

7 f
296 PAGES
1^{re} ANNÉE - N° 1561 DU 15 JUILLET 1976

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

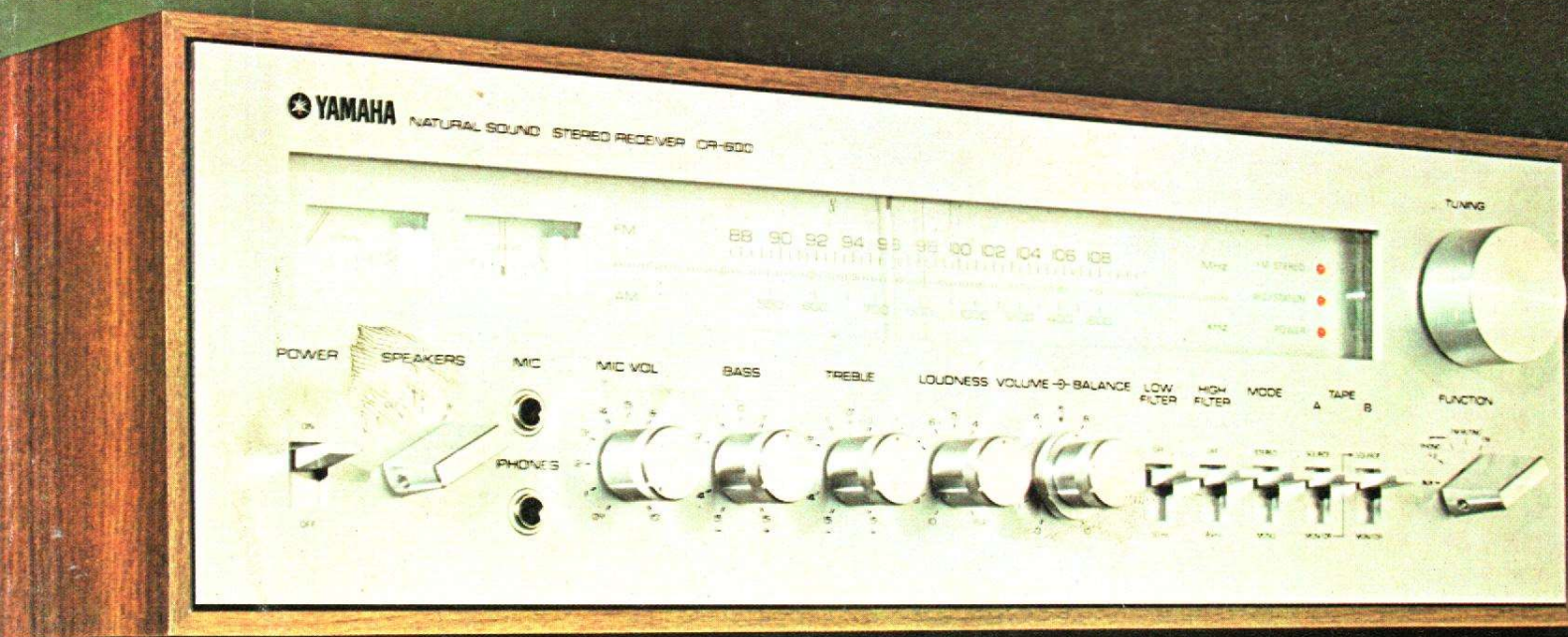
nouveau

L'ARGUS DE L'OCCASION

HI-FI - RADIO - TÉLÉ ET APPAREILS DE MESURE

RÉALISEZ : UN SYNTHÉTISEUR DE FRÉQUENCES UN AMPLIFICATEUR HI-FI DE 2 x 50 WATTS

BANCS D'ESSAI : LE MAGNÉTOPHONE A CASSETTES TC 800 YAMAHA LA CHAÎNE COMPACTE SABA RCK 854



 **YAMAHA** CR 600

SUISSE : 5 FS • ITALIE : 1100 LIRES • ESPAGNE : 125 PESETAS • CANADA 2,25 DOLLARS • ALGÉRIE : 7 DINARS • TUNISIE : 700 MIL

LE HAUT-PARLEUR

sommaire

JOURNAL HEBDOMADAIRE

Fondateur : **J.-G. POINCIGNON**
 Directeur de la publication : **A. LAMER**
 Directeur : **H. FIGHIERA**
 Rédacteur en chef : **A. JOLY**

LE HAUT-PARLEUR HEBDOMADAIRE

couvre tous les aspects de l'électronique avec ses éditions spécialisées :

- (1) **LE HAUT-PARLEUR.** Edition générale vulgarisation. Son. Télévision. Radio. Electronique. Audiovisuel.
- (2) **H.P. - ELECTRONIQUE PRATIQUE.** Initiation des jeunes amateurs, bricoleurs, débutants.
- (3) **H.P. - SONO - Musique - Light Show.** La sonorisation des orchestres et des salles de spectacle.
- (4) **H.P. - ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE.** Au service des ingénieurs, techniciens, industriels. Information et formation permanente.

Au total :
L'ENCYCLOPÉDIE DE L'ÉLECTRONIQUE d'aujourd'hui et de demain.
 La plus forte diffusion de la presse spécialisée à la portée de tous.

Direction-Rédaction :
2 à 12, rue Bellevue - 75019 PARIS
C.C.P. PARIS 424 19

ABONNEMENT D'UN AN COMPRENANT :
 15 numéros HAUT-PARLEUR dont 3 numéros spécialisés :
 Haut-Parleur Spécial Panorama Hi-Fi
 Haut-Parleur Spécial Audiovisuel
 Haut-Parleur Spécial Radiocommande
 11 numéros HAUT-PARLEUR :
 « ELECTRONIQUE PRATIQUE »
 11 numéros HAUT-PARLEUR :
 « ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE »
 12 numéros HAUT-PARLEUR
 « SONO Musique Light-Show »

FRANCE 140 F
ÉTRANGER 205 F

ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresse, soit le relevé des indications qui y figurent.
 ♦ Pour tout changement d'adresse joindre 1 F et la dernière bande.

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS
RADIO-ÉLECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
Société anonyme au capital de 120 000 F
2 à 12, rue Bellevue - 75019 PARIS
Tél. : 202.58.30

PUBLICITÉ

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

SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ

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

BF - Technique générale - HI.FI.

- Le magnétophone à cassette **YAMAHA TC 800**..... 87
- **ONKYO** : un nouveau système de CAF..... 99
- La chaîne « compact » **SABA RCK 854**..... 94
- Deux **2015 SIARE** dans la Transat..... 123

Radio - TV - Technique générale

- A propos du supercolor **GRUNDIG** : description et mise au point d'un décodeur Sécam à circuits intégrés 80
- Qu'est-ce qu'un téléviseur ? 141
- La vidéofréquence et ses applications 167

Electronique - Technique générale

- Les capteurs de déplacement et de commande 135
- Bobinages et condensateurs en courant alternatif 146
- Datathèque du transistor 151
- Discriminateur de fréquence - Démodulateurs à coïncidence..... 156

Réalisations

- En Kit : la sirène électronique **IMD KN 19**..... 78
- Réalisation d'un amplificateur **HI.FI. 2 x 50 W**..... 103
- Un voltmètre pour tension secteur à échelle dilatée..... 110
- Le labo de l'amateur : les ponts de comparaison 115
- Un tachymètre simple pour le réglage du moteur de votre voiture..... 125
- Réalisez un amplificateur de sonorisation..... 128
- Réalisez cet amplificateur **HI.FI.** 199
- Construisez un synthétiseur de fréquence 206

Journal des O.M.

- Les antennes long fil multibande..... 214

Divers

- Nouveautés 75
- Courrier technique 162
- L'Argus de la HI.FI. 183
- Les nouveautés de **CHICAGO**..... 198
- Petites annonces 216

Copyright - 1976
 Société des Publications
 radioélectriques et
 scientifiques

Dépôt legal 3^e trimestre 76
 N° éditeur : 300
 Distribué par
 « Transport Presse »



Commission Paritaire N° 56 701

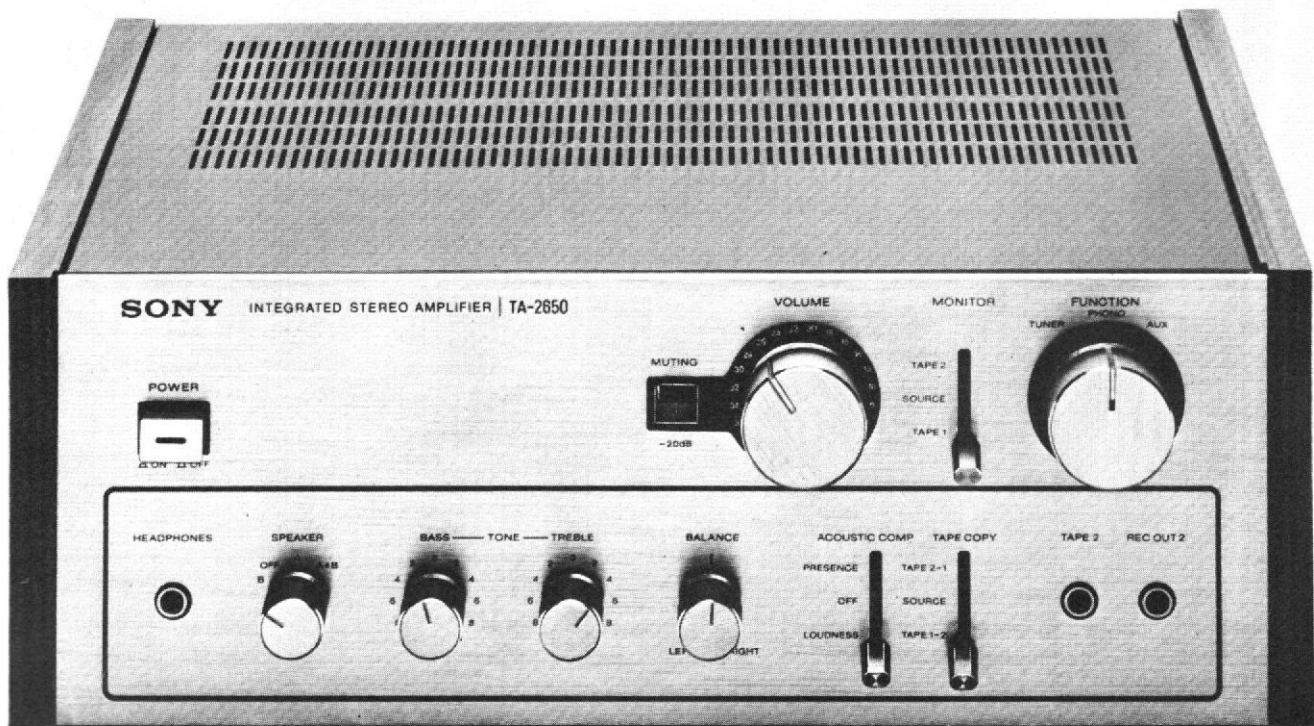
CE NUMÉRO A ÉTÉ TIRÉ A

132 000

EXEMPLAIRES

2 x 45 watts. A ce prix là*, ça va faire du bruit dans les chaumières.

ACG



Les prouesses techniques ont parfois des retombées commerciales. Alors, quand on augmente la puissance, on ne grossit pas forcément le prix.

Regardez la nouvelle ligne des amplis Sony : un 2 x 23 watts (DIN) le TA 1630, un 2 x 55 watts (DIN) le TA 3650. Mais parlons du modèle intermédiaire, le TA 2650, 2 x 45 watts (DIN).

Il a tout ce qu'il faut où il faut : un bloc d'alimentation plus puissant (distorsion inférieure à 0,2%), un nouveau dispositif à circuits intégrés (entrée phono à 1 kHz - 200 mV), un compensateur acoustique améliorant la qualité de l'écoute, une

prise de magnéto frontale, un dispositif de copie de bande indépendant de l'écoute.

