |
| Module nu avec 1 seul quartz | 205,00 |
| Module nu avec 1 seul quartz en coffret | 230,00 |
| Module nu - sortie 3,5 à 5,5 MHz | 205,00 |
| Module nu - sortie 3,5 à 5,5 MHz en coffret | 230,00 |
| Module nu pour l'écoute de la bande aviation de tourisme - 123,5 MHz | 230,00 |
| Même module en coffret | 250,00 |

NOTICE SUR DEMANDE
Matériel 144-435 MHz BRAUN
Nous consulter

R.D. ÉLECTRONIQUE

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

BIBLIOGRAPHIE

A.B.C. DE LA TELECOMMANDE

par F. PLESSIER

1 volume $15,5 \times 24\text{ cm}$ - 188 pages - 142 figures et schémas - Broche sous forte couverture 2 couleurs - 20 F (franco 20,90 F). Édité par Technique et Vulgarisation. En vente à la Librairie parisienne de la radio, 43, rue de Dunkerque, Paris.

Les matériels de télécommande étant maintenant réalisés et diffusés en grandes séries il n'est plus utile de fabriquer soi-même son ensemble radio ; par contre il est essentiel d'acquiescer le « savoir-faire » et l'expérience nécessaire pour utiliser au mieux un matériel de télécommande.

Jusqu'à présent il existait fort peu d'ouvrages traitant ce sujet. D'autre part, ces ouvrages étaient spécialisés dans la description des montages de radio, ou dans la construction des avions...

A.B.C. DE LA TELECOMMANDE cherche à combler cette lacune et propose un ouvrage de synthèse englobant l'ensemble du sujet et s'efforçant d'en mettre chaque aspect à la portée du débutant. Dans chaque branche il part d'un niveau très simple pour progresser rapidement vers ce qui intéresse directement la télécommande.

EXTRAIT DE LA TABLE DES MATIERES

Courant continu - Courant alternatif - Radio : ondes ; radiodiffusion ; récepteurs ; la lampe ; le tube cathodique ; redresseurs et diodes ; le transistor ; amplis ; oscillateur ; l'équipement de l'amateur...

Télécommande : fréquences autorisées ; portée ; systèmes ; canaux ; servomoteurs ; alimentation... - **Système digital proportionnel.**

Modèle réduit : véhicules terrestres ; bateaux ; avions ; construction...

Les moteurs : réglages ; installation ; carburants ; les hélices...

Théorie du vol : forces aérodynamiques ; performance ; puissance ; stabilité ; gouvernes et commandes... - **Vol en télécommande.**

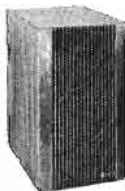
Réalisations pratiques : choix du modèle ; construction ; équipement radio ; essais ; mini-vedette ; motoplaneur ; avion d'entraînement ; voilier...

ERRATUM

EQUIPEMENT EN ALIMENTATION DU LABORATOIRE DE L'AMATEUR

Dans notre n° 1283, à la page 125, une erreur, dont nous prions les lecteurs de bien vouloir nous excuser, s'est glissée dans le schéma de la première alimentation : Comme indiqué dans le texte, le transistor dont l'émetteur est relié aux deux diodes OA85 est un AF125 et non un AC125 ; le transistor suivant marqué limiteur est un ASY29.

MINIX



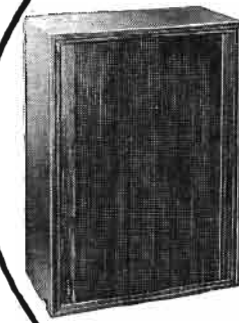
X1



X2



X25



X40



MINI "S"

l'enceinte
SIARE

la condition première
de la vérité musicale

MINIX

Puissance nominale 6 W - Puissance crête 8 W - Impédance Standard : 4 à 8 ohms - Raccordement cordon : 1,50 mètre avec fiche DIN - Coffret bois : noyer d'Amérique - Bande passante : 60 - 15000 Hz - Poids : 1,7 kg - Dim. $235 \times 129 \times 165\text{ mm}$.

X1

Puissance nominale 8 W - Puissance crête 12 W - Impédances Standard : 4/5-8 ohms - Raccordement : bornes à vis - Coffret noyer d'Amérique ou Palissandre - Dim. $260 \times 150 \times 240\text{ mm}$ - Poids : 2,6 kg - Bande passante 40-18000 Hz.

X2

Puissance nominale 12 W - Puissance crête 15 W - Impédances Standard : 4/5-8 ohms - Raccordement : bornes à vis - Coffret noyer d'Amérique - Dim. $520 \times 155 \times 240\text{ mm}$ - Poids : 5 kg - Bande passante : 35-18000 Hz.

X25

Puissance nominale 20 W - Puissance crête 25 W - Impédances Standard : 4/5-8 ohms - Raccordement : bornes à vis - Coffret : noyer d'Amérique - Dim. $560 \times 240 \times 240\text{ mm}$ - Poids 10 kg - Bande Passante : 30-18000 Hz.

X40

Puissance nominale 32 W - Puissance crête 40 W - Impédances Standard : 4/5-8 ohms - Raccordement : bornes à vis - Coffret : noyer d'Amérique - Dim. $550 \times 400 \times 220\text{ mm}$ - Poids : 14,5 kg - Bande passante : 20-20000 Hz.

MINI "S"

Standard : 4 W - Poids : 950 gr - Auto : 6 W - Poids : 1200 gr - Coffret : noyer d'Amérique - Impédance : 4/5-8 ohms - Dim. $214 \times 154 \times 84$ - HP 12×19 .

En vente chez tous les bons spécialistes HI-FI

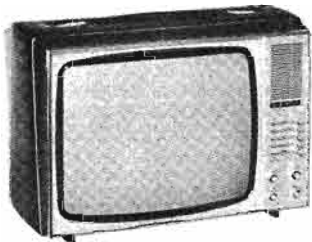
SIARE

17 et 19 rue Lafayette
94-S'-MAUR DES FOSSES
Tél. : 283.84.40 +

NOUVEAUX TÉLÉVISEURS

BARCO

En complément à notre numéro 1281 Spécial Radio-Télévision nous vous présentons quelques-uns des plus récents téléviseurs noir et blanc et couleur de la marque belge bien connue en France Barco.



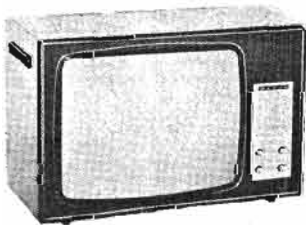
LE GOELAND

Téléviseur portable 44 cm - Tube autoprotégé - Réception des deux chaînes françaises - Préréception des émetteurs par clavier à 5 touches - Haut-parleur frontal - Contrôle automatique de contraste - Présentation luxueuse façon sellier - Exécution skai anthracite - Livré avec antenne télescopique - Alimentation secteur tous voltages.

Dimensions : H 37 cm - P 30 cm - L 51 cm - Poids : 14 kg. Equipement : 6 tubes, 25 transistors, 23 diodes.

Consommation : 135 W.

Modèle existant en version multistandard, référence : GOELAND MS.



LE CAPITOLE

Ecran rectangulaire de 44 cm - Tube autoprotégé - Réception des deux chaînes françaises - Haut-parleur frontal - Commutation par clavier à 5 touches - Ebénisterie vernie polyester - Livré avec antenne télescopique - Alimentation secteur tous voltages.

Dimensions : H 37 cm - P 30 cm - L 51 cm - Poids : 15 kg.

Equipement : 6 tubes, 25 transistors, 23 diodes.

Consommation : 135 W.

Modèle existant en version multistandard, référence : CAPITOLE MS.

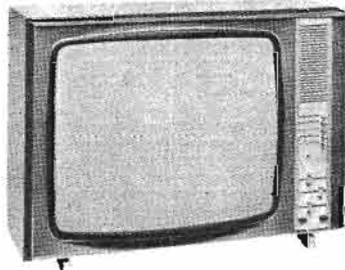
L'ETENDARD

Ecran rectangulaire de 59 cm - Caractéristiques identiques à celles du téléviseur FREGATE - Ebé-

nisterie très luxueusement vernie polyester - Face avant en bois satiné mat - Panneau de commandes or mat - Présentation de grand luxe.

Dimensions : H 54 cm - P 30 cm - L 74 cm - Poids : 36 kg. Egalement livrable en écran 65 cm - T 2502.

Modèle existant en version multistandard, référence : ETENDARD MS.



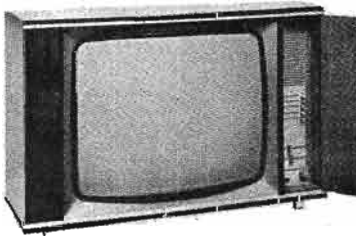
LE BRABANT

Ecran rectangulaire de 61 cm - Tube autoprotégé - Réception confortable des deux chaînes françaises - Sélecteur à 5 touches permettant la préréception des émetteurs - Haut-parleur frontal augmentant l'effet de présence sonore - Ebénisterie façon acajou - Luxueuse et discrète présentation s'intégrant dans tous les intérieurs - Alimentation secteur tous voltages.

Dimensions : H 50 cm - P 38 cm - L 72 cm - Poids : 29,7 kg.

Equipement : 7 tubes, 24 transistors, 28 diodes.

Consommation : 135 W.