Et si votre voisin vous téléphone, vous appuyez sur la touche "muting", celle qui enlève d'un seul coup 20 décibels.

C'est bien simple, à ce prix là, les Sony arrivent même à séduire ceux qui ne veulent pas les entendre.

*1580 F. Et c'est un Sony. (prix en vigueur au 1.5.1976).

SONY.

17-21, rue Madame-de-Sanzillon - 92110 Clichy.

Ces appareils sont en démonstration permanente au Salon Sony, 66 Champs-Élysées - Tél. 359.06.64 et 06.58.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

LE TUNER LEEP T 101



Ce tuner est équipée d'une section FM et d'une section AM à deux gammes d'ondes : PO, GO. Un grand cadran lumineux permet de lire avec précision la fréquence choisie.

Caractéristiques en FM

Sensibilité : $0,8 \mu\text{V}$
Séparation des canaux : $> 36 \text{ dB}$
Rapport signal/bruit : $> 40 \text{ dB}$
Distorsion : $< 0,8 \%$
Niveau de sortie : 350 mV réglable
Filtre éliminateur de souffle.

DEUX NOUVEAUX APPAREILS LUXMAN



Ampli-tuner R-1500 AM/FM

Section amplificateur :
Puissance : $2 \times 75 \text{ W}/8 \Omega$
Réponse en fréquence : $15 \text{ à } 35\,000 \text{ Hz}$
(-1 dB)

Distorsion harmonique : $0,05 \%$ entre 20 et $20\,000 \text{ Hz}$.

Section FM :

Sensibilité : $1,8 \mu\text{V}/98 \text{ MHz}$
Sélectivité : $70 \text{ dB}/\pm 400 \text{ kHz}$, $100 \mu\text{V}$ mono
Rapport signal/bruit : 70 dB
Séparation en stéréo : 40 dB (1 kHz)
Distorsion harmonique totale : $0,3 \%$ (mono), $0,4 \%$ (stéréo).

Section AM :

Sensibilité : $200 \mu\text{V}/\text{m}$
Rapport signal/bruit : 50 dB
Distorsion harmonique totale : $0,6 \%$.



Amplificateur stéréo Hi-Fi L-100

Puissance : $2 \times 110 \text{ W}/8 \Omega$
Réponse en fréquence entre 20 et $20\,000 \text{ Hz}$: $0,05 \%$
Rapport signal/bruit : -97 dB
Entrées : photo et 2 : 3 mV ; tuner : 180 mV ; auxiliaire 1 et 2 : 180 mV ; phono cristal : 450 mV
Rapport signal/bruit (phono) : 65 dB .

LA NOUVELLE CAMÉRA SANKYO ES-44XL

Cette caméra permet de filmer en lumière faible, de réaliser la macro cinématographie dont les fonctions sont à transmission électronique.



Caractéristiques techniques

Super 8 en chargeur standard
Objectif : F 1,2 de $8,5$ à 34 mm
Distance minimum de mise au point : 5 cm
Zoom : automatique et manuel : 4 fois (5 s à 18 im/s)
Viseur : extra lumineux type reflex
Mise au point par télémètre à champ coupé
Vitesses de défilement : $9, 18, 36 \text{ im/s}$ et vue par vue
Déclenchement à commande électromagnétique
Filtre incorporé (type A)
Alimentation par 4 piles alcalino-manganèse
Dimensions : $190 \times 74 \times 143 \text{ mm}$
Poids : $1\,100 \text{ g}$ avec film et piles
Accessoires : intervallo-mètre, télécommande radio et à câble, retardateur, etc.

Notre couverture :



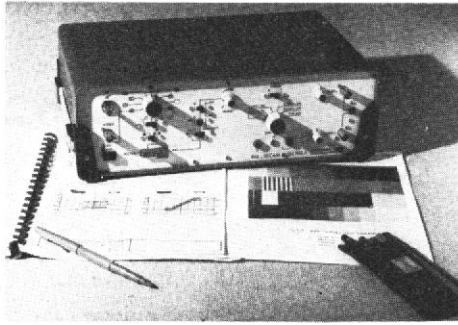
CR-600

TUNER-AMPLI

A.M./F.M.

- Déjà primé au Japon, il a surclassé ses rivaux lors de tests comparatifs (tirés à part sur demande) par sa technologie, sa présentation et son excellent rapport qualité/prix.
- **TUNER :** Sensibilité $1,6 \mu\text{V}$ - S/B linéaire/pondéré. $69/72 \text{ dB}$ (Mono) $58/69 \text{ dB}$ (Stéréo). Rapport de capture $1,4 \text{ dB}$ - Réjection F.I. : 90 dB - MA : 57 dB - Sélectivité : 75 dB - BP : $30-15\,000 \text{ Hz}$.
- **PRÉAMPLI :** Rapport S/B entrée haut niveau lin/pond : $90/95 \text{ dB}$ - entrée Phono : $69/74 \text{ dB}$.
- **AMPLI :** $2 \times 50 \text{ W}$ ($8 \text{ à } 38\,000 \text{ Hz} \pm 1 \text{ dB}$) $2 \times 25 \text{ W}$ ($6 \text{ à } 75\,000 \text{ Hz} \pm 1 \text{ dB}$) D.T.H. : $0,03 \%$. Temps de montée $5 \mu\text{sec}$. Facteur d'amortissement : $50 (8 \Omega)$.

LA MIRE PAL/SECAM GX 952 A



Récemment présenté par la Division Instrumentation Metrix, à Annecy, membre du G.I.E. Instruments et Composants ITT, le générateur de mires de télévision GX 952 A a été étudié pour offrir aux techniciens, sous un volume compact, des signaux-types de très bonne qualité pour la mise au point et le dépannage des téléviseurs PAL/SECAM.

Une seule touche permet de passer de l'image composite PAL à la même image SECAM. L'interprétation des images et des signaux est simple.

Chaque système comporte les commandes spécifiques au réglage des platines de décodage PAL, ou au SECAM.

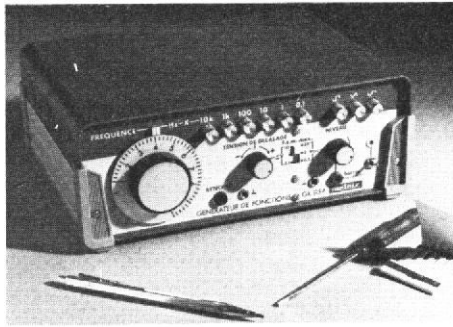
En PAL, par exemple, coupure des vecteurs ou anti-PAL ($\pm U + V$) pour réglages des détecteurs synchrones, du démodulateur PAL ou de la phase de ligne à retard.

En SECAM, les sous-porteuses sont asservies à chaque ligne à un pilote à quartz permettant un réglage précis des discriminateurs, zéro et linéarité. L'identification peut être supprimée. Les préaccoutumances vidéo-chrominance et courbe anti-cloche sont aux normes.

Une particularité intéressante réside dans la souplesse du choix du système français, CCIR, OIRT avec la commande du sens de modulation positive ou négative et le son 5,5 - 6,5 ou 11,15 MHz modulé en AM ou en FM.

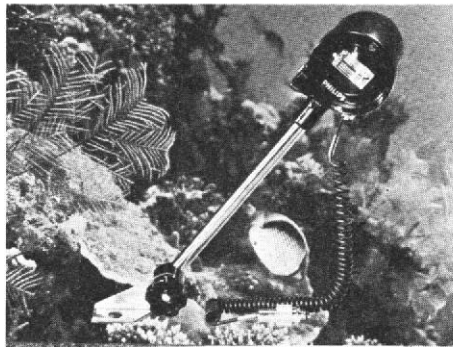
LE GÉNÉRATEUR DE FONCTIONS MÉTRIX GX 115 A

Il présente la particularité d'offrir les principales formes de tension, sinus, carré, triangle, dans la plage de 0,1 Hz à 100 kHz, pour un prix très compétitif inférieur à 1 500 F.



Malgré cela, il comporte de nombreuses possibilités que n'ont pas toujours des appareils nettement plus chers : par exemple, double système d'atténuation par une commande progressive de près de 40 dB et un atténuateur à bandes de 20 à 40 dB permettant d'utiliser l'appareil à niveau signal/bruit ; de même, un offset réglable $\pm 10 V$; enfin, possibilité de vobulation par un appareil du même type.

LE FLASH ÉLECTRONIQUE SOUS-MARIN PHILIPS PSFO 120



Cet appareil ne s'adresse pas seulement au domaine de la plongée sous-marine mais peut trouver de nombreuses autres applications telles que la voile, le canoë-kayak et, d'une façon générale, tous les loisirs et les sports de la mer ou de l'eau. De même, les spéléologues, archéologues, océanographes, industriels, médecins etc., trouveront dans le **Flash électronique PSFO 120**, l'outil adapté pour des prises de vues dans des milieux humides, en atmosphère corrosive et, d'une façon générale, partout où une étanchéité et une protection totales sont requises.

Caractéristiques

Prise de synchronisation conçue pour l'appareil photo « Calypso Nikkor ». Nombre guide pour 21 DIN (= 100 ASA) : 25 en extérieur soit environ 14 dans l'eau.

Deux systèmes d'alimentation : par 4 piles alcalines de 1,5 V type crayon ou bien par 4 accus nickel-cadmium de 1,5 V rechargeables par le bloc chargeur Philips PRU010.

Intervalle entre 2 éclairs : environ 7 s

Autonomie : 250 éclairs

Angle du faisceau lumineux : 55° vertical et 70° horizontal permettant ainsi de couvrir le champ d'un appareil 24 x 36 équipé d'un 28 mm

Température de couleur : 5 600° Kelvin
Larges possibilités d'orientation du flash (verticalement et latéralement) grâce à 2 boutons moletés très faciles à manœuvrer dans l'eau

Lampe témoin de charge

Possibilité d'essai manuel de déclenchement de l'éclair

Hublot protégé par une couronne extérieure

Utilisable jusqu'à une profondeur de 120 m

Dimensions de la tête du flash : 95 x 115 mm

Poids : 1,1 kg

Densité assurant la flottaison

DEUX NOUVEAUX APPAREILS SCHLUMBERGER



Le fréquencesmètre 2610

Dans le but de mettre à la disposition de sa clientèle un appareil économique et d'une très grande facilité d'emploi, Compteurs Schlumberger lance sur le marché un nouveau fréquencesmètre, type 2610, permettant des mesures de fréquences dans une plage s'étendant de 5 Hz à 120 MHz avec une sensibilité comprise entre 30 mV eff. à 10 MHz et 100 mV eff. à 120 MHz.

Il est équipé d'un filtre passe-bas 10 kHz commutable depuis la face avant, offrant l'avantage de pouvoir éliminer les parasites généralement rencontrés en milieu industriel ce qui facilite les mesures en BF en présence de bruits HF.

L'affichage s'effectue sur 8 chiffres par diodes électro-luminescentes avec positionnement automatique de la virgule.

Un commutateur à glissière à trois positions permet de sélectionner la gamme de mesure en Hz, kHz, MHz ce qui correspond à 3 temps de comptage : 10 s, 1 s, 0,1 s avec une résolution de 0,1 Hz - 1 Hz - 10 Hz.

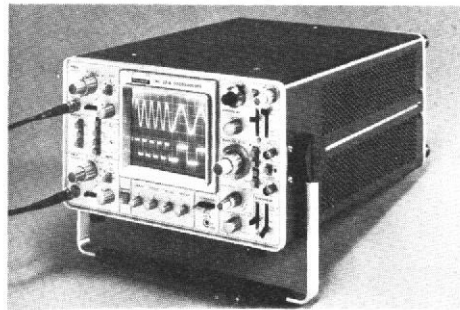
Présenté dans un boîtier identique à ceux des compteurs de la série 2600, son très faible volume et son faible poids, 2,700 kg, en font un appareil d'une extrême maniabilité.

Fiabilité, économie, performances et très grande facilité d'emploi sont incontestablement les grandes qualités de ce nouveau fréquencemètre qui peut être utilisé sans aucun risque de fausse manœuvre.

Alimentation secteur : 110 - 127 - 220 - 240 V \pm 10 %

Dimensions : 92 x 190 x 283 mm

Poids : 2,700 kg.



**L'OSCILLOSCOPE COMPACT
5210 SPECIAL TV**

Cette firme vient de présenter à Mesucora un nouvel oscilloscope qui conserve comme ses prédécesseurs toutes les possibilités en utilisation conventionnelle, avec en supplément des dispositifs de traitement de signaux de synchronisation TV.

En effet, la base de temps B1 peut être déclenchée au choix par : trames paires, trames impaires, toutes trames, toutes lignes et lignes tests. La base de temps B2 peut être déclenchée par une ligne choisie dans la trame.

Principales caractéristiques

2 voies 85 MHz

Trainage : \leq 1 %

Tube cathodique très lumineux de 8 x 10 cm

Standard : 525 - 625 - 819 lignes

Sensibilité : 10 mV/div. à 10 V/div., \pm 3 %

Sortie signal vertical : amplitude 25 mV/div. environ

Bande passante : 0 à 30 MHz

Impédance de sortie : 50 Ω

Alimentation secteur 100 à 134 V ou 199 à 269 V

Dimensions : 165 x 315 x 410 mm

Poids : 10 kg environ

LE MULTIMÈTRE NUMÉRIQUE AOJP MULTI 1000



Mesures en 22 calibres protégés de 1 mV à 1 000 V en continu et alternatif, 1 μ A à 1 A en continu et alternatif, 0,1 Ω à 10 M Ω . Résistance d'entrée constante 10 M Ω . Précision : $>$ 1 % en volt continu. Polarité automatique, clignotement de l'affichage en dépassement de gamme. Double protection par dispositif électronique et fusible associés. Test rapide des semi-conducteurs en ohmmètre.

Présentation : table, de prise en main facile, boîtier anti-choc.

Dimensions : 160 x 110 x 50 mm.

Poids : 0,9 kg.

L'ENREGISTREUR D'IMAGES VISOR 3D



Présenté par la société Soro Electro Optics le Visor 3D est un enregistreur d'images vidéo sur papier ou film photosensible et auto-développant ou développable thermiquement. Il utilise la technique d'enregistrement par modulation et balayage d'un faisceau laser.

Principales caractéristiques

Définition : 1 500 points/ligne

Largeur image : 150 mm

Bande passante de modulation : 300 kHz sans atténuation

Fréquence ligne : 0 à 200 Hz (dent de scie)

Vitesse du papier : 0 à 0,1 m/s.

Principales applications

Imagerie Sonar : dragage de mines, recherche pétrolière, ressources sous-marines.

Imagerie infrarouge : thermographie médicale, thermographie industrielle.

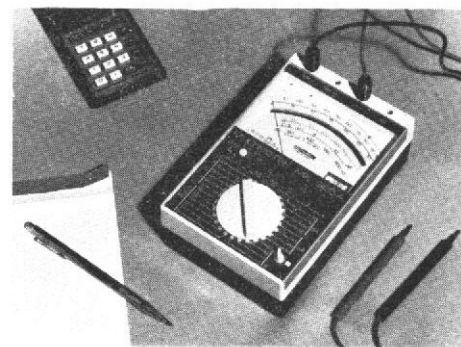
Produits dérivés : téléphoto, fac simulé, terminal de chaîne vidéo.

Accessoires :

- développeur thermique en ligne,
- magasin de réception étanche pour développement différé.

Le Visor 3D peut également être utilisé en enregistreur de signaux rapides : bande passante 1,5 kHz pour 15 mm d'amplitude.

LE MULTIMÈTRE ÉLECTRONIQUE MÉTRIX MX 325 A



Cet instrument se caractérise principalement par sa très haute sensibilité : 1 mV fin d'échelle en V AC et V DC, soit 10 μ V par graduation. L'étendue des mesures qu'il couvre est très importante : 1 mV AC et DC pleine échelle à 300 V, impédance d'entrée 1 et 10 M Ω ; 10 μ A AC et DC fin d'échelle (1 graduation = 100 nA) à 3 A et les résistances de 2 Ω à 100 M Ω .

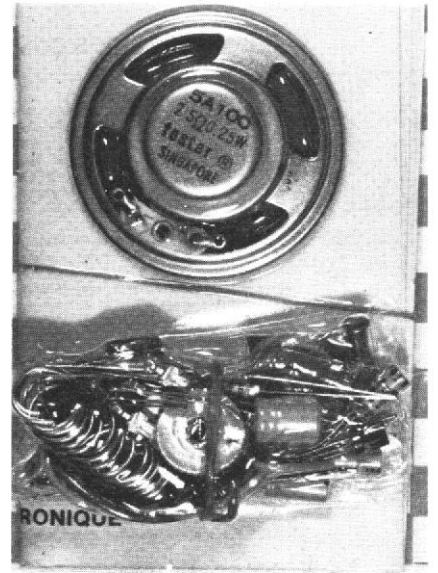
Il est équipé d'un système qui décèle et affiche automatiquement la nature du courant, continu ou alternatif, et en continu indique la polarité par rapport au commun.

En plus de ses qualités de multimètre, le MX 325 A est doté d'un filtre qui assure, lors de sa mise en service par bouton-poussoir fugitif, une excellente réjection de l'alternatif ; également la composante continue d'un signal alternatif peut être éliminée en utilisant une entrée spéciale.

L'alimentation est assurée par 6 piles de 1,5 V (CEI - R14) et l'autonomie est de 500 heures environ. Un commutateur spécial permet un auto-contrôle de l'état des piles et du bon fonctionnement de l'instrument. Le MX 325 A occupe un volume restreint de 120 x 72 x 190 mm et sa masse est de 0,7 kg.

En kit La sirène électronique

IMD KN 19



LES sirènes électroniques sont très appréciées des amateurs, sans doute parce qu'elles permettent moyennant l'assemblage de quelques composants de concrétiser un effet sonore surprenant.

Le modèle que nous allons décrire est proposé sous la forme séduisante de kit et permet, en effet, de délivrer sur un haut-parleur, un son analogue à celui des sirènes mécaniques. Deux réglages sont prévus, l'un de profondeur de modulation, l'autre de puissance de sortie.

LE FONCTIONNEMENT

Cette sirène est essentiellement constituée de trois parties distinctes, un oscillateur à fréquence très lente, un oscillateur de base et un amplificateur basse fréquence simplifié.

En effet pour que la note de base émise puisse varier, il faut la moduler très lentement, c'est le rôle de l'oscillateur à déphasage résistance, capacité qui équipe le transistor T_1 .

Cette technologie permet de n'utiliser qu'un seul transistor qui délivre en sortie un signal sinusoïdal propre à restituer les variations de fréquence que nous recherchons.

L'entretien des oscillations d'un tel montage est rendu

possible grâce à un réseau déphaseur équipé de cellules cascades $R_1, R_2, R_3, C_1, C_2, C_3$, disposé de la base du transistor T_1 au collecteur.

Le transistor possède un gain relativement important qui permet de compenser l'affaiblissement apporté par ce réseau.

Les transistors T_2 et T_3 forment un multivibrateur destiné à engendrer la note basse de la sirène qui se situe vers 1 kHz.

Ces deux transistors sont montés en type émetteur commun.

L'entretien des oscillations est dû à la présence des condensateurs C_4 et C_5 , disposés de la base d'un transistor au collecteur du transistor suivant.

Dans un tel circuit, la note ou fréquence engendrée dépend essentiellement de la valeur des condensateurs C_4 et C_5 et de la valeur des résis-

tances de polarisation R_8 et R_9 .

Afin de produire les glissements de fréquence nécessaires à la restitution du « signal » de sirène, cette polarisation n'est pas fixe, mais variable et est commandée par le signal du premier oscillateur.

Ce signal à fréquence variable imitant le bruit de la sirène est alors prélevé sur le circuit collecteur du transistor T_3 grâce à un potentiomètre miniature qui fait office de contrôle de volume.

Les transistors T_4 et T_5 constituent l'étage amplificateur proprement dit.

Il s'agit d'un montage Darlington qui simplifie le circuit, tout en conservant un gain important.

Le transistor T_5 est un transistor de puissance qui devra, en cas d'utilisation à pleine puissance être doté d'un petit refroidisseur (petite plaque

d'aluminium destinée à refroidir le transistor).

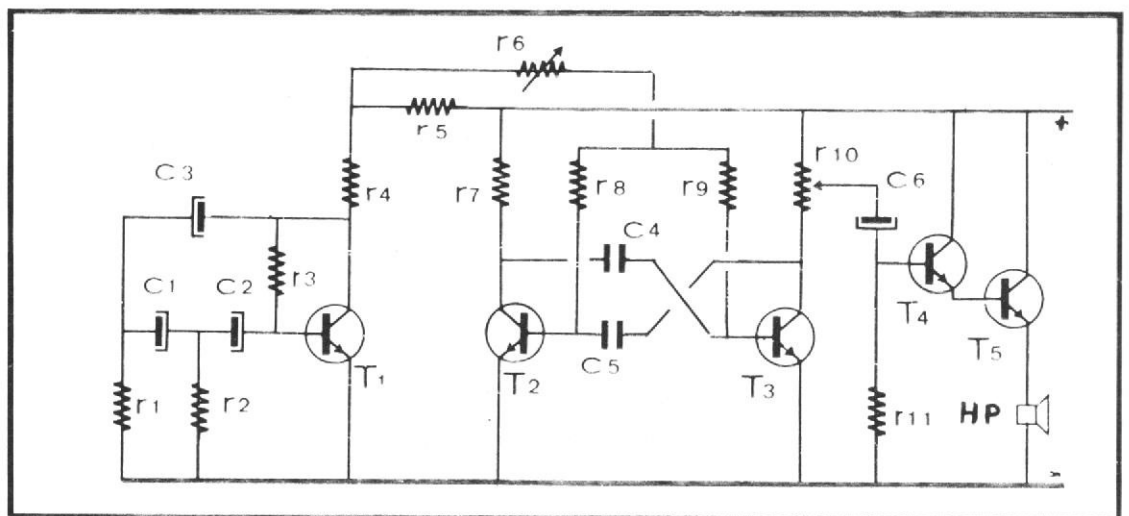
Les tensions BF transmises à la base du transistor T_4 par l'intermédiaire du condensateur C_6 , sont amplifiées par l'étage polarisé par la résistance R_{11} .