LE FREGATE

Ecran rectangulaire de 61 cm - Tube autoprotégé - Réception confortable des deux chaînes françaises - Haut-parleur frontal - Préréception des émetteurs par clavier à 5 touches - Ebénisterie vernie polyester - Portillon cachant le panneau de commandes et fermant à clef - Présentation luxueuse - Alimentation secteur tous voltages.

Dimensions : H 51 cm - P 40 cm - L 79 cm - Poids : 30 kg.

Equipement : 7 tubes, 24 transistors, 28 diodes.

Consommation : 135 W.

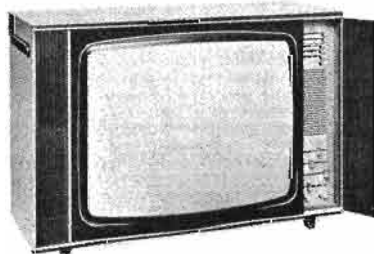
Modèle existant en version multistandard, référence : FREGATE MS.

LES TELEVISEURS COULEUR BARCO

Pour faciliter les interventions de service et leur dépannage, les téléviseurs BARCO sont constitués de plaquettes de circuits imprimés interchangeables, équipées de connecteurs qui permettent un démontage de l'appareil tout en évitant l'emploi d'un fer à souder et le transport du téléviseur dans un atelier spécialisé.

Dans certains cas, une mise au point de la nouvelle platine est nécessaire pour compenser d'éventuelles tolérances par rapport à d'autres éléments de l'appareil, cet ajustement peut s'effectuer sans appareil de mesure ou, dans des cas plus difficiles, à l'aide d'un appareil adapté à ce châssis tel que le SERVICOB.

La platine jugée défectueuse par le technicien ayant procédé à l'intervention, pourra être dépannée à l'atelier à l'aide des schémas et oscillogrammes fournis par le constructeur. Si le dépannage s'avère trop délicat, la platine défectueuse sera envoyée dans un centre de service BARCO où sa remise en état sera effectuée dans les 24 heures.

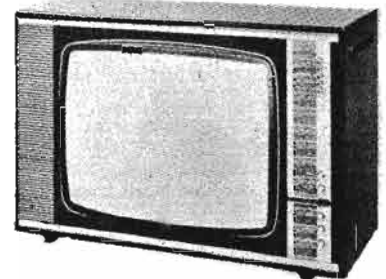


L'ALBATROS

Ecran de 66 cm type « PUSH THROUGH » assurant un effet de présence grâce à la fidélité et à la qualité des couleurs transmises - Réception des deux chaînes françaises et des émissions couleur SECAM - Téléviseur équipé d'un châssis comportant des platines enfichables et interchangeables instantanément - Préréception instantanée des émetteurs par clavier à 5 touches - Réglage du contraste des teintes et de la balance des couleurs - Technique professionnelle - Circuits imprimés - Alimentation secteur 110 à 220 V - Ebénisterie très luxueuse de faible encombrement.

Dimensions : Hauteur 51 cm - Profondeur 48 cm - Largeur 74 cm - Poids : 50 kg.

Equipement : 7 tubes, 57 transistors, 63 diodes - Consommation : 250 W.



LE TC 2202

Ecran de 56 cm type « PUSH THROUGH » assurant un effet de présence grâce à la fidélité et à la qualité des couleurs transmises - Réception des deux chaînes françaises et des émissions couleur SECAM - Téléviseur équipé d'un châssis comportant des platines enfichables et interchangeables instantanément - Préréception instantanée des émetteurs par clavier à 5 touches - Réglage du contraste des teintes et de la balance des couleurs - Technique professionnelle - Circuits imprimés - Alimentation secteur 110 à 220 V - Ebénisterie très luxueuse de faible encombrement - Porte fermant à clef.

Dimensions : Hauteur 51 cm - Profondeur 48 cm - Largeur 74 cm - Poids « 50 kg.

Equipement : 7 tubes, 57 transistors, 63 diodes - Consommation : 250 W.

LE TC 2522

Ecran 63 cm - Réception des deux chaînes françaises et des émissions couleur SECAM - Caractéristiques et présentation identiques à celles du téléviseur TC 2202.

Dimensions : Hauteur 54 cm - Profondeur 51 cm - Largeur 80 cm - Poids : 50 kg.

LE COLORSTAR

Téléviseur multistandard PAL/SECAM - Ecran de 56 cm - Réception de tous les émetteurs européens noir et blanc et couleur PAL/SECAM.

LE COLORCHIEF

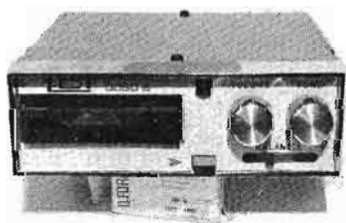
Téléviseur multistandard PAL/SECAM - Ecran de 56 cm - Réception de tous les émetteurs européens noir et blanc et couleur PAL/SECAM.

NOUVELLES PRODUCTIONS HI-FI

LECTEUR DE CASSETTES COMPACTES EDI

LES lecteurs de cassettes compactes sont d'une utilisation intéressante à bord d'une voiture et présentent certains avantages par rapport aux lecteurs de cassettes stéréophoniques à 8 pistes. Certains constructeurs l'ont bien compris et présentent soit des combinés autoradios-lecteurs de cassettes compactes, soit des lecteurs de cassettes simples, tels que le modèle EDI décrit ci-après.

Parmi les avantages du lecteur de cassettes compactes, il faut signaler la possibilité d'auditions stéréophoniques, en particulier lorsque l'on se procure des cassettes compactes enregistrées et surtout celle, pour l'usager, d'enregistrer lui-même la musique de son choix en monophonie et stéréophonie selon le magnétophone à cassettes dont il dispose. Avec un magnétophone classique tel que le Mini K7, l'enregistrement est monophonique.



Le choix du programme enregistré est d'autre part plus facile avec un lecteur de cassettes compactes qu'avec un lecteur à cartouche grâce aux marches avant et arrière accélérées. Un dernier avantage non négligeable est à signaler : l'encombrement plus faible des cassettes compactes.

Le lecteur de cassettes EDI est fourni avec tous les accessoires permettant sa fixation sous le tableau de bord (étrier, caoutchouc antivibration et patte de fixation arrière).

L'appareil est conçu pour un fonctionnement sous 12 V avec négatif de la batterie au châssis de la voiture, ce qui est le cas le plus courant. La mise en marche s'obtient en introduisant la cassette dans la fente jusqu'au déclenchement du mécanisme. Cette opération allume le voyant lumineux rouge situé au milieu de la façade.

Le bouton de gauche règle le volume sonore et le bouton de droite la tonalité. Sur la partie

inférieure, une commande linéaire assure l'équilibrage des deux canaux stéréophoniques, avec indication visuelle.

Une touche spéciale en regard de la fente assure l'arrêt de l'appareil et l'expulsion de la cassette. Cette opération éteint le voyant rouge. Pour le déroulement rapide de la bande magnétique, il suffit d'appuyer sur une deuxième touche, ce qui permet ainsi de sauter les passages retenus sans intérêt.

CHAÎNE STERÉOPHONIQUE TONOKA

Cette chaîne stéréophonique comprend :

- Une platine Garrard SP25 avec cellule Shure, socle et couvercle ;
- Un tuner AM/FM stéréophonique et amplificateur TONOKA ;
- Deux enceintes de 25 W.

La platine Garrard SP25 comporte un mécanisme intégré de commande à distance permettant de soulever ou d'abaisser le bras du pick-up à un moment quelconque durant l'audition. Ce mécanisme est couplé avec l'interrupteur sur le bouton de commande à trois positions : arrêt, marche, bras soulevé. Lorsque le disque est terminé, le bras du pick-

up se soulève automatiquement, retourne sur son repose-bras et le moteur s'arrête.

Les caractéristiques du tuner AM/FM amplificateur de marque japonaise « TONOKA » sont les suivantes :

Entièrement transistorisé (transistors au silicium et à effet de champ). Amplificateur stéréophonique 2 x 20 W. Tuner PO-GO-FM avec décodeur automatique incorporé pour la réception de la radio stéréo. Double réglage de tonalité. Rattrapage automatique commutable en FM (AFC). Voyant stéréo FM. Antenne ferrite incorporée pour PO et GO. Prises pour platine tourne-disque et magnétophone. Sorties pour haut-parleurs adaptées aux enceintes acoustiques de 4 et 8 Ω. Luxueuse ébénisterie noyer. Dimensions : 50 x 12 x 30 cm.

Les deux enceintes sont équipées respectivement de deux haut-parleurs de 21 et 6 cm. Bande passante 50 à 20 000 Hz. Fréquence de recouvrement 4 000 Hz. Présentation coffret noyer d'Amérique, hauteur 45, largeur 25, profondeur 22 cm.

ACCESSOIRES POUR AMATEURS DE HI-FI

Microscope « Colton » : Ce microscope de 14 mm de diamètre

et d'une longueur de 95 mm est destiné à contrôler l'état d'usure des diamants ou saphirs des têtes de lecture. Son emploi est tout indiqué pour changer en temps utile ces éléments en évitant ainsi de détériorer les disques. Malgré ses faibles dimensions ce microscope est équipé de 4 lentilles et sa mise au point est réglable. Son grossissement est de 50.

Compteur pour platines Hi-Fi : Pour savoir de façon précise si un saphir ou un diamant peut être encore utilisé sans risquer d'endommager un disque, la méthode la plus rationnelle consiste à utiliser un compte-tours du nombre de rotations du plateau du tourne-disque. Ce compte-tours totalisateur est commandé à partir d'un petit aimant collé sur le bord extérieur du plateau. Le compteur est disposé à 1 mm de distance environ de l'aimant qui fait avancer le compteur à chaque passage. Une remise à zéro du compteur est prévue lorsque l'on change le saphir ou le diamant. Le temps d'utilisation normale correspond à un secteur orange pour les pointes à saphir et à un secteur vert pour les pointes diamant.