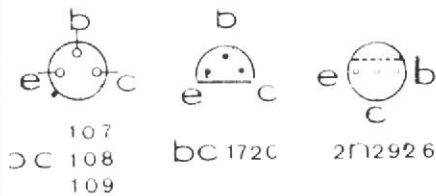
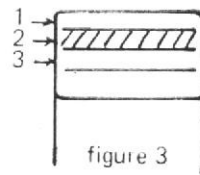
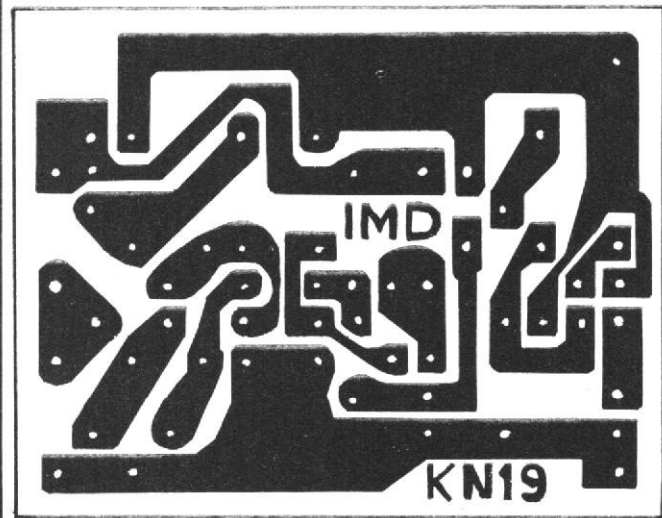
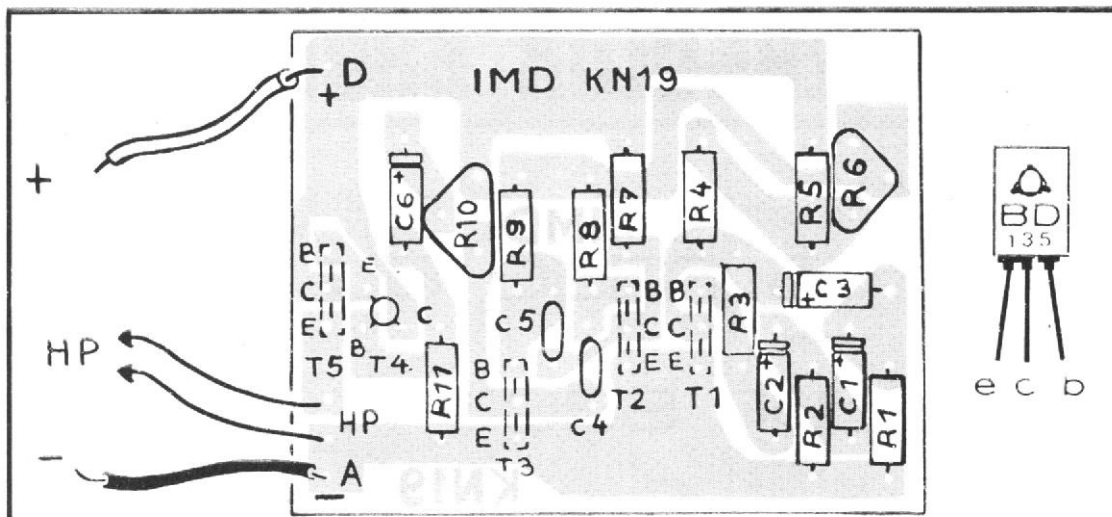
L'alimentation générale de la sirène s'effectue sous 9 à 12 V de tension procurée par des piles ou bien des accus suivant la puissance exigée.

LE MONTAGE

Pour le câblage nous vous conseillons de vous servir d'un fer à souder « Stylo » de 40 à 50 W.

Avant d'effectuer toute opération de soudure, il faudra prendre soin de détailler tous les éléments constitutifs à l'aide de la liste des composants, et notamment veiller à





peine de destruction immédiate des transistors de l'étage basse fréquence.

Par ailleurs, si la tension d'alimentation est portée à 12 V et que la sirène est employée à pleine puissance il conviendra de munir le transistor de sortie d'un refroidisseur. D'autre part **en aucun cas** il ne faudra utiliser un haut-parleur d'une impédance **inférieure à 8 Ω** au risque de détériorer le montage.

LISTE DES COMPOSANTS

- 1 circuit imprimé
 $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, orange)
 $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, orange)
 $R_3 = 220 \text{ k}\Omega$ (rouge, rouge, jaune)
 $R_4 = 4,7 \text{ k}\Omega$ (jaune, violet, rouge)
 $R_5 = 4,7 \text{ k}\Omega$ (jaune, violet, rouge)
 $R_6 = 220 \text{ k}\Omega$ ajustable
 $R_7 = 2,2 \text{ k}\Omega$ (rouge, rouge, rouge)
 $R_8 = 47 \text{ k}\Omega$ (jaune, violet, orange)
 $R_9 = 47 \text{ k}\Omega$ (jaune, violet, orange)
 $R_{10} = 2,2 \text{ k}\Omega$ ajustable
 $R_{11} = 15 \text{ k}\Omega$ (marron, vert, orange)
 $C_1 = 10 \mu\text{F}/12 \text{ V}$
 $C_2 = 10 \mu\text{F}/12 \text{ V}$
 $C_3 = 10 \mu\text{F}/12 \text{ V}$
 $C_4 = 10 \text{ nF}$ (10.000 pF) (marron, noir, orange) fig. 3
 $C_5 = 10 \text{ nF}$ (10.000 pF) (marron, noir, orange) fig. 3
 $C_6 = 47 \mu\text{F}/12 \text{ V}$
 $T_1 = 2N2926$
 $T_2 = 2N2926$
 $T_3 = BC172 C, BC 109, BC 108, BC 208$
 $T_5 = BD 135, BD 137, BD 139$
 HP = impédance 8Ω à 25Ω
 1 refroidisseur avec visserie
 Soudure
 2 fils pour alimentation bleu et rouge
 2 x 20 cm de fil (couleurs différentes).

la distribution des couleurs des résistances et à la polarité des condensateurs électrochimiques.

Arrivé à ce stade on pourra passer à l'insertion des éléments un à un sur la plaquette en commençant par les résistances et les condensateurs.

Il suffira pour cela de se reporter à la figure 2 du montage.

Parmi toutes les possibilités, une méthode pratique consiste à implanter un élément à couper ses connexions de sortie au ras du circuit imprimé et à effectuer de suite l'opération de soudure.

Ces éléments seront de préférence montés à plat sur la plaquette, mais il sera parfois nécessaire, en fonction de leur encombrement de les placer verticalement sans difficulté.

Les composants passifs

soudés on passera au montage des composants actifs, les transistors, en respectant scrupuleusement l'emplacement de leurs électrodes.

Pour les éléments extérieurs au montage, on utilisera de préférence du fil souple de différentes couleurs en prenant soin de toujours attribuer à la ligne positive d'alimentation du fil de couleur rouge, et à la ligne négative du fil de couleur bleu, afin d'éviter toute inversion de polarité « destructible ».

Il se peut que l'insertion des résistances ajustables réclame un alésage supplémentaire.

Il ne faudra jamais « forcer » sur ces composants.

Il ne restera plus alors qu'à souder en (A) un fil bleu d'alimentation négative et en (D) un fil rouge d'alimentation positive.

On soudera les bornes du haut-parleur (B) et (C) à l'aide d'un fil à deux conducteurs ordinaires.

Avant de mettre le montage sous tension, on vérifiera la continuité du circuit et on s'assurera qu'aucune goutte de soudure trop généreuse ne provoque de courts-circuits accidentels.

L'UTILISATION

La mise au point de cette sirène se résume à la manœuvre de la résistance ajustable R_6 de profondeur de modulation, et au potentiomètre miniature de puissance R_{10} .

Il ne faudra en aucun cas que les fils de liaison vers le haut-parleur se touchent sous

A propos du SUPERCOLOR GRUNDIG

description et mise au point d'un décodeur secam à circuits intégrés

PARMI tous les circuits dont se compose un téléviseur « couleur », le décodeur Secam est celui qui se prête le mieux à l'intégration totale. Cela ne s'avère toutefois possible que par le fait de l'existence de micro-circuits spécialisés.

Plusieurs agencements de circuits intégrés sont parfaitement et couramment développés par presque tous les constructeurs du commerce européen. Celui que nous avons choisi pour notre exposé est utilisé dans les téléviseurs Super Color « Grundig » (version 1976); ce choix est subordonné à la facilité d'accès de la maquette et à l'existence d'une documentation bien faite.

L'étude peut néanmoins se transposer à des platines (voir figure 1). Elle se compose de trois micro-circuits seulement, quelques transistors assurent soit la liaison, soit le traitement des informations de commande.

a) Le **TCA 640** assure l'amplification « chroma », la limitation d'amplitude, la commande de portier sur identification « bleue », avec coïncidence sur signaux d'effacement traités en forme et en phase dans le micro-circuit.

Le transistor BC 238 (TR 831) écrête les signaux de

retour « lignes » au niveau de la broche 8 sur laquelle aboutit également la commande de saturation.

Le micro-circuit reçoit le signal vidéo au niveau de la broche 3; auparavant, le signal est filtré par le circuit cloche L 802 (accordé par C 804) et débarrassé de la composante « son » située sur la vidéo à 6,5 MHz, grâce au circuit bouchon L 801/C 801. Le train de synchronisation séparé de la vidéo arrive sur la broche 6 après écrêtage par le transistor BC 238 (TR 811).

Le circuit L 809 s'accorde sur la fréquence des lignes d'identification « bleues ». En cas d'absence de celles-ci, la coïncidence avec les paliers d'effacement appliqués au comparateur interne (fig. 2) ne se fait plus et la broche 8 se retrouve à la masse, coupant la couleur.

Le réglage « Sy » dose le gain en boucle fermée des étages amplificateurs.

Les signaux de sortie, après limitation de 30 dB environ (dès 15 mV sur l'entrée 3), sont disponibles sur les broches 1 (voie directe sur 1 du TC 650) et 15 (voie retardée sur 3 du micro-circuit suivant, via la ligne à retard GV6 et le dosage du gain par R 838).

b) Le **TCA 650** renferme le permutateur et la détection MF. Celle-ci s'effectue sur le

flanc de la courbe d'accord grâce aux circuits L 854 et L 864, décalé en fréquence par rapport aux fréquences de repos des composantes $R' - Y'$ et $B' - Y'$.

Les signaux de la voie directe et de la voie retardée disponibles sur les broches 1 et 3, sont amplifiés avant d'être appliqués au permutateur. Celui-ci comporte des transistors montés en paires alternativement débloqués par une séquence rectangulaire à $f_c/2$ appliquée sur l'entrée 16 (fig. 3).

Des amplificateurs limiteurs rabotent les signaux « chroma » avant de les appliquer aux démodulateurs MF et aux **détecteurs synchrones**. Cette dernière solution est choisie afin de favoriser la réjection des sous-porteuses F.I. « chroma » au profit des composantes de chrominance. En effet, comme on double, par ce procédé, la fréquence des sous-porteuses, après la détection, son filtrage se fait plus efficacement. Quant à la démodulation MF, située avant la détection, elle s'opère par simple décalage d'accord d'un circuit sélectif; ainsi, les flancs étant bien linéaires, la traduction **fréquence/amplitude** s'effectue sans problème (fig. 4).

Sur les sorties 10 et 12, apparaissent finalement des signaux $R' - Y'$ et $B' - Y'$

encore affectés de sous-porteuses F.I. mais facilement supprimables grâce aux circuits de filtrage en π que constituent les circuits L 856/ C 856/ C 857 pour la voie $R' - Y'$ et L 866/ C 866/ C 867 pour la voie $B' - Y'$.

La désaccentuation est assurée, par ailleurs, par les circuits R 858/ C 858 et R 868/ C 868.

c) Le **TCA 660** comporte le contrôle de saturation « couleur » et les amplificateurs vidéo-chroma. Le matricage est pratiqué extérieurement au moyen des résistances R 875 - R 876 - R 877; la composante $V' - Y'$ se retrouve sur la broche 11 avant d'être amplifiée (fig. 5).

Le contrôle de saturation est en fait un clamping dont la tension suit le niveau de lumière par rapport au niveau du noir pris comme référence.

Un second clamping se pratique, en sortie grâce aux diodes TD 176.

Les réglages PTb et PTV définissent le niveau des tensions de repos que reproduisent, amplifiés, les étages de puissance « vidéo-chroma ». Ceci revient à rendre identiques les tensions apparaissant en 9, 10 et 11 (sorties chrominances sur figure 1). Le choix des tensions se fait afin qu'il y ait 150 V sur les Wehnelts, avec un contraste nul (cas du Super Color Grundig).

ARSENAL DE MISE AU POINT

Ces derniers comportent en général des systèmes régulateurs de tension, et s'il y a des pannes, c'est souvent à ce niveau-là qu'il faut chercher l'anomalie. On mesure aussi les tensions de clampage et de saturation.

Pour les tensions d'injection, issues en général d'une mire électronique fournissant une image « couleur » fixe, il peut être conseillé un multivoltmètre muni d'une sonde détectrice. Un multimètre peut aussi convenir, du moment que les précautions d'usage sont suivies, concernant les branchements à haute impédance.

Notons pour en finir avec le décodeur Secam « à CIL », que le contrôle au vobuloscope n'est absolument pas indispensable. Le montage ne comportant pas de circuits sélectifs.

MISE AU POINT DU « PORTIER »

La mise au point s'effectue en réglant la tension de saturation à la bonne valeur (contraste moyen pour un clamp exempt de souffle) et en accordant le circuit volant LC sur 3,99 MHz, fréquence de repos des lignes d'identification « bleues » (voir figure 2).

On attaque le décodeur avec une valeur telle qu'il apparaisse environ 0,2 à 0,3 V eff sur l'entrée 3. L est alors réglée au mieux pour que le portier « accroche ». Un décalage entraîne, en effet la disparition de la couleur.

En branchant un oscilloscope muni d'une sonde à haute impédance d'entrée sur le circuit LC, l'oscillogramme doit présenter des séquences bien rectangulaires sur les sommets et les creux de modulation (voir figure 8).

Pour contrôler si le portier est bien équilibré, il faut contrôler les niveaux de commande en 8 et les tensions

La mise au point d'une platine à circuits intégrés ne se fait pas du tout de la même manière que celle d'un système à transistors ; la raison en est évidente : les points essentiels ne sont pas toujours accessibles ; par ailleurs, les moyens employés varient sensiblement ce qui oblige à des mesures différentes.

Celles-ci utilisent surtout l'oscilloscope et, pour vérifier les coïncidences des signaux, un bicourbe s'impose. Parfois, même, une trace supplémentaire peut se justifier et peut obliger à l'emploi d'un commutateur électronique ; ainsi, une voie verticale peut être facilement dédoublée (fig. 6).

Par ailleurs, le prélèvement des tensions nécessite certaines précautions car des risques d'oscillations et de blocages risquent d'apparaître lorsqu'on étend, par trop, la longueur des connexions sur les sorties des micro-circuits.

Des sondes à haute-impédance d'entrée munies de « grip-fil » sont conseillées (fig. 6). La synchronisation doit être sélectionnée sur TV « trames » ou à la fréquence des « lignes » selon la nature du signal à observer.

Il est important, lors des contrôles, de conserver pour référence un seul et unique signal ; on déplace alors la seconde et - s'il y a lieu - la troisième trace. Les références de temps sont alors conservées.

Pour vérifier le bon fonctionnement du système, on doit s'efforcer d'obtenir les formes et les amplitudes des signaux conseillés par la notice technique du téléviseur.

Autre appareil, également indispensable, le voltmètre - numérique de préférence - tel que le modèle MX 720 A de la figure 7, pour contrôler les tensions d'alimentations apparaissant sur divers picots des micro-circuits.

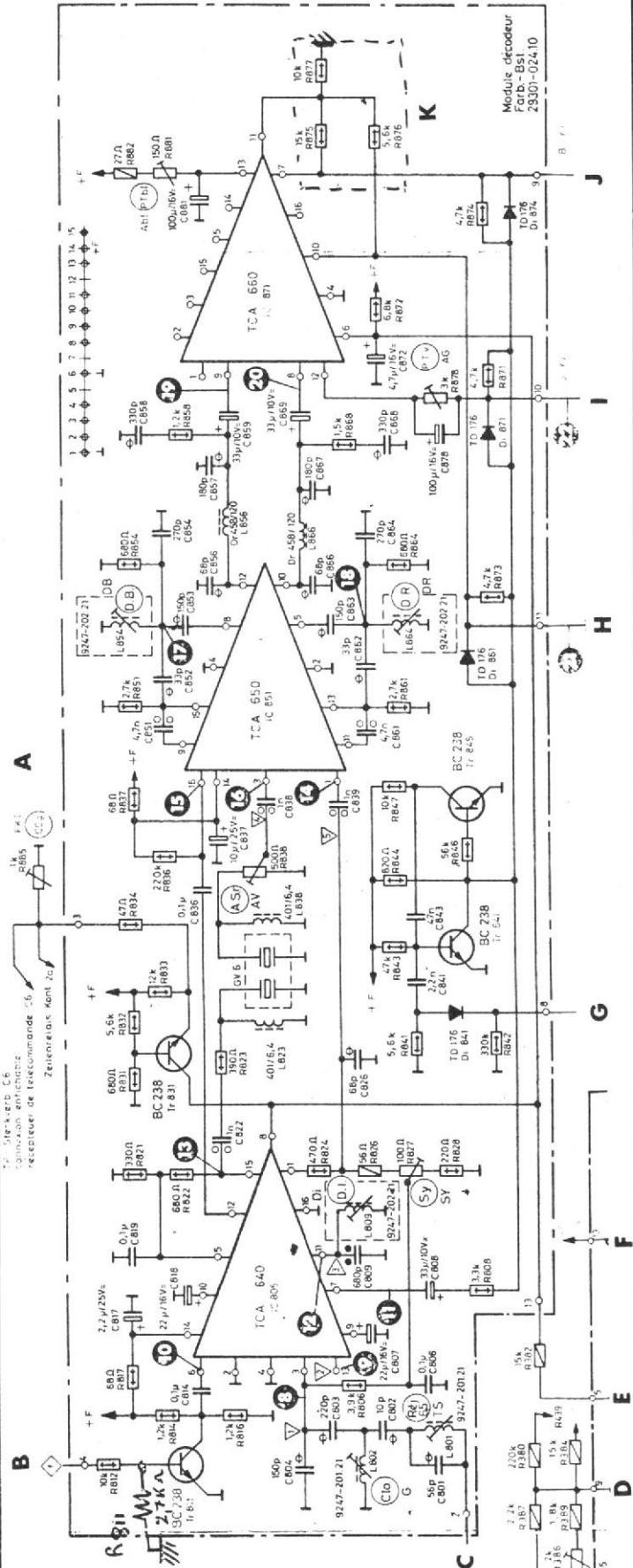


Fig. 1. - Etages décodeurs « SECAM » à circuits intégrés : A - Commande de saturation. - B - Top de synchro. - C - Entrée vidéo D et F. Alim. - E - Commande de saturation « couleur ». - G - Top de retour trame - H : - (R' - Y') - I : - (V' - Y') - J : - (B' - Y') - K : matricage.

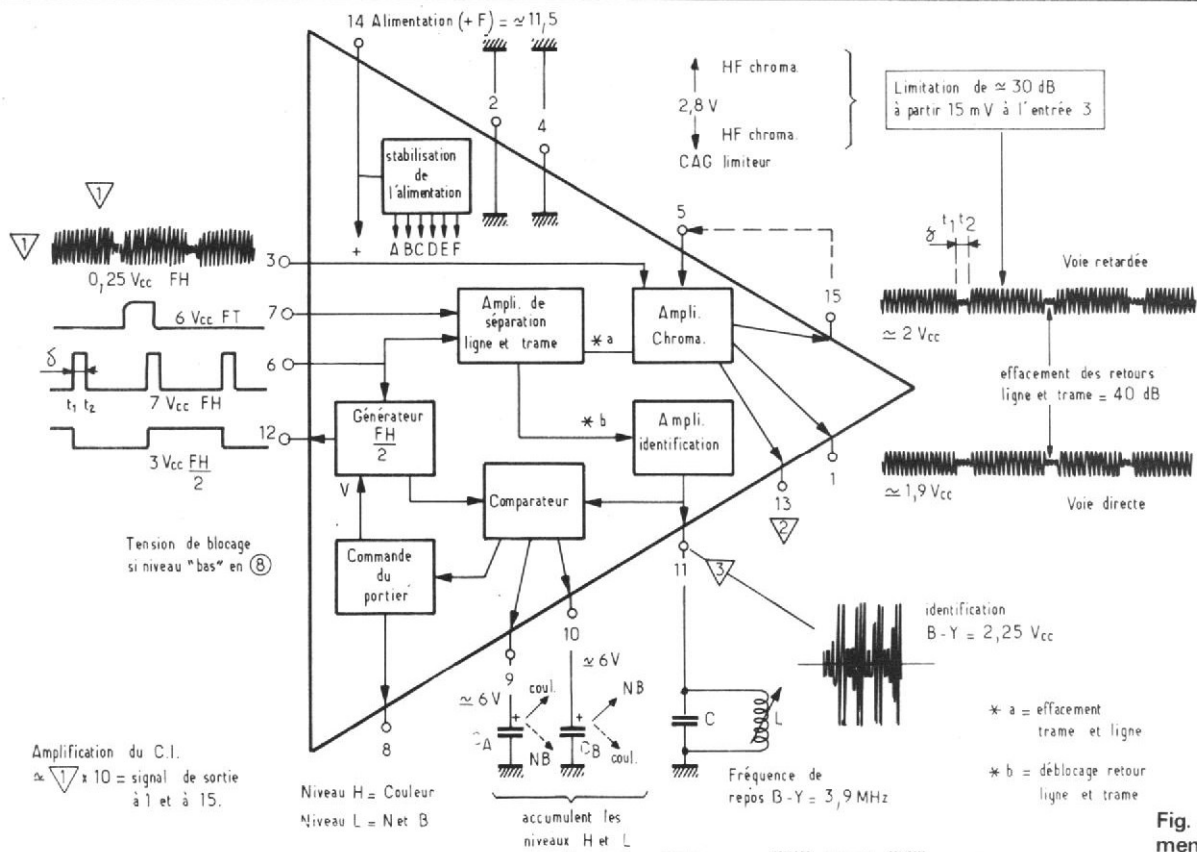


Fig. 2. - Fonctionnement du TCA 640.

intégrées par les condensateurs C_A et C_B .

Sur l'entrée 7 (fig. 2), un signal d'effacement « trame » traité par les transistors BC 238 : TR 841 et 845, coupe la transmission du signal « chroma » dans ces temps d'effacement.

Par contre, les séquences où apparaissent les lignes d'identification sont transmises dans l'amplificateur adéquat (voir figure 2) pour se retrouver en 11 sur le circuit LC.

Le comparateur représenté figure 8 comporte trois transistors dont les constantes d'alimentation sont choisies de telle sorte que T_1 et T_2 soient aux limites de la conduction. T_3 permet le déblocage de T_2 lorsque les lignes d'identification appliquées sur la base de T_3 sont en coïncidence avec les signaux à « $f_c/2$ » appliqués sur la base de T_2 . Dans ce cas, la tension accumulée pour le condensateur C_B est à un niveau « bas » tant que la coïncidence ci-dessus est

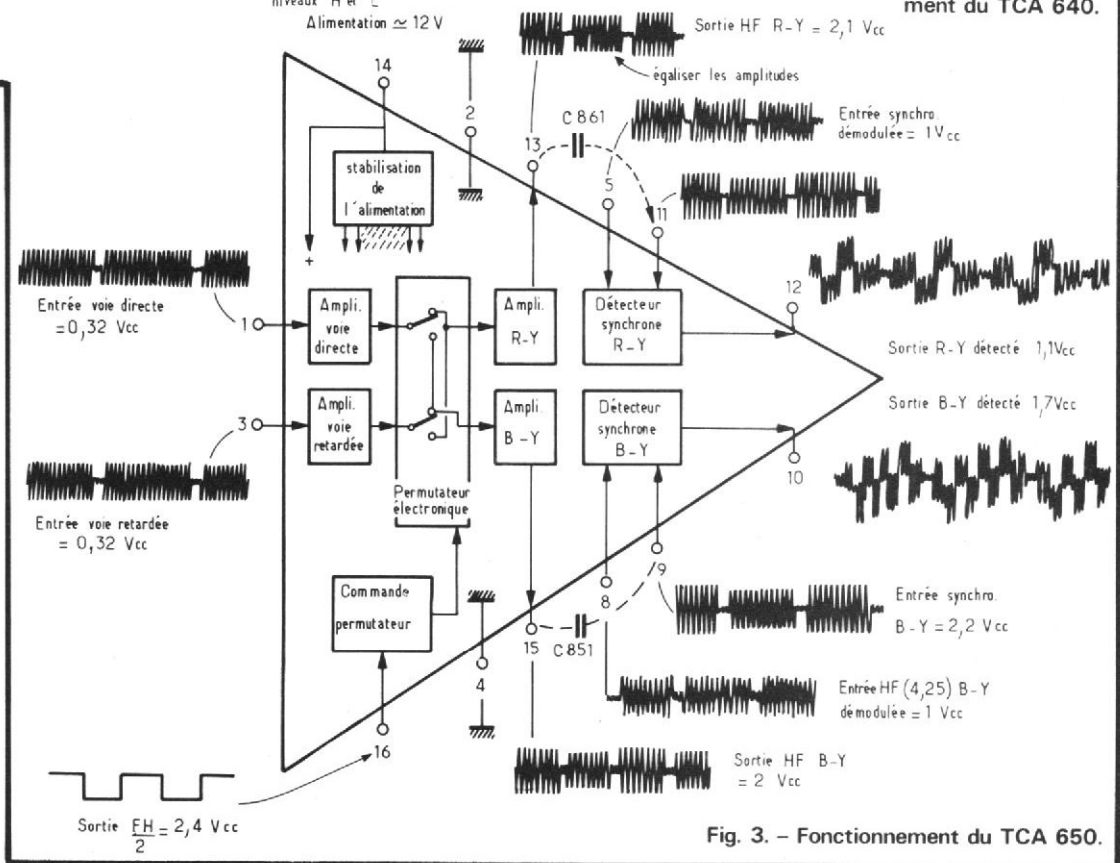


Fig. 3. - Fonctionnement du TCA 650.

maintenue, c'est-à-dire quand la transmission TV s'effectue en couleurs. La fréquence moitié de celle des lignes a été choisie afin que la coïncidence s'effectue une ligne sur deux avec la phase requise. En

effet, l'optimisation du Secam impose une inversion de la phase toutes les deux lignes de même nature afin d'éviter le phénomène de « persienne » propre aux systèmes séquentiels.