Niveau à eau « Colton » : Fixé par trois vis, ce niveau à eau de précision permet le réglage précis de l'horizontalité des platines de tourne-disques.

Balance pour pick-up : Fabriquée par Colton, cette balance mesure avec précision le poids de l'ensemble tête-cellule depuis 0,5 jusqu'à 5 g. Il suffit de disposer la balance sur le plateau perpendiculairement au bras et de déplacer le bras jusqu'à l'équilibre.



| | |
|-----------------------------|---------|
| AMPLIFICATEUR TONOKA | |
| PRIX | 2 100 F |
| • | |
| LECTEUR DE CASSETTES | |
| EDI-MONO | 370 F |
| EDI-STÉRÉO..... | 420 F |
| • | |
| LOUPE | 25 F |
| • | |
| NIVEAU A BULLE..... | 12 F |
| • | |
| STYLUS COMPTEUR | 55 F |

TERAL S.A.

26 bis, rue Traversière

75 - PARIS - 12^e

TÉL. : DOR. 87-74

(Voir sommaire détaillé p. 64)

RR - 10.08. — M. J.-D. Dodin à Besançon nous demande comment installer un arrêt automatique « fin de bande » sur son magnétophone de marque Philips.

Divers procédés peuvent être mis en œuvre pour l'obtention de cet automatisme. De toutes façons, puisque vous nous dites que la place ne manque pas, il doit donc être aisé de loger un relais ; les contacts de ce dernier pourraient couper le ou les moteurs d'entraînement. L'énergie nécessaire au relais doit aussi pouvoir se trouver facilement dans le montage (il nous faudrait le schéma).

Le plus délicat serait sans doute l'installation du dispositif, essentiellement mécanique, commandé par la bande, dispositif commandant à son tour l'excitation du relais précédemment cité.

Un examen de l'appareil est nécessaire, et nous vous conseillons de consulter un dépositaire de la marque (Philips) qui pourrait

— mieux que nous-mêmes par correspondance — se rendre compte des possibilités de cette transformation, et le cas échéant, vous guider dans le choix des matériels.

RR - 10.11. — M. Daniel Dupire à Arras nous demande comment déparasiter l'alternateur d'une voiture « Renault 16 ».

Un article général traitant du déparasitage des véhicules automobiles a été publié aux pages 206 et 207 de notre numéro 1278.

Comme vous pourrez le voir, divers modèles de filtres spéciaux ont été conçus pour les alternateurs. Mais, dans tous les cas, et même pour un même type de véhicule, des essais sont à faire pour l'obtention de la meilleure efficacité.

RR - 10.13. — M. R. Norguet à Linselles (Nord).

Montage d'une antenne omnidirectionnelle FM.

Nous ne vous conseillons pas de poursuivre votre projet ; avec les éléments indiqués, vous allez vous heurter à de grosses difficultés d'adaptation d'impédances et de mise au point.

Nous vous suggérons plutôt une antenne à deux étages, chaque étage comportant deux dipôles repliés disposés en croix. L'obtention de l'impédance de 75 Ω est ainsi immédiate. Veuillez vous reporter à notre numéro 1025, page 30.

RR - 10.14. — M. Michel Rama à Toulon (Var).

Marimba électronique n° 1271, page 45.

Dans la liste des composants, page 47, à la 17^e ligne, il faut lire : $C_9 = 500 \mu F$.

A la 26^e ligne, il faut lire : $R_{13} = R_{14} = 47\,000 \Omega$.

RR - 10.15. — M. Joël Vanoli à Longvic (Côte-d'Or).

1° Nous ne pouvons pas prendre position concernant vos idées sur la musique électronique. Il vous appartient d'essayer **pratiquement** ce que vous suggérez, ce que nous ne pouvons pas faire à votre place...

2° Nous pouvons vous fournir les numéros du « Haut-Parleur » dont vous avez besoin, sauf si certains d'entre eux sont épuisés. Veuillez donc nous les demander en joignant 3 F par exemplaire.

RR - 11.01. — M. Jacques Roux à Pesmes (Haute-Saône).

Les disques anciens et les disques usagés provoquent, durant leur lecture, un bruit fait de souffle et de crachements, dit bruit de surface. Ce bruit peut s'éliminer — ou s'atténuer — à l'aide d'un filtre passe-bras qui est généralement établi pour deux ou trois fréquences de coupure, ce qui permet de choisir la fréquence la plus efficace.

Un tel filtre peut certainement se monter sur votre amplificateur. Mais pour que nous puissions le

calculer et vous indiquer les points d'intercalation dans le montage, il faut que vous nous fassiez parvenir le schéma dudit amplificateur.

RR - 11.02. — M. Georges Sterlynyck à Amiens (Somme).

Bruit de surface des disques.

Cette réponse rejoint et complète la précédente (RR - 11.01). Le bruit de surface est un défaut de certains disques (hélas, parfois même présent sur des disques neufs). Il est certain que plus un ensemble amplificateur est fidèle, plus les défauts (quels qu'ils soient) des enregistrements apparaissent. Le changement de la cellule lectrice n'apportera aucune amélioration.

Néanmoins, d'après vos explications, il semble bien que votre ensemble préampli + amplificateur ne présente pas une réponse très **fidèle** des aiguës ; cette réponse doit certainement être exagérée, excessive, et partant, non conforme à la réalité.

L'emploi d'un filtre passe-bras à coupure brusque peut apporter une solution dans l'atténuation, voire l'élimination, des bruits de surface. Il n'en reste pas moins que toutes les fréquences **musicales** supérieures à la fréquence de coupure du filtre se trouveront éliminées au même titre que les bruits de surface... et il n'y a pas d'autre solution.

RETOUR SUR L'EMETTEUR 28 MHz (5 W)

La description que nous avons publiée (n° 1283, p. 223) d'un émetteur 28 MHz de 5 W a suscité parmi nos lecteurs un très vif intérêt, si nous en jugeons par le courrier qu'elle nous a valu. En effet, deux indications indispensables à sa réalisation ne figuraient pas dans le texte.

Voici, pour combler cette regrettable lacune, le tableau complet des bobinages utilisés :

$L_1 = L_2$: 12 spires, fil 5/10 mm, émaillé, jointives sur mandrin Lipa, \varnothing : 8 mm, noyau magnétique.

$L_3 = 10$ spires, fil 8/10 mm, espacement 1 mm entre spires, mandrin 8 mm, sans noyau.

$L_4 = 6,5$ spires, comme L_3 .

Robert PIAT
F3XY

TÉLÉVISEURS

2^e main / 2 CHAINES
TOUTES MARQUES

A partir de **250 F**

Garantie totale

TUBES CATHODIQUES
T.V.

| | |
|------------------------------|-------|
| 41 cm...110° | 90 F |
| 44 cm...110° | 85 F |
| 49 cm...110° | 90 F |
| 54 cm...110° | 80 F |
| 59 cm...110° Ceinture métal. | 90 F |
| 59 cm...110° | 90 F |
| 61 cm...110° | 130 F |
| 65 cm...110° | 110 F |

M. MAURICE

Nouvelle ADRESSE

18, rue Le Bua
PARIS-20^e

Ouvert de 10 à 12 h et
de 16 à 19 h 30

Pour votre collection, procurez-vous

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

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

Adressez commande à :

LE HAUT-PARLEUR
2 A 12, RUE DE BELLEVUE - PARIS (19^e)
TÉL. : 202-58-30 C.C.P. 424-19 PARIS

RR - 11.03. — M. Jean Kieffer à Paris (12°).

Clignoteur électronique sur secteur, page 184, figure 1, n° 1278.

Modifications à apporter pour un secteur de 220 V_e; charge 3 A.
 $CR_1 = CR_2 = CR_3 = CR_4 =$
 BYX 38/900 (R.T.C.).

$SCR_1 =$ BTY 79/500 R (R.T.C.).
 $R_2 = 6,8 \text{ k}\Omega$; $R_8 = 47 \text{ k}\Omega$.

RR - 11.04. — M. Jean-Louis Hadier à Salon (B.-du-R.) nous demande la cause du glissement de fréquence des tuners UHF à lampes.

La cause principale est l'élévation de température agissant sur les caractéristiques des divers composants, cette élévation de température étant due en grande partie aux lampes mêmes du tuner.

En conséquence, un tuner à transistors ne « glisse » pas, ou bien moins, à condition qu'il soit par ailleurs installé en un endroit de l'appareil où la température ne varie pas dans de trop grandes proportions.

RR - 11.05 - F. — M. J.-P. Chalencan à Chaumont (Haute-Marne).

Groupement de haut-parleurs.
 1° Vous pouvez utiliser quatre haut-parleurs de 2,5 Ω d'impédance chacun, sans prévoir un amplificateur spécial, et tout en conservant la sortie d'impédance à 2,5 Ω du récepteur.

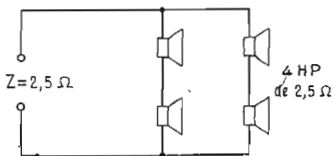


Fig. RR 11.05

Il suffit de réaliser le groupement série-parallèle indiqué sur la figure RR - 11.05 qui présente une impédance résultante de 2,5 Ω également.