Seules les lignes bleues sont retenues pour la comparaison...

Pendant que la sortie (10) est au niveau « bas » en TV couleur, la sortie (9) est au niveau « haut ».

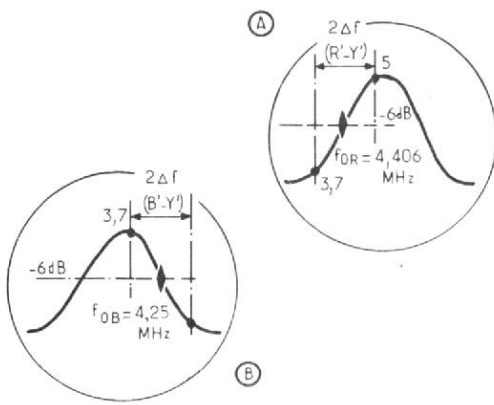


Fig. 4. - Exemple de courbes de réponse des canaux démodulateurs « chroma ».

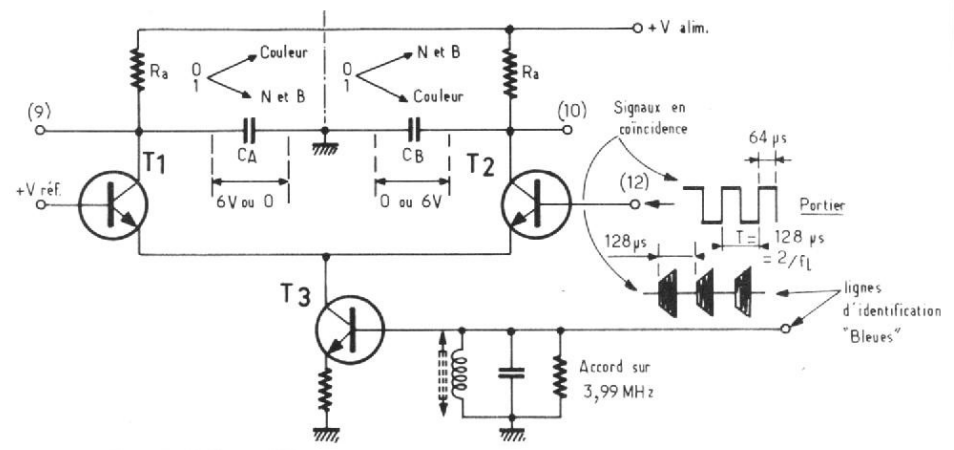


Fig. 8. - Fonctionnement du portier « ligne par ligne » bleu.

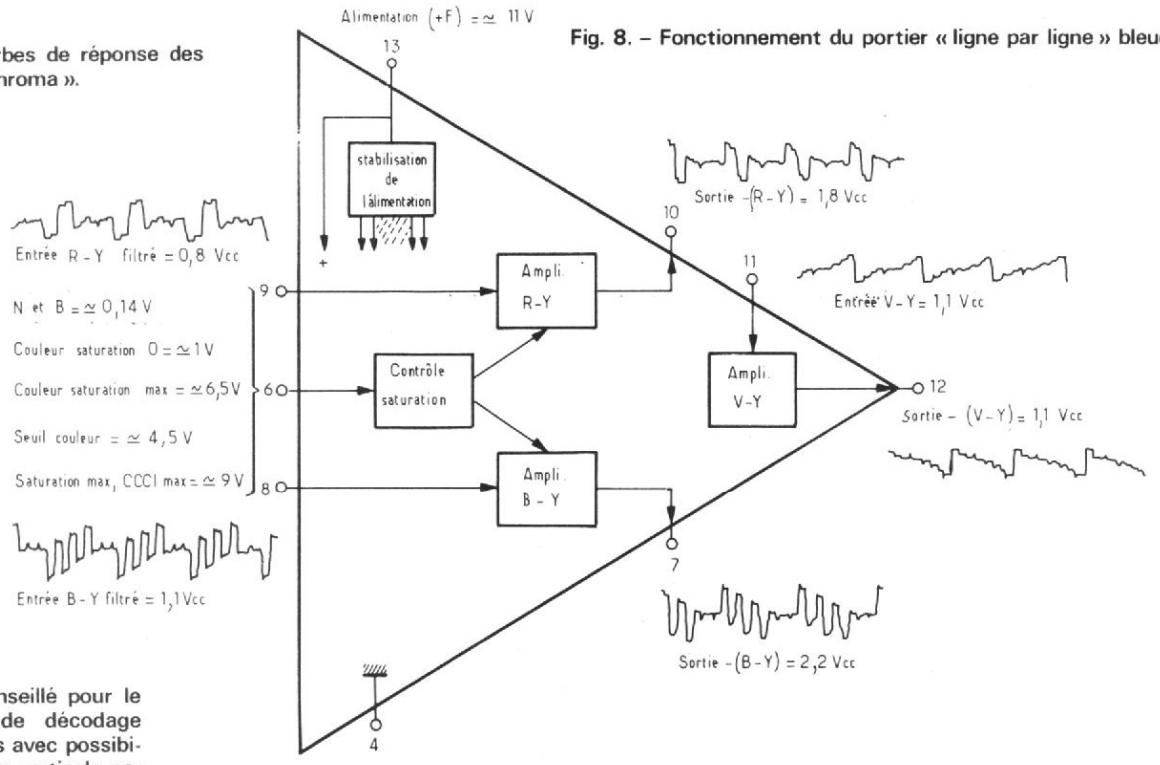


Fig. 5. - Fonctionnement du TCA 660.

Fig. 6. - Banc d'essai conseillé pour le contrôle d'une platine de décodage SECAM à circuits intégrés avec possibilité de doublage d'une voie verticale par commutateur électronique.

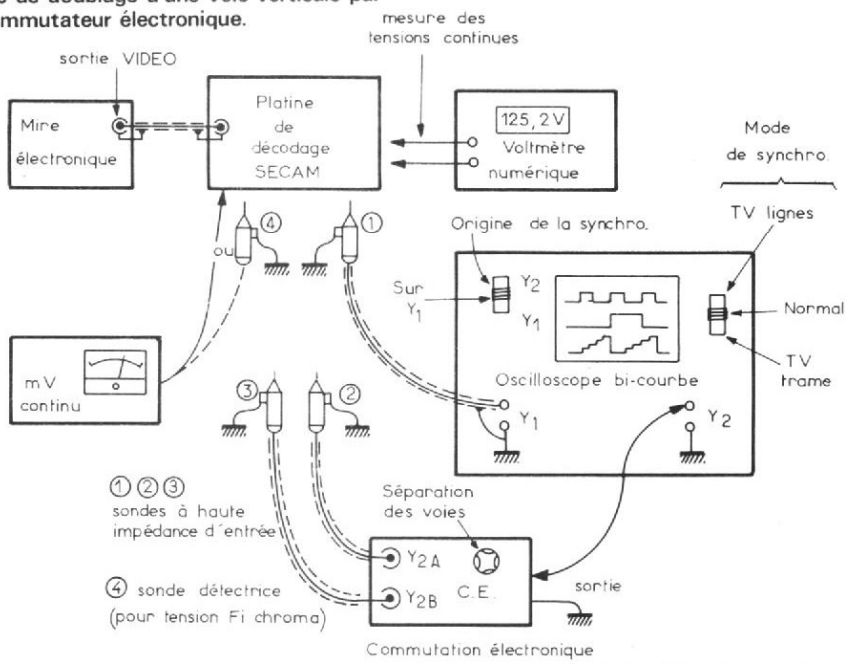


Fig. 7. - Exemple de voltmètre numérique multimètre Metrix MX 719 A.

Exemple :				
TRAME	N° 1	→	N° 2	→ etc...
ligne	Chr.	φ	Chr.	φ
N° 1	D'R	0	-	-
2	-	-	D'B	0
3	D'B	π	-	-
4	-	-	D'R	0
5	D'R	π	-	-
6	-	-	D'B	π
7	D'B	0	-	-
8	-	-	D'R	0
9	D'R	π	-	-
etc.				

En effet, dans le cas d'une coïncidence « ligne par ligne » bleue, le potentiel du collecteur de T₃ est sensiblement supérieur à la tension V_B appliquée sur la base de T₁, ce dernier transistor est donc bloqué et le niveau du collecteur monte bien au niveau de la tension d'alimentation « V_{alim.} ». On a donc un moyen commode de vérifier l'équilibre du fonctionnement du portier : un millivoltmètre électronique suffit pour contrôler les tensions aux différents points du microcircuit (mesures en continu).

Notons que si la transmission passe en noir et blanc, les lignes d'identification disparaissent et T₂ se bloque. C_B se charge alors à la tension d'alimentation (niveau « haut »). Par contre, le potentiel de l'anode de T₃ s'abaissant, T₁ se sature et C_A se charge au niveau « bas ».

La commande de portier est accessible sur la broche 8 : **niveau « haut »** : pour la couleur ; **niveau « bas »** : pour le noir et blanc.

Avec un simple court-circuit, la couleur peut s'interrompre ce qui permet un contrôle aisé du bon fonctionnement des circuits précédents. Signalons que certaines précautions sont à prendre pour effectuer ce court-circuit et que le branchement d'une résistance faible s'avère suffisant dans la majeure partie des montages à circuits intégrés usuels.

CONTRÔLE DE L'EFFACEMENT ET DE LA LIMITATION

Pour contrôler le fonctionnement du circuit TCA 640 dans son ensemble, on utilisera l'oscilloscope et on vérifiera « forme » et « amplitude » des signaux qui doivent normalement se trouver sur les broches :

— 1 et 15 pour les signaux de chrominance lesquels doivent être bien découpés ce qui indique une bonne limitation d'amplitude.

— 6, 7 et 12 pour les signaux de commande de l'amplificateur de saturation. Ceux-ci doivent, notamment, posséder une amplitude suffisante pour effacer les retours de ligne et de trame sur les signaux de chrominance (voir signaux répartis sur la figure 2).

Le niveau résiduel pendant les intervalles δ (exemple : t₂ - t₁) doit tomber à moins de 40 dB par rapport au signal de crête estimé à 2 V environ pour 0,25 V sur la broche 3. Quant à la limitation d'amplitude elle peut s'évaluer à 30 dB à partir de 15 mV à l'entrée 3. En comparant les signaux d'entrée et de sortie on doit constater des paliers nettement tranchés sur les sommets aux sorties ; arrondis et affectés de parasites sur l'entrée.