2° Il existe des amplificateurs spécialement conçus pour être utilisés à bord d'un véhicule (un car, par exemple) avec microphone pour commentaires (alimentation sur la batterie 12 V). Voir Ets Bouyer B.P. 282, Montauban.

RR - 11.06 - F. — M. Y. Gesbaud à Limoges (Haute-Vienne) utilise le montage décrit à la page 78 du n° 1174 (Fig. RR - 3.49) comme amplificateur d'électrophone... et nous demande comment y adjoindre des réglages séparés graves et aiguës.

Nous vous suggérons d'intercaler, après le condensateur C₂, le correcteur réglable « graves-aiguës » représenté sur la figure RR - 11.06 ci-contre.

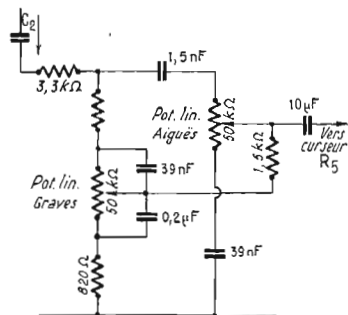


Fig. RR 11.06

RR - 11.07. — M. J.-M. Francz à Orléans (Loiret).

Les transformateurs d'isolement de rapport 1/1 peuvent se trouver chez tous les fabricants de transformateurs industriels (Ferrix, Védovelli, etc.). Néanmoins, dans le cas qui vous intéresse, un transformateur de très petites dimensions peut suffire. Nous pensons que vous devez pouvoir trouver

cela parmi des transformateurs BF des « surplus » (Cirque-Radio ou autres firmes spécialisées). Choisir un type présentant le rapport 1/1 souhaité et ayant un bon isolement primaire-secondaire.

RR - 11.08. — M. Michel Menendez à La Ciotat (B.-du-R.).

Le montage de la figure 5, page 113, n° 1215, peut être employé, en effet, comme amplificateur de millivoltmètre pour courant alternatif. Toutes indications sont d'ailleurs données à ce sujet.

Toutefois, ce montage se prête assez mal à sa transformation en contrôleur universel. Nous avons publié des montages électroniques de ce genre (voltmètre continu, alternatif, ohmmètre) auxquels il serait bien préférable que vous vous reportiez.

RR - 11.09. — M. Joseph Eugénie à Saint-Denis (Seine-Saint-Denis).

1° Le transistor GET 875 correspond au type ASY 27 : $V_{cb} = 25 \text{ V}$; $V_{ce} = 15 \text{ V}$; $V_{cb} = 20 \text{ V}$; $I_{cm} = 300 \text{ mA}$; $P_{tot} = 150 \text{ mW}$.

2° Nous n'avons aucun renseignement concernant les autres semi-conducteurs cités dans votre lettre.

3° Figure 1, page 88, n° 1093.

a) Le condensateur partant du point commun de la résistance de 680 Ω et du potentiomètre « graves » a bien une capacité de 0,2 μF .

b) Dans la connexion partant du collecteur AC107 et aboutissant aux curseurs des potentiomètres, il faut intercaler un condensateur de 100 μF (pôle négatif du côté du collecteur).

4° Nous n'avons décrit aucun générateur délivrant des signaux en dents de scie, rectangulaires et sinusoïdaux sur les fréquences comprises entre 1 et 5 Hz.

RR - 11.10. — M. P. Edmond à Montargis (Loiret).

Il nous est impossible de diagnostiquer à distance la cause du « claquement » sonore qui se produit lors de la mise en service de votre amplificateur. Il s'agit peut-être d'un défaut d'un condensateur de liaison dans la section préampli et amplificatrice, ou d'un condensateur de filtrage ou de découplage de la partie « alimentation »; ou de toute autre cause non décelable par correspondance...

RR - 11.11. — M. Robert Deudon à Louvroil (Nord).

Réalisation de bobinages.

1° Il n'est guère pensable de faire soi-même, sur mandrin Lipa, des bobinages ayant des coefficients de self-induction compris entre 3 et 12 mH.

En effet, cela suppose déjà des bobinages réalisés sous forme de petits nids d'abeilles, d'où nécessité d'une machine à bobiner qui accepte la fabrication à l'unité de tels bobinages.

2° Dans un oscillateur Hartley, la prise sur la bobine correspond au point médian.

RR - 11.14. — M. Serge Vallier à Romans (Drôme) nous demande le schéma d'un bloc de bobinages OC (avec toutes caractéristiques de fabrication des enroulements) réalisable pour l'amateur en vue de la construction d'un récepteur de trafic à lampes.

Nous avons précisément rédigé un article répondant exactement à votre demande. Il a été publié dans notre numéro 1288.

GENERAL HIFI INSTALLATION DE MATÉRIEL HI-FI DE TRES GRANDE CLASSE DANS

TOUTE LA FRANCE POUR NIGHT-CLUBS - DISCOTHEQUES - STUDIOS ET AMATEURS TRES EXIGEANTS

LEAK - AKAI - FISCHER - PIONEER - MAC INTOCH - ALTEC LANSING - QUAD - SME - FRANCK

TABLES DE MIXAGE - AMPLIS DE TRES GRANDE PUISSANCE A TUBES

VOUS PROPOSE UN TRÈS GRAND CHOIX DE MATÉRIEL D'OCCASION

RÉVISÉ ET GARANTI

REPRISE - MATÉRIEL DE DÉMONSTRATION - APPAREILS NEUFS SOLDÉS

AMPLIFICATEURS - TABLES DE LECTURE - ENCEINTES - MAGNÉTOPHONES...

THORENS - QUAD - LEAK - AKAI - REVOX - FISCHER - PIONEER - EMPIRE - SONY - GARRARD
 HARMAN KARDON - SME - CONCERTONE - SANSUI - LENCÓ - DYNACO - GOODMAN - VEGA
 UHER - A.R. - TANDBERG - ESART - B & O - TRIO - KEF - SUPRAVOX - AUDAX - UTAH

Vu l'importance de notre stock il ne sera donné aucun renseignement par téléphone.

GENERAL HIFI

86, rue de l'Eglise - 75-PARIS (15°) - Tél : 533-68-86

NOS MAGASINS SONT OUVERTS DE 10 H 30 A 13 H 30 ET DE 14 H 30 A 20 H

LE LUNDI SUR RENDEZ-VOUS

RR - 11.12. — M. Kolb à Wasselonne (Bas-Rhin) nous demande le schéma d'un réducteur stabilisateur de tension permettant de faire fonctionner un récepteur auto-radio 6 V sur un véhicule à accumulateur de 12 V (tous négatifs à la masse).

Cette question a déjà fait l'objet de la réponse RR - 1.17 - F publiée à la page 175 du numéro 1252 auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

Dans le schéma publié, il s'agissait d'une sortie sur 9 V. Pour l'obtention d'une tension de sortie de 6 V, il suffit de remplacer la diode Zener indiquée par le type BZY96/C6V2 ou par le type BZX29/C6V2.

RR - 11.13 - F. — M. Joël Blandin à Nantes (Loire-Atlantique).

Avec le haut-parleur principal type P24PA15 Audax à votre disposition, l'enceinte bass-reflex à utiliser est le modèle BR150 (sans tunnel d'accord) ou le modèle BR115 (Avec tunnel d'accord).

Les dimensions extérieures de ces enceintes sont respectivement, pour la première 94 x 58 x 36 cm, pour la seconde 87 x 54 x 33 cm. En d'autres termes, les dimensions de l'enceinte indiquée dans votre lettre sont nettement insuffisantes.

Pour plus de détails concernant la construction des enceintes proposées, veuillez vous reporter à notre numéro 1136, page 97.

Au point de vue connexions électriques avec deux tweeters du type TW9, c'est le câblage représenté sur la figure RR - 11.13 qu'il convient de réaliser (tous haut-parleurs en phase).

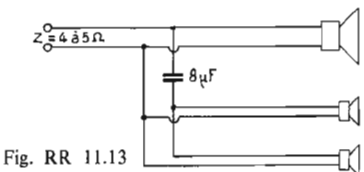


Fig. RR 11.13

RR - 11.15. — M. Lino Mucignat à Garrigues (Tarn) possède un récepteur auto-radio qui souffle...

Ce défaut peut provenir d'une mauvaise installation de l'antenne, d'une insuffisance de cette antenne, ou d'un dérèglement du récepteur (circuits MF et HF).

RR - 11.16. — M. Jean-Pierre Hardy à Combours (Ille-et-Vilaine) a réalisé le générateur de distorsions décrit à la page 148 de notre numéro 1274, avec des transistors OC71 et il ne se passe rien.

Il est évidemment impossible d'apprécier à distance, sans examen de votre montage, la cause exacte de l'absence de distorsions. Mais, si vous n'avez pas fait d'erreur de câblage ou de valeurs des composants, cette cause peut fort bien être l'emploi de transistors OC71. En effet, les correspondants des transistors 2SB175 du schéma sont AC126 ou OC73.

RR - 11.17. — M. Daniel Hébert à Paris (11^e). Antivol n° 1252, page 162.

Nos documentations n'indiquent pas de correspondants pour le thyristor 2SF656. Mais, il est évident que des petits modèles du genre 15/25 V et 1/1,6 A peuvent convenir (voir Ets Radio-Prim).

RR - 11.18. — M. Jean-Pierre Horlin à Quaregnon (Belgique).

Il faudrait tout d'abord nous communiquer le schéma de votre installation téléphonique intérieure privée, schéma détaillé des téléphones d'une part, et des sonne-

ries d'autre part, afin que nous puissions examiner si votre projet est possible.