REMARQUES SUR LA BANDE PASSANTE GLOBALE

Dans les amplificateurs de chrominance utilisant des circuits intégrés, il n'est pas utile de prévoir des circuits sélectifs car l'essentiel de la sélection se pratique au niveau du circuit « cloche ». Par ailleurs, les étages utilisés dans les circuits intégrés présentent une réponse en fréquence qui décroît très vite à partir de 5 MHz, limite supérieure du spectre « chroma ». Pour la limite inférieure, on fait appel à des liaisons « passe-haut » de type RC placées en chaîne tout au long du décodeur. Les capacités possédant des valeurs assez faibles ainsi que les résistances d'entrée ou de charge qui font suite, la fréquence « basse » correspond aux fréquences inférieures du spectre FI « chroma ». La voie retardée présente toutefois une bande moins large par suite de la liaison à la ligne à retard, encadrée par des inductances, très amorties, malgré tout, par R 823 et R 838.

AJUSTEMENT DU GAIN DE LA VOIE RETARDÉE

En admettant que le permutateur fonctionne correctement, au sortir des amplificateurs FI « R - Y » et « B - Y », apparaissent sur les broches 13 et 15 des séquences dont il faut évaluer les amplitudes ; on y parvient en retouchant au gain de la voie retardée (potentiomètre R 838, figure 1). Les tensions prélevées varient avec l'attaque.

Le relevé des signaux se fait aux bornes des résistances R 851 et R 861 de 2,7 k Ω ; malgré les faibles valeurs, il est conseillé d'utiliser des sondes à faible capacité d'entrée. Dans le montage de la figure 3, il est possible d'obte-

nir des amplitudes égales, de l'ordre de 2 V pour une tension d'attaque de 0,3 V environ sur les broches 1 et 3.

FONCTIONNEMENT DU PERMUTATEUR

Les permutateurs utilisés dans les micro-circuits font appel à des transistors montés comme l'indique la figure 9A.

Si l'on observe le chronogramme de la figure 9B on constate que, pendant l'intervalle de temps « t₁ - t₀ », les transistors T₂ et T₃ sont rendus conducteurs par les paliers A du signal de commutation appliqué sur la broche 16 (fig. 3).

Dans ce cas, les séquences R' - Y' et B' - Y' sont bien orientées vers les sorties 13 et 15.

Lorsque les transistors T₁ et T₄ deviennent conducteurs par suite de l'inversion des paliers B (intervalle « t₂ - t₁ »), les séquences « chroma » changent de couleur et se retrouvent encore vers les bornes sorties.

Le signal de commande a, évidemment, une période double de celle des lignes. Son amplitude sur la broche (16) doit atteindre 2 à 3 V pour que la commutation s'opère au mieux.

CONTRÔLE DE LA MODULATION

Avec la solution adoptée par Grundig il n'apparaît pas nettement de zéro « chroma ». En effet, on n'a pas affaire à un discriminateur ou à un détecteur de rapport mais à un démodulateur sur « flanc de courbe », suivi d'une détection synchrone.

Le contrôle du fonctionnement se fait exclusivement par l'emploi de l'oscilloscope et des sondes de prélèvement à haute impédance d'entrée : on doit obtenir les oscillogrammes de la figure 3 aux différentes broches du TCA 650.

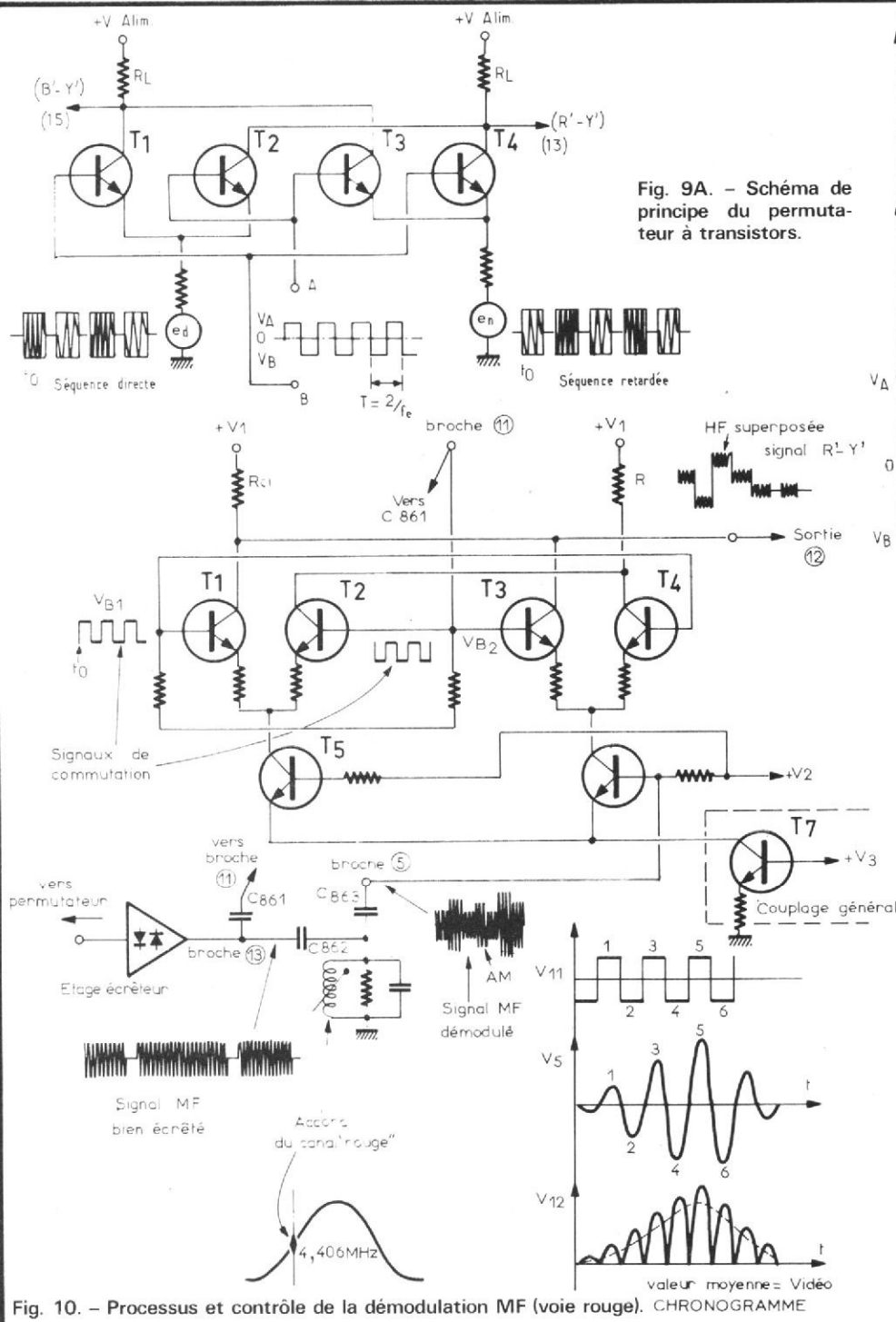


Fig. 10. - Processus et contrôle de la démodulation MF (voie rouge). CHRONOGRAMME

Pour bien comprendre la forme des signaux, il faut recourir au schéma équivalent de la figure 10, il s'agit d'un extrait du schéma interne du micro-circuit.

Si nous nous ramenons à l'amplificateur-écrêteur qui fait suite au permutateur, il apparaît sur la broche 13 des séquences $R' - Y'$ parfaitement bien limitées en amplitude. Les alternances que renferment lesdites séquences sont constituées, en fait,

d'impulsions à la fréquence de récurrence des composantes de chrominance.

Au point 13, le signal est bifurqué vers le détecteur synchrone, via C 861, afin de servir de signal de commutation. Par C 862, le même signal est appliqué sur le circuit accordé L, R, C 864 dont l'accord est décalé par rapport à la fréquence de repos (plage blanche) de la fréquence $R' - Y'$.

Le flanc de la courbe parti-

culièrement linéaire modifie, par simple sélectivité le niveau des composantes de chrominance qui comme on le sait dans le système Secam, sont définies par des fréquences étalées de 3,5 à 5 MHz pour la séquence $R' - Y'$, ainsi, sur la broche 5, les séquences colorées apparaissent avec des amplitudes différentes « chroma » FI transmises. Le même phénomène se produit pour la voie $B' - Y'$, sur la broche 8; quant au

contrôle de la démodulation, on le fera avec l'oscilloscope muni de sa sonde à haute impédance d'entrée, tantôt sur la broche 5, tantôt sur la broche 8.

Pour la détection synchrone, on a recours aux signaux écriétés en 13 et en 15 pour pouvoir commuter les transistors T_1 à T_4 .

Ainsi, si nous nous reportons au chronogramme de la figure 10, les alternances quasi rectangulaires arrivant

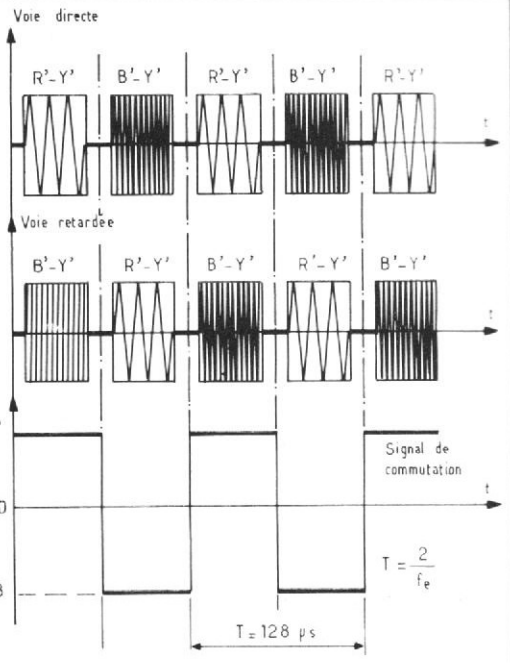


Fig. 9A. - Schéma de principe du permutateur à transistors.

Fig. 9B. - Chronogramme des signaux du permutateur.

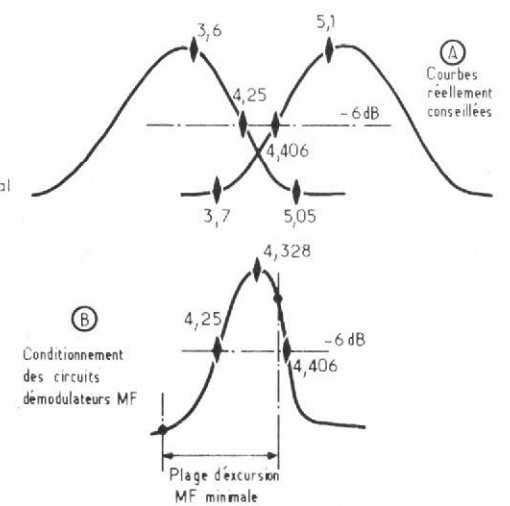


Fig. 11. - Conditionnement des circuits démodulateurs MF.

en 11 ne débloquent en positif les transistors T_2 et T_3 que si T_5 est lui-même rendu conducteur par les alternances positives 1, 3, 5, etc. apparaissant en même temps sur la broche 5. Toutefois celles-ci sont modulées en amplitude par la détection « de flanc ». Elles se retrouvent sur la broche 12 par l'intermédiaire de T_3 .

Pour les alternances négatives, la structure différentielle de l'amplificateur constitué par le « triplet » T_1 , T_2 et T_5 fait que tout se passe comme si c'était maintenant les transistors T_1 et T_5 qui conduisaient. T_7 permet, en effet le couplage de T_6 à T_5 par les émetteurs ; il en est de même pour T_5 vis-à-vis de T_1 et T_2 . T_1 transmet donc sur la charge R_{C1} les alternances 2, 4 et 6 dans le même sens que celui des alternances 1, 3 et 5 transmises par T_3 .