Par ailleurs, nous aimerions avoir confirmation de la tension de 48 V indiquée dans votre lettre. Pourquoi faire fonctionner les sonneries sous 48 V? Car, nous pensons que les téléphones proprement dits ne fonctionnent tout de même pas sous cette tension!

RR - 11.19. — M. Dominique Durieux à Lyon (9^e).

1^o Nous ne possédons aucun schéma d'oscilloscope utilisant le tube cathodique à votre disposition. Ce tube, certainement assez ancien, se prête d'ailleurs assez mal à la réalisation d'un oscilloscope du fait des tensions d'alimentation très élevées qu'il nécessite.

En outre, les sensibilités verticale et horizontale que vous nous indiquez sont très certainement fausses!

2^o Tout montage de dispositifs RC adaptateurs d'impédances et correcteurs BF se traduit par une atténuation plus ou moins importante du gain, qu'il convient de compenser par un ou deux étages complémentaires d'amplification (le premier étage étant adapté à la « source » BF). Nous avons déjà publié de nombreux schémas de ce genre auxquels vous pourriez vous reporter.

3^o Le mélangeur simplifié décrit à la page 164 du n° 1278 ne permet pas de prévoir une entrée pour un pick-up de type donné et une autre entrée pour un pick-up d'un autre type, etc... Toutes les « sources » BF doivent être du même type. Ou alors, chaque entrée devrait être précédée d'un étage préamplificateur adaptateur et correcteur comme nous vous l'indiquions précédemment.

RR - 11.20 - F. — M. Pierre Dutertre à Audresselles (Pas-de-Calais) nous demande le schéma d'un filtre séparateur pour haut-parleurs (fréquence de coupure de l'ordre de 500 Hz ; impédance de sortie x 8 Ohms).

Le schéma d'un tel filtre est représenté sur la figure RR - 11.20, où nous avons :

$$L_1 = L_2 = 1,6 \text{ mH}; \\ C_1 = C_2 = 50 \text{ } \mu\text{F}.$$

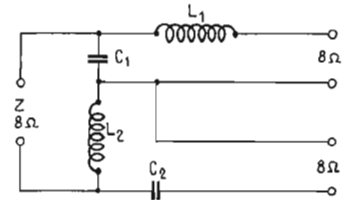


Fig. RR 11.20

RR - 11.21. — M. Edmond Baetz à Paris (7^e).

1^o On ne peut pas alimenter une ampoule au néon de 100 V avec un accumulateur de 12 V. Ou alors, il faudrait réaliser un convertisseur statique à transistors élévateur de tension. De toute façon, il conviendrait de nous exposer en détails ce que vous désirez faire ou obtenir.

2^o La réalisation d'un récepteur de radar n'est pas du domaine de l'amateur.

RR - 11.22. — M. Michel Jouannet à Bois-d'Avray (Yvelines).

Nous ne connaissons pas la correspondance des broches des connecteurs d'alimentation des appareils des « surplus » cités dans votre lettre.

Il y a deux solutions :

a) Votre fournisseur (vendeur des appareils) doit pouvoir vous renseigner.

COFRETUB

Compagnie Française de Reconstruction de Tubes Cathodiques

2, rue du Bastion
59- CAMBRAI - Tél : (20) 81-23-65

TABLEAU DE CORRESPONDANCE ET TARIF PROFESSIONNEL SUR DEMANDE

Représentants-Dépositaires recherchés pour certaines régions

RÉPARATEURS : Ne jetez plus vos vieux tubes !

L'élément le plus coûteux est la verrerie, elle représente plus de 50 % du prix de revient. C'est la raison des prix que peut pratiquer COFRETUB tout en donnant une garantie de 12 mois.

EXTRAIT DE NOTRE TARIF T.T.C.

| | | | | | |
|-------------------|-------|----------------|-------|----------------|-------|
| 49 cm 110° et 90° | F 110 | 59 cm 110° | F 123 | 65 ceint. Mét. | F 237 |
| 54 cm 110° et 90° | F 138 | 59 ceint. Mét. | F 153 | 70 cm 110° S. | F 338 |

Couleur sur devis : 250 à 600 H.T. 59 TWP 221

Toute commande directe accompagnée de cette annonce donne droit à 10 F de réduction par tube pendant trois mois. Cette commande sera livrée directement ou de notre dépôt grossiste.

Avec domiciliation bancaire - Règlement 30 jours après exécution.

Firme _____ Ville _____
Adresse _____ Banque _____

b) En examinant et en suivant le câblage, vous devez pouvoir repérer et identifier les fils et les broches d'alimentation.

3° Ouvrages traitant de la technique des transistors : Veuillez consulter la Librairie parisienne de la radio, 43, rue de Dunkerque, Paris (10°).

RR - 11.23. — M. Philippe Chambrelan à Beaulieu-Honfleur (Seine-Maritime), a l'intention de subir l'examen de radio-amateur et nous demande des renseignements à ce sujet, ainsi que toutes documentations techniques (schémas, etc.) pour la construction de sa station (gamme 144 MHz).

Nous vous conseillons l'achat de l'ouvrage *l'Emission et la réception d'amateur* (7^e édition) dans lequel vous trouverez tous les renseignements et schémas souhaités (Librairie parisienne de la radio, 43, rue de Dunkerque, Paris-10°).

RR - 11.24. — M. Gilbert Storrer à Strasbourg (Bas-Rhin), nous demande comment réaliser une sortie pour liaison à un magnétophone sur la détection « son » de son téléviseur (dont il joint le schéma de cette partie).

Il suffit de connecter un condensateur de l'ordre de 33 nF sur le commutateur S_4 (point commun entre S_4 et P_{51}). Ce condensateur aboutira à une douille de sortie, une autre douille de sortie étant par ailleurs reliée à la masse. La liaison s'effectuera sur l'entrée du magnétophone à l'aide d'un fil souple blindé (blindage à la masse).

RR - 11.25. — M. Arnaud Gacene à Saint-Denis (La Réunion).

1° Vous nous parlez d'un schéma de préamplificateur-correcteur BF qui a été publié dans l'un de nos numéros. Mais dans lequel et à quelle page ?

Comment voulez-vous que nous vous répondions si nous ne savons pas à quel montage précis se rapportent vos questions et si nous ne pouvons pas examiner le schéma.

2° Fournitures de transistors : Veuillez consulter les Ets Radio-Prim, 6, allée Verte, Paris (11°).

RR - 11.26. — M. Jean Vivies à Péguihuan (Haute-Garonne).

1° Théoriquement, la formule utilisée pour la détermination de la constante de temps d'un circuit comportant une résistance et une capacité est le produit $C \times R$ (C en μF ; R en $M\Omega$; résultat en secondes).

Et cela veut dire qu'au bout du temps $C \times R$, le condensateur aura atteint 63 % de sa charge totale.

Cette charge en fonction du temps ne suivant pas une loi linéaire fait que l'on a pu écrire que pour l'obtention de 99 % de la charge totale il faut environ 4,6 fois plus de temps.

2° Documentation concernant les transistors utilisés en émission à faible et moyenne puissance et en donnant les caractéristiques très détaillées : Documentation *Télécommunications*, éditée et vendue par la R.T.C., 130, avenue Ledru-Rollin, Paris (11°).

RR - 11.27 - F. — M. Patrick Joubert à Tours (Indre-et-Loire).

1° Caractéristiques et brochage du tube cathodique 5GP1. Chauffage = 6,3 V 0,6 A; $V_{a2} = 2\ 000$ V; $V_{a1} = 425$ V (concentration); $V_{gw} = -24$ à -56 V (luminosité). Sensibilité : D_1 $D_2 = 1,4$ V/mm; D_3 $D_4 = 2,8$ V/mm. Brochage : voir figure RR - 11.27.

2° Schéma d'une chaîne potentiométrique d'alimentation : Voir HP n° 1149, page 129 (réponse RR - 9.29 - F).

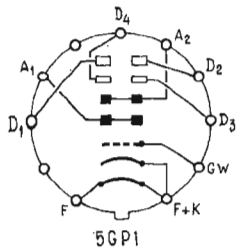


Fig. RR 11-27

LA PLATINE DE MAGNÉTOPHONE AKAI X165D

Les caractéristiques essentielles de cette nouvelle platine d'enregistrement/lecture sont les suivantes :

— Vitesse de défilement : 4,75 ; 9,5 et 19 cm/s (38 cm/s sur demande).

— Variation de vitesse inférieure à $\pm 1,5\%$ sur toutes les vitesses.

— Pleurage inférieur à 0,12 % eff. à 19 cm/s, inférieur à 0,15 % eff. à 9,5 cm/s et inférieur à 0,20 % eff. à 4,75 cm/s.

— Courbe de réponse : 30 à 20 000 Hz à ± 3 dB à 19 cm/s ; 30 à 18 000 Hz à ± 3 dB à 9,5 cm/s ; 30 à 9 000 Hz à ± 3 dB à 4,75 cm/s.

— Rapport signal/bruit : meilleur que 50 dB à 19 cm/s, meilleur que 48 dB à 9,5 cm/s et meilleur que 48 dB à 4,75 cm/s.

— Distorsion à 1 000 Hz (« O » VU) inférieure à 3% pour toutes les vitesses.

— Diaphonie inférieure à -43 dB en stéréo.

— Résistance d'isolement : supérieure à 50 $M\Omega$.

— Courbe d'égalisation conforme au standard NAB.

— Fréquence de polarisation et d'effacement : 60 kHz.

— Indicateur de niveau d'enregistrement par deux vumètres.

— Tête d'enregistrement/lecture à 4 pistes, monoral et stéréo, impédance 1 000 Ω à 1 000 Hz.

— Tête de polarisation à 4 pistes, impédance 5 000 Ω à 60 kHz.

— Tête d'effacement à 4 pistes, impédance 300 Ω à 60 kHz.

— Système d'enregistrement : 4 pistes mono et stéréo à champ croisé.

— Réembobinage rapide AV et AR : 90 s pour une bande de 360 m.

— Niveau de sortie ligne : 1,25 V (« O » VU) pour bande enregistrée à « O » VU.

— Impédance de sortie ligne : 1,5 k Ω .

— Niveau de sortie sur prise DIN : 0,4 V.

— Niveau de sortie prise écouteur : 30 à 40 mV (impédance 8 Ω).



— Niveau d'entrée ligne : 50 mV à 2,5 V.

— Impédance d'entrée ligne : 400 k Ω .

— Niveau d'entrée prise DIN : haut 20 mV ; bas : 0,5 mV.

— Impédance d'entrée prise DIN : haute 400 k Ω ; basse : 70 k Ω .

— Niveau d'entrée micro : 0,5 mV à 50 mV, impédance 150 k Ω .

— Possibilité de monitoring par écouteur stéréophonique 8 Ω .

— Equipé d'un moteur synchrone à hystérésis à 2 vitesses.

— Semi-conducteurs : 12 transistors au silicium et 4 diodes.

— Alimentation sur alternatif 110 à 240 V - 50/60 Hz. Consommation : 55 W.

— Dimensions : 340 x 340 x 230 mm. Poids : 14 kg.

RECTIFICATIFS

Dans notre n° 1288 du 17 décembre 1970. Dans l'article : « Adaptateur haute impédance pour voltohmmètres » la résistance R 13 de 15 000 Ω qui relie à la masse la source du transistor de gauche ne figure pas sur le schéma figure 1.

Dans l'article : « Réalisation du Servolight » sur le plan de câblage figure 4, relier le point commun des émetteurs des deux transistors conformément au schéma théorique de la figure 1.

RADIO-LORRAINE

120, rue Legendre, PARIS (17°) - Tél. : 627-21-01

C.C.P. Paris 13.442-20 - Métro : La Fourche

Magasin ouv. ts les jours de 9 h à 19 h 30 - Fermé DIMANCHE ET LUNDI MATIN

...et vous présente ses **MEILLEURS VŒUX** pour la nouvelle année

CATALOGUE CONTRE 3 F EN TIMBRES

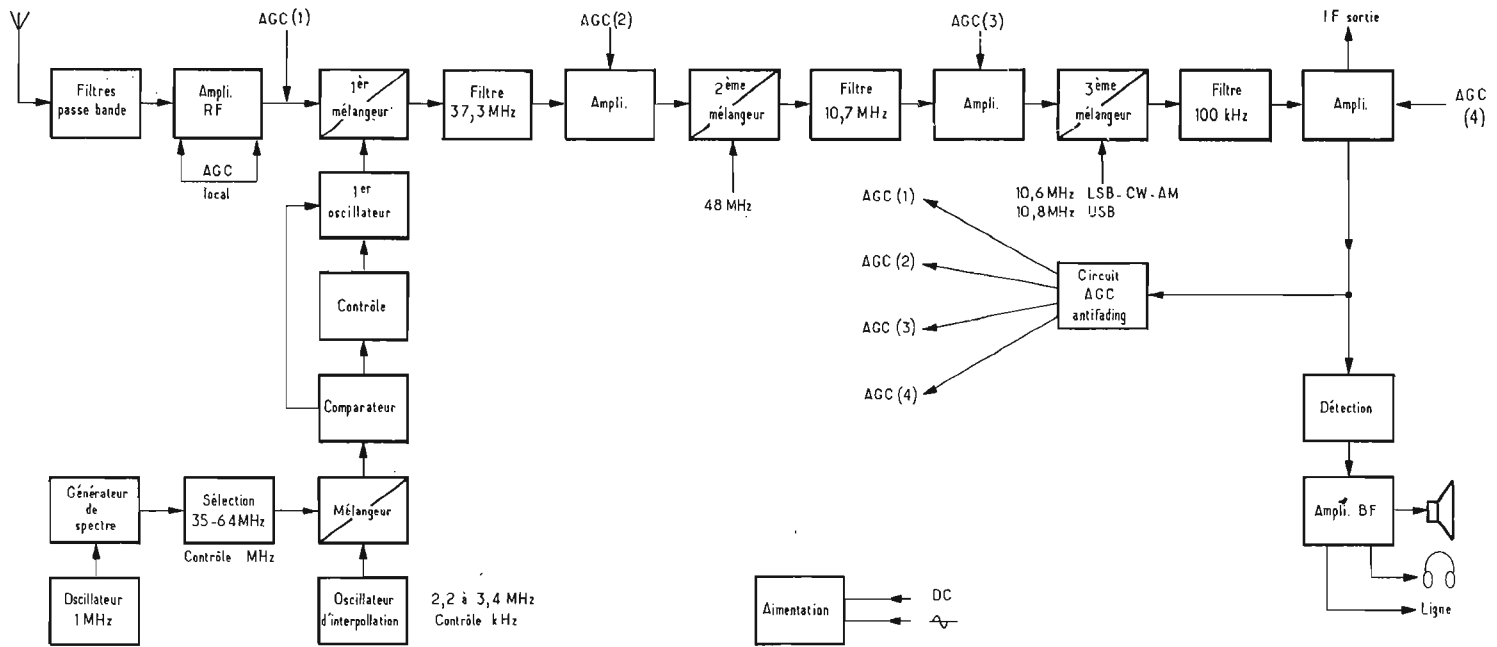
se rappelle à votre bon souvenir...

pour tous vos besoins en matériel radioélectrique

pour détails voir nos annonces de décembre pp. 24 et 25

Le Journal des "OM"

UN RÉCEPTEUR DE GRAND TRAFIC A HAUTES PERFORMANCES ET ENTIÈREMENT TRANSISTORISÉ



SOUS l'appellation de Récepteur PR155, la firme anglaise Plessey, distribuée en France par la société Plessey-France, Division des systèmes radio, offre sur le marché professionnel un récepteur de très hautes performances, entièrement transistorisé et couvrant, sans trou, la gamme de 15 kHz à 30 MHz; la réception est obtenue suivant les modes : modulation d'amplitude avec bande passante variable de 150 Hz à 12,5 kHz; en six positions de commutateur; télégraphie avec injection d'un signal fourni par un B.F.O. (oscillateur à fréquence de battement local) ajustable entre - 8 kHz à + 8 kHz, permettant ainsi de jouer sur la tonalité du signal; SSB avec possibilité de choix entre la bande latérale supérieure et la bande latérale inférieure.

La réception des signaux de téléphonie multiplexée et l'écoute des émissions de télétypes est prévue et ne pose aucun problème.

Un contrôle automatique de gain et un circuit d'antifading à temps de réponse variable en trois gammes (0,1 s; 1 s et 10 s) avec une quatrième position de coupure du circuit de CAG allié à un dispositif de contrôle de gain des étages amplificateurs HF et FI complètent cet équipement dont les performances sont assurément remarquables.

Les six critères qui caractérisent ce récepteur sont les suivants :

- Un accord précis avec une résolution meilleure que 100 Hz.
- Un fonctionnement très facilité : deux accords pour parfaire la réception et deux contrôles d'accord.
- Une haute stabilité dans le temps : une dérive meilleure que 4 Hz à court terme et une

dérive meilleure que 30 Hz après 24 heures de fonctionnement.

d) Une très large gamme de fréquences couverte sans trou de 15 kHz à 30 MHz, ainsi qu'il a été dit plus haut.

e) Un rayonnement parasite réduit au strict minimum (meilleur que 5 μ V).

f) Une plage très large d'utilisations multimodes, en AM ou SSB, DSB et CW.

Présenté sous forme d'un coffret compact, pouvant être incorporé dans un rack standard d'écartement 19 pouces, en utilisant pour ce faire les deux cornières porte-poignées livrées avec chaque récepteur, le PR155 existe en six versions différentes qui offrent les possibilités suivantes : visualisation de la fréquence de travail par un indicateur à tube d'affichage Nixie (7 tubes d'affichage sont utilisés et définissent ainsi une fréquence avec une précision de 10 Hz); un rattrapage automatique de fréquence existe également dans ces versions qui équipent maintenant un certain nombre de stations d'écoute, dans plusieurs pays européens. Une version équipée de circuits à double diversité « FSK » complète cette gamme de récepteurs modernes.

Ce récepteur est donc entièrement transistorisé, au moyen de semi-conducteurs au silicium; sa fiabilité est celle des équipements militaires ou spatiaux utilisant des composants à fiabilité contrôlée.

Si l'on désire résumer ses performances, il suffit de définir : les modes de réception possibles : CW (A1); MCW (A2); DSB (A3); (A3H); USB; LSB (A3A) A3J et A3H; et si l'on utilise ses compléments d'installation : FSK (F1), PhM, FM (F3) Fac Simile (F4); Duplex (F6); ISB (A3B).

La stabilité en fréquence après 4 heures de fonctionnement à la température ambiante est meilleure que 30 Hz et le coefficient de température meilleur que 40 Hz par degré centigrade. La variation de fréquence entraînée par un écart de $\pm 10\%$ de la tension d'alimentation est inférieure à 2 Hz.

Les filtres mécaniques définissant la sélectivité sont les suivants :

- 150 Hz.
- 300 Hz.
- 1,4 kHz.
- 3,5 kHz.
- 6 kHz.
- 12 kHz.

En outre, une 7^e position est libre et permet à l'utilisateur de choisir une valeur particulière de bande passante (par exemple : 550 Hz dans le cas de télétype), et cela sans modification aucune du récepteur.

Le filtre mécanique pour l'écoute de la SSB a une bande passante de 3 kHz et un facteur de forme 1.8 à 1.

La sensibilité à 10 dB est de 0,5 μ V en SSB; à 10 dB est de 2,5 μ V en AM; et à 20 dB est de 0,5 μ V en CW.

Le niveau de bruit est en valeur typique de 8 dB.

Le changement de gamme par bande de 1 MHz est obtenu par un commutateur à 30 positions, l'affichage de la fréquence étant obtenu par l'addition du nombre de mégahertz affiché (ex. 22 MHz) à la fréquence et décalable de 0 à 99 999 (ex. 321 kHz) ce qui donne une fréquence de réception de 22,321 MHz dans le cas de notre exemple.

(Suite page 180)

INDICATEUR D'ACCORD ET SILENCIEUX

Le circuit décrit ci-après combine un indicateur d'accord et un silencieux adaptables à tous les récepteurs à transistors.

L'indicateur d'accord est ici un galvanomètre qui dévie d'autant plus que le signal reçu est puissant. La sensibilité et le zéro réglables permettent d'obtenir une déviation notable, même pour les signaux les plus faibles.

Le silencieux (le « squelch ») coupe la réception si les signaux n'atteignent pas un niveau minimum déterminé par une commande de « seuil ». En l'absence de signal d'amplitude suffisante, le haut-parleur n'émet aucun son.

La veille silencieuse dispense l'opérateur des bruits divers, parasites industriels et atmosphériques, brouhaha des stations lointaines, etc., non utiles au trafic.

ANALYSE DU SCHEMA (figure 1)

La diode D_1 est le détecteur du récepteur.

Le signal BF est disponible en A. Les résistances R_1 et R_2 forment un diviseur de tension BF important et en B le signal BF est fortement atténué avant le transistor Q_1 qui fonctionne en amplificateur à

émetteur commun. Le gain obtenu compense l'affaiblissement précédent, indispensable pour éviter les distorsions de non linéarité dans cet étage BF.

La tension d'émetteur est déterminée par le potentiomètre « Seuil » P_1 . Pour chaque position de P_1 , la polarisation de base est donnée

à travers R_3 . L'état du transistor, bloqué ou non, dépend de cette polarisation, et donc l'amplification BF.

La diode D_2 maintient les caractéristiques du silencieux pour des signaux BF très puissants.

Le signal utile est recueilli en C. La diode D_3 , branchée dans le sens inverse de D_1 , n'a aucune influence pratique sur le circuit d'origine du récepteur. Elle redresse le signal MF et la tension continue naissant en D est amplifiée par l'amplificateur continu Q_2 .

La tension obtenue en E commande l'amplification du transistor BF Q_1 à travers R_3 .

L'état de Q_1 dépend donc de l'amplitude du signal reçu.

La manœuvre de P_1 permet de polariser Q_1 à la limite de l'état conducteur et non conducteur. Les variations de tension continue, amplifiée par Q_2 , sont importantes par rapport à la tension BF divisée. Dans ce montage, Q_1 ne fonctionne plus en amplificateur à gain variable, mais en amplificateur par tout ou rien, d'où l'effet de silencieux.

Un galvanomètre M mesurant la tension en E, qui dépend du signal capté, constitue un indicateur d'accord sensible (voire un S-mètre).

Les essais ont montré que le montage du seul galvanomètre entre E et la masse donnait des indications également en fonction de la température... Pour y remédier il faut monter le galvanomètre M dans une branche d'un pont comportant deux transistors du même type. Q_3 assure la stabilisation thermique du circuit.

M dévie totalement pour une intensité entre 100 et 500 μ A.

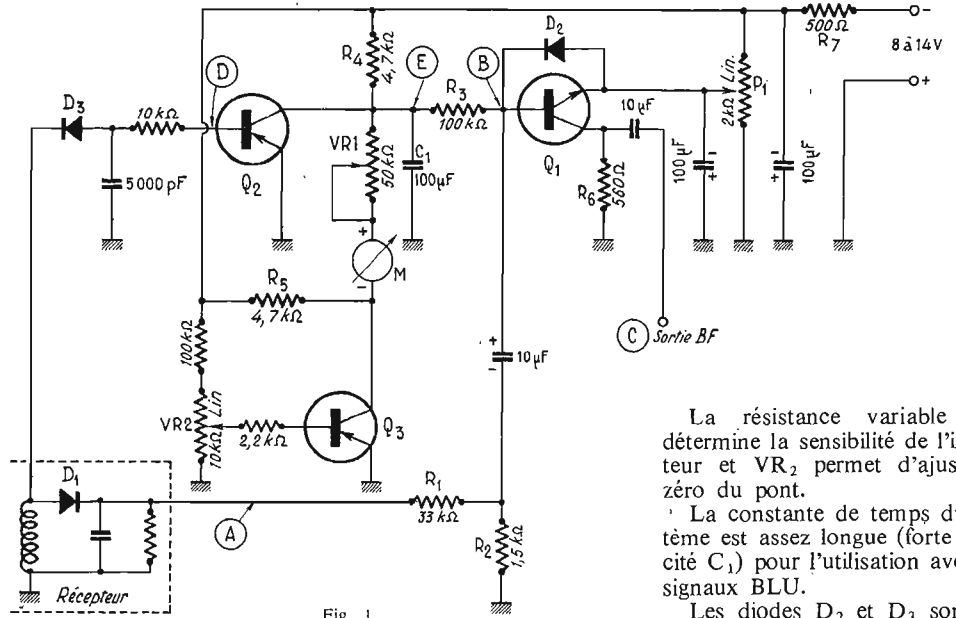
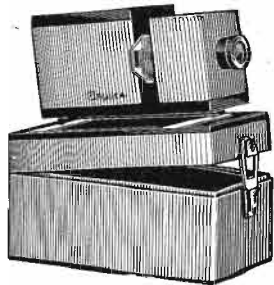


Fig. 1

La résistance variable VR_1 détermine la sensibilité de l'indicateur et VR_2 permet d'ajuster le zéro du pont.

La constante de temps du système est assez longue (forte capacité C_1) pour l'utilisation avec des signaux BLU.

Les diodes D_2 et D_3 sont des diodes au germanium très ordi-



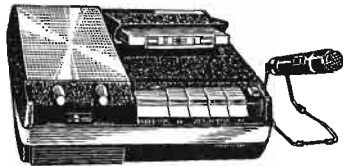
POUR 99 F SEULEMENT (franco : 119)

Ce projecteur PENTACON type Filius IV pour vues diapos 18 x 24, 24 x 36 et en carton 5 x 5, entièrement métallique, gris marteau. Double condensateur, verre anticalorique, objectif MEYER GORLITZ 2,8/80 mm, bleuté, de très haute luminosité. Lampe BA15S, 150 watts, 220 volts. Passe-vue, va-et-vient.

Supplément : lampe 110 volts 15 F

CADEAU AUX 500 PREMIERS ACHETEURS

Un superbe coffret de transport gainé 2 tons : beige et vert, formant table de projection. Dimensions : 280 x 160 x 160 mm. Poids : 3,5 kg.



MAGNÉTOPHONE A CASSETTE JM 12 - 1 WATT

Vitesse de défilement : 4,75 cm/s. 2 pistes. Enregistrement manuel ou automatique. Indicateur de niveau automatique et état des piles. Puissance de sortie 1 W. Bande passante 80 à 10 000 Hz. Clavier à touches. 11 transistors. 5 diodes, 1 thermistance. Moteur à régulation électronique. Alimentation 6 piles torches 1,5 V. Contrôle de tonalités graves/aiguës. Touches combinées stop/éjection automatique de la cassette. Commande à distance marche/arrêt par interrupteur situé sur le micro.

PRIX (franco : 331 F) ... 325 F

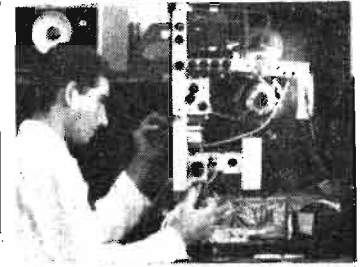
Prix spécial pour commande d'un minimum de 10 pièces

Demandez notre catalogue 1971 PHOTO - CINE - LABO - RADIO « Rien que des affaires » contre 2 F en timbres-poste.

MULLER

14, rue des Plantes, PARIS (XIV^e) - C.C.P. Paris 4 638-33
Expédition rapide contre paiement. Pas d'envoi contre remboursement.

MAITRISE DE L'ELECTRONIQUE PAR L'ETUDE A DOMICILE



COURS PROGRESSIFS PAR CORRESPONDANCE L'INSTITUT FRANCE ELECTRONIQUE

24, rue Jean-Mermoz - Paris (8^e)

FORME l'élite DES RADIO-ELECTRONICIENS

MONTEUR • CHEF MONTEUR
SOUS-INGÉNIEUR • INGÉNIEUR
TRAVAUX PRATIQUES
PRÉPARATION AUX EXAMENS DE L'ÉTAT



BON à découper ou à recopier. Veuillez m'adresser, sans engagement la documentation gratuite (civilité et timbres pour frais d'envoi).

NOM _____

ADRESSE _____

Autres sections d'enseignement : Dessin Industriel, Aviation, Automobile

naires, du type « commutation » ou « détection » (0A85, 1N60, etc.).

Les résistances R_4 , R_5 , R_6 ont une valeur critique (précision 5 %). R_6 dépend du type de Q_1 et se situe entre 300 et 2 000 ohms.

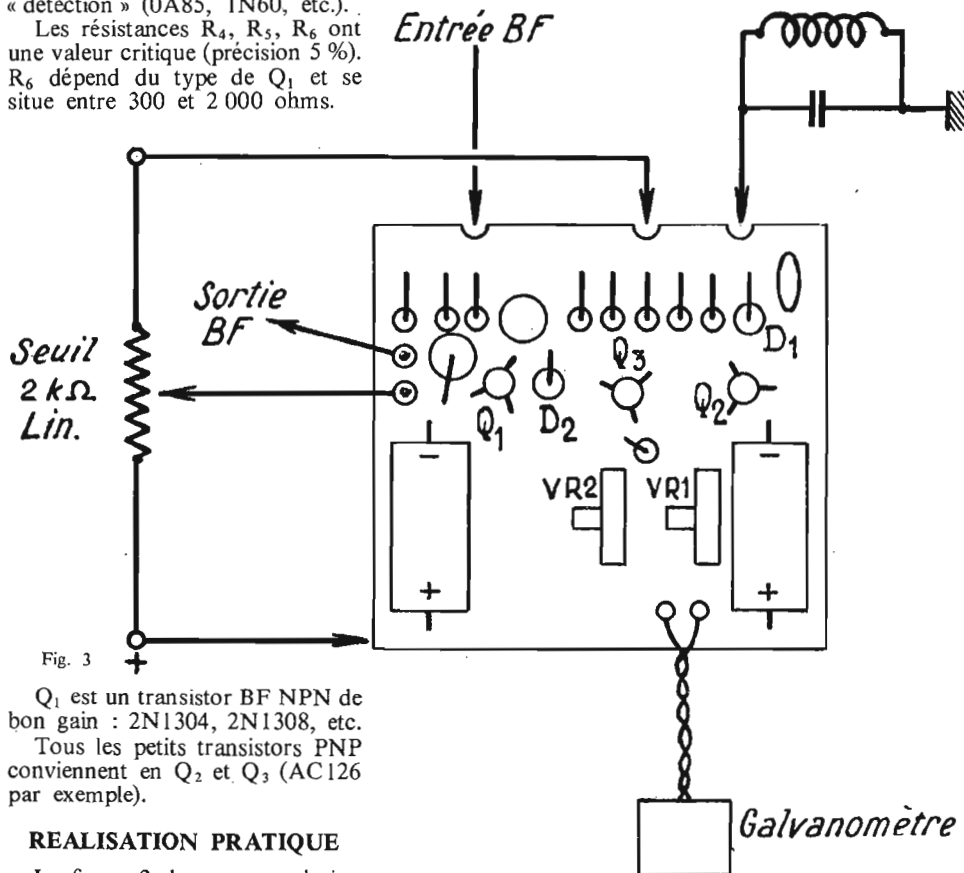


Fig. 3

Q_1 est un transistor BF NPN de bon gain : 2N1304, 2N1308, etc.

Tous les petits transistors PNP conviennent en Q_2 et Q_3 (AC126 par exemple).

REALISATION PRATIQUE

La figure 2 donne une solution

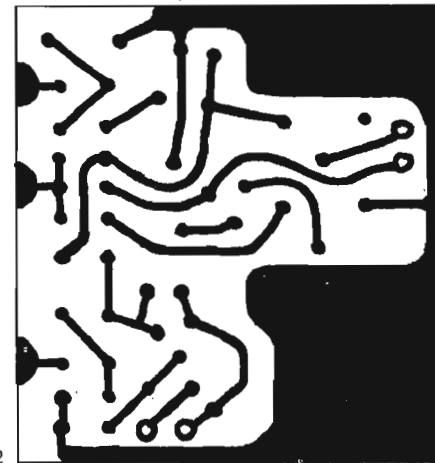


Fig. 2

de circuit imprimé vu coté composants.

La disposition des éléments est figurée en 3.

Les dimensions de la maquette sont 55 × 60 mm.

Le câblage ne pose aucun problème particulier.

Le fonctionnement est correct

pour une tension d'alimentation comprise entre 8 et 14 V. La consommation est infime.

Dans le cas d'un montage avec pôle moins à la masse, il suffit d'inverser toutes les polarités : diodes, transistors et condensateurs.

F. ARNAUD.

UN RÉCEPTEUR DE GRAND TRAFIC

(Suite de la page 178)

A titre indicatif, la longueur du ruban donnant la valeur en kilocycles est de 2,14 m.

Enfin un dépassement de 100 kHz est possible à chaque extrémité d'échelle, le balayage complet d'une gamme comprenant donc : 100 kHz + 1 000 kHz + 100 kHz, soit 1,2 MHz, avec une précision toujours constante.

Un calibrage tous les 100 kHz offre une précision d'étalonnage meilleure que 500 Hz, d'où une erreur de lecture meilleure que 100 Hz.

Ce calibrage est obtenu au moyen d'un maître-oscillateur à 1 MHz fournissant des intervalles de marquage tous les 100 kHz.

Le contrôle automatique de gain apporte une régulation à 3 dB pour un affaiblissement de 130 dB du niveau d'entrée à l'antenne, ce dernier étant de 0,5 μ V.

Trois constantes de temps (0,1 ; 1 et 10 s) sont à choisir quant à la réponse du circuit de CAG.

Une commande de contrôle de gain des étages HF et FI est « sortie » sur le panneau avant et permet d'augmenter l'efficacité du circuit d'antifading.

Le BFO délivre un signal à fréquence variable de 0 à 8 kHz pour l'écoute des différents modes de télégraphie.

L'impédance d'entrée est de 75 Ω et une protection efficace évite la mise hors service du récepteur pour des tensions d'entrée ne dépassant pas 30 V pendant plus de 15 mn.

Une sortie du signal moyenne fréquence (50 mV) sur 75 Ω est disponible.

De même une sortie « ligne 600 Ω » ou 150 Ω permet de transmettre au loin la modu-

lation BF après détection. Un haut-parleur incorporé et une prise pour l'écoute au casque complètent le récepteur. L'impédance du casque est à choisir aux alentours de 600 Ω

— éventuellement 2 000 Ω . Les niveaux de sorties sont les suivants :

- Sur haut-parleur 400 mW sur 15 Ω .
- Sur ligne 10 mW sur 600 Ω ou 40 mW sur 150 Ω .
- Sur casque 7 mW sur 600 Ω .

La réponse en fréquence est de 300 Hz - 12 kHz à 4 dB.

Rappelons que ce n'est pas un récepteur HiFi, mais un récepteur de trafic, et même de grand trafic.

Les rayonnements sont inférieurs à 5 μ V si l'antenne est refermée sur une impédance de 75 Ω .

Le rayonnement du coffret proprement dit n'est pas mesurable et le seul champ décelable l'est par l'aérien. Un indicateur « S-mètre » utilisable en 2 fonctions soit :

- a) Echelle « S » de 0 à 9, correspond à un niveau 1 μ V pour S0 et 100 μ V pour S9.
- b) Mesure de la tension BF envoyée dans la ligne. C'est dans ce cas, non plus un S-mètre, mais plutôt un « vu-mètre ».

La réponse du récepteur aux signaux parasites est telle que l'atténuation est meilleure que 50 dB pour un signal écarté de 10 à 35 kHz, meilleure que 70 dB pour un écart de 35 à 210 kHz et meilleure que 80 dB pour des écarts de 35 à 210 kHz, par rapport à la fréquence de réception affichée.

Les rayonnements internes non essentiels sont inférieurs à 0,2 μ V sur 75 Ω , à l'exception

de signaux de 1 MHz et 21,4 MHz qui constituent les signaux d'oscillations locales.

Le taux de réjection moyenne fréquence est de 75 dB et le niveau de réjection image de 100 dB en dessous de 20 MHz et de 80 dB de 20 à 30 MHz.

Ce récepteur est alimenté sous une tension alternative pouvant aller de 100 à 250 V et sous une fréquence allant de 48 à 420 Hz monophasée. Pour l'alimentation en 24 V un convertisseur est disponible pour rendre autonome cet équipement. La consommation est de 22 W sous 24 V en continu et de 40 VA en 50 périodes.

Le fonctionnement est assuré entre - 20 °C et + 50 °C avec un degré d'humidité de 95 %.

Le stockage est acceptable entre - 40 °C et + 70 °C. Les dimensions du coffret, sans les 2 cornières support de rack 19 pouces sont de 42 × 17 × 43 cm et son poids 17 kg lui permettent un logement aisé tant à bord des véhicules, des navires, des avions et à plus forte raison dans les stations de trafic au sol.

A noter que la construction entièrement modulaire de ce récepteur permet de remplacer instantanément n'importe quel étage déficient. Tous les modules sont embrochables et tous les raccordements autres que les tensions d'alimentations et de commandes sont réalisés par des prises coaxiales à faibles pertes.

Le balayage d'une bande à grande vitesse est facilité par la rotation libre du vernier de cadran que l'on peut lancer ; un bouton de « réglage fin » avec frein, parfait l'accord de la station reçue.