T_2 et T_4 ne servent qu'à symétriser la structure différentielle des détecteurs synchrones. La tension V_{12} comportera donc une série d'alternances dont l'amplitude moyenne suit la courbure des signaux « vidéo-chroma ».

Grâce à la détection nécessairement synchrone le fait que la fréquence change constamment ne change rien à la traduction de l'amplitude, celle-ci étant définie par le décalage par rapport à f_{OR} ou f_{OB} , situé sur le flanc de la courbe de sélectivité.

AJUSTEMENT DES ACCORDS

Avec un tel système détecteur, le réglage des « zéros » est remplacé par une égalisation des teintes du blanc dans le cas d'une mire de barres. A cela, rien de changé par rapport aux modes de réglage habituellement employés avec les discriminateurs à diodes : la plage blanche située à gauche de l'écran doit rester blanche quand la transmission passe de la couleur au noir et

blanc. Il faut signaler que l'accord des « zéros » réagit selon la variation de phase rencontrée au long du flanc de la courbe de sélectivité : l'équilibre est atteint quand le déphasage des fréquences de repos f_{OR} et f_{OB} présente des caractéristiques de phase identiques et exactement opposées par exemple : $\pm 63^\circ$ si les fréquences sont calées à -6 dB de chaque côté de la courbe (fig. 4).

Cela suppose une certaine identité de courbe de réponse ce qui ne peut s'obtenir qu'en utilisant le même type de circuit ou cela conduirait à des surtensions importantes (voisines de 50) et à des flancs trop rapides : on n'atteindrait pas le but qui est de couvrir linéairement toute l'excursion de fréquence des séquences M.F. « chroma ». L'expérience montre que cette bande est respectée pour un amortissement plus grand (coefficient de surtension dix fois plus faible). Ceci justifie l'emploi de résistances d'amortissement R_{854} et R_{864} de 680Ω .

De plus, les fréquences sont calées à l'inverse de leur position logique afin de rétablir les phases de modulation qui sont rappelons-le, inversées à l'émission.

Les trois courbes de la figure 11 expliquent et justifient le raisonnement précédent. Ce genre de relevé est purement théorique car il ne peut se faire au vobuloscope, avec le montage, mais en isolant le circuit accordé sur une maquette séparée.

CONTRÔLE DE LA DÉSACCENTUATION

Aux points 10 et 12 du TCA 650 (fig. 3) apparaissent les signaux démodulés et détectés. Il reste néanmoins sur ceux-ci un résidu de H.F. à la fréquence double de celle de la F.I. « chroma » ; ceci résulte de la détection synchrone qui double effectivement la fréquence par redres-

sement des alternances (voir V_{12} , fig. 10).

Le filtrage est assuré par un circuit $L_{866} C_{867}$ (pour la voie $B' - Y'$) et $L_{856} C_{857}$ (pour la voie $R' - Y'$).

La désaccentuation est faite au moyen de circuits de « peaking » $R_{858} C_{858}$ ou $R_{868} C_{868}$.

Pour observer si le filtrage et la désaccentuation sont suffisamment efficaces, il suffit de brancher un oscilloscope aux points 8 et 9 du TCA 660 (fig. 5) et de constater les mêmes signaux qu'en 10 et 12 (TCA 650) mais débarrassés des résiduelles H.F. et des pointes qui existent à chaque transition de niveau. On utilisera, pour ce contrôle, la mire de barres « couleur ».

VÉRIFICATION DU MATRIÇAGE

Le TCA 660 renferme les étages de préamplification « chroma » et le contrôle de saturation. Ce dernier se résume à des mesures de tensions dont les valeurs sont reportées sur la figure 5. Quant à la vérification du matriçage, elle s'opère soit en observant l'amplitude des signaux de mires de barres (voir les oscillogrammes de la figure précédente), soit en comparant les plages de couleurs avec une plage blanche, ce, en coupant les canons du tube cathodique selon un processus bien établi.

EXEMPLES

a) On coupe les canons vert et rouge et on compare la bande bleue de la mire avec la bande blanche. Si le matriçage est correct les luminances paraîtront analogues ; sinon, on retouchera à l'amplitude du bleu par un moyen approprié (voir plus loin).

b) Le canon vert est seul coupé et l'on compare les plages noire et verte : les fonds

noirs doivent apparaître semblables. Sinon on doit retoucher au gain de la voie rouge (si cela est possible).

c) Enfin pour contrôler le matriçage du vert on éteint le canon rouge et bleu et l'on observe les barres mauve et noire. Celles-ci doivent paraître également sombres ; sinon, il faut revoir le matriçage en modifiant le rapport des résistances $R_{875} - R_{876} - R_{877}$ (voir figure 1).

En fait, ce genre de vérification n'est qu'une opération de laboratoire, car il n'y a pas lieu de revoir l'équilibre conditionné en usine.

Par contre, compte tenu du fait que le tube cathodique possède, par ailleurs, un dosage des courants des faisceaux et un réglage des points d'extinction des canons, par action sur les anodes d'accélération du tube cathodique, un rattrapage est facilement réalisable, le cas échéant.

Dans ce cas, on se conforme au mode de réglage du constructeur du téléviseur, et dans le cas précis du « Super Color Grundig », on opère de la façon suivante : on place un voltmètre sur les sorties des étages de puissance « chroma » (non représentés sur la figure 1) et on agit sur les réglages PT_b et PT_v pour avoir la même tension sur les sorties $B' - Y'$ et $V' - Y'$ (respectivement) que sur la sortie $R' - Y'$. En l'occurrence, il est demandé une tension de repos de 150 V sans modulation sur les Wehnelts. Il peut toutefois être employé une autre tension d'équilibre que 150 V. Néanmoins, les teintes de base de l'écran se trouveraient déplacées ce qui se traduirait par une dominante de couleur.

Un compromis peut, seul, résoudre le problème ce qui se fait aisément dès lors que le constructeur a prévu les conditions de travail normal, dont certains points de repère indispensables.

Roger Ch. HOUZÉ
Professeur à l'E.C.E.

LE MAGNETOPHONE A CASSETTE



YAMAHA TC 800

SORTI il y a maintenant plus d'un an, le magnétophone Yamaha TC 800GL préfigurait une nouvelle catégorie d'appareils pour lesquels le constructeur adoptait un compromis entre le chargement frontal et l'horizontal. Un appareil incliné à 30° environ par rapport à l'horizontale, un appareil susceptible d'être commandé de dessus comme de face.

Le dessin de ce magnétophone a été confié à un « designer » italien Mario Bellini dont la signature figure d'ailleurs, sérigraphiée, sur l'appareil. Outre cette inclinaison, le TC 800 GL se distingue par un boîtier de matière plastique traitée mat et d'un tableau de commande aux curseurs linéaires particulièrement originaux.

Ces curseurs sont disposés un peu comme les marches d'un escalier. Les plaquettes de commande sont en relief, ce qui permet d'assurer une très bonne prise de l'extrémité du doigt. Les commandes sont séparées pour chaque canal, comme les curseurs sont juxtaposés, on peut les commander simultanément. Les inscriptions sont visibles sous un grand angle, les graduations des potentiomètres s'escamotent derrière les commandes. Cette solution semble très pratique à utiliser. On notera la présence de sept potentiomètres, celui du haut sert à faire varier la vitesse de défilement de la bande à la reproduction (comme sur le TB 700, ancien modèle du constructeur). La variation de vitesse est intéressante pour les musiciens et quand on sait

que Yamaha construit également des instruments de musique, il n'y a plus à s'étonner. Au-dessous on trouve les commandes du niveau de sortie, ces commandes serviront surtout à adapter le magnétophone à la sensibilité d'un préamplificateur. Les deux paires de potentiomètres inférieurs servent à la commande du niveau d'entrée, les entrées ligne et micro sont mélangeables.

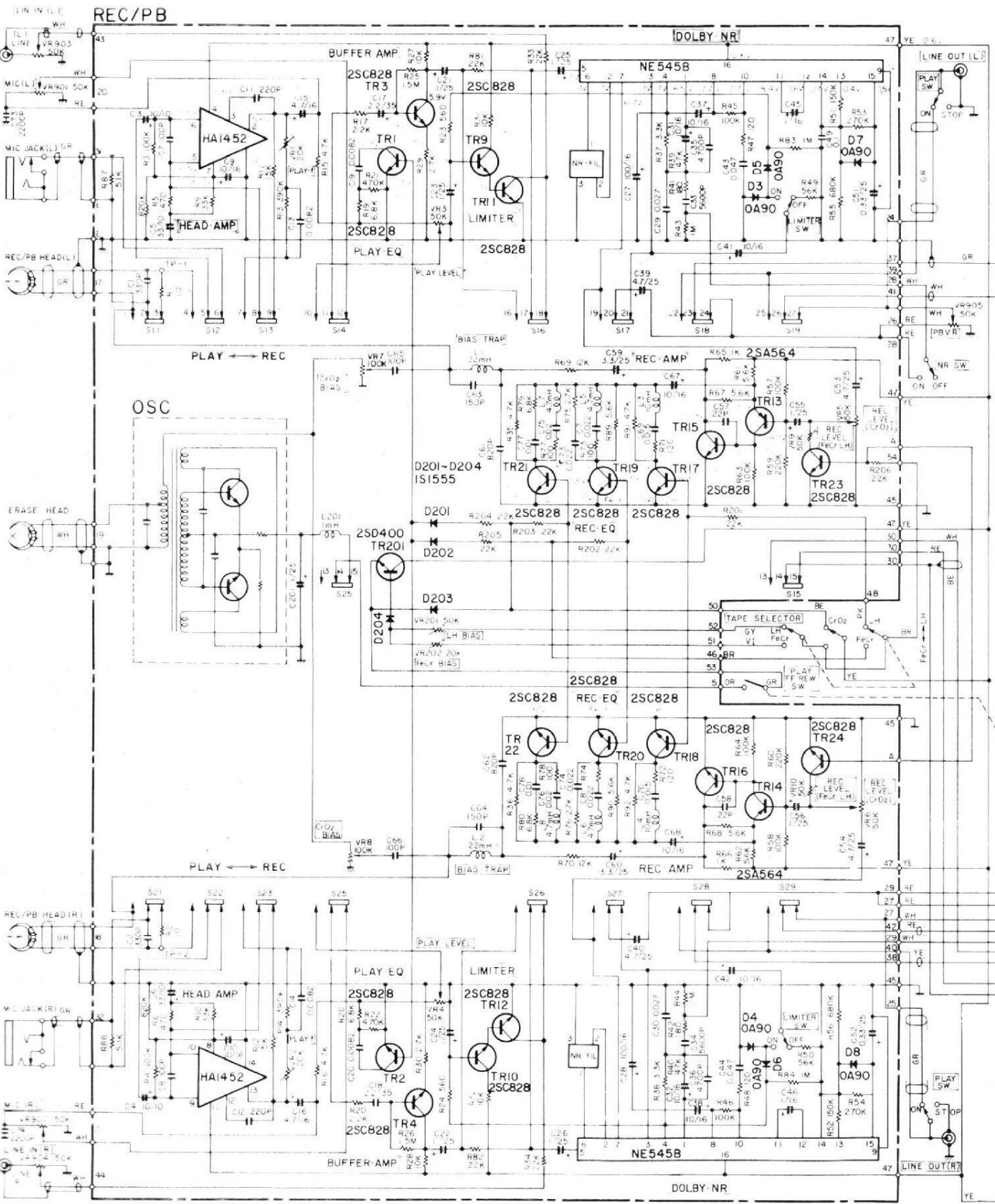
Les prises micros sont installées sur le côté, ce n'est peut être pas la formule la plus rationnelle pour l'emploi, mais la face avant est inexistante. La prise casque est elle aussi installée à cet endroit ainsi qu'une prise d'alimentation par tension continue. Les autres prises (standard américain) sont installées à l'arrière, les prises seront libres si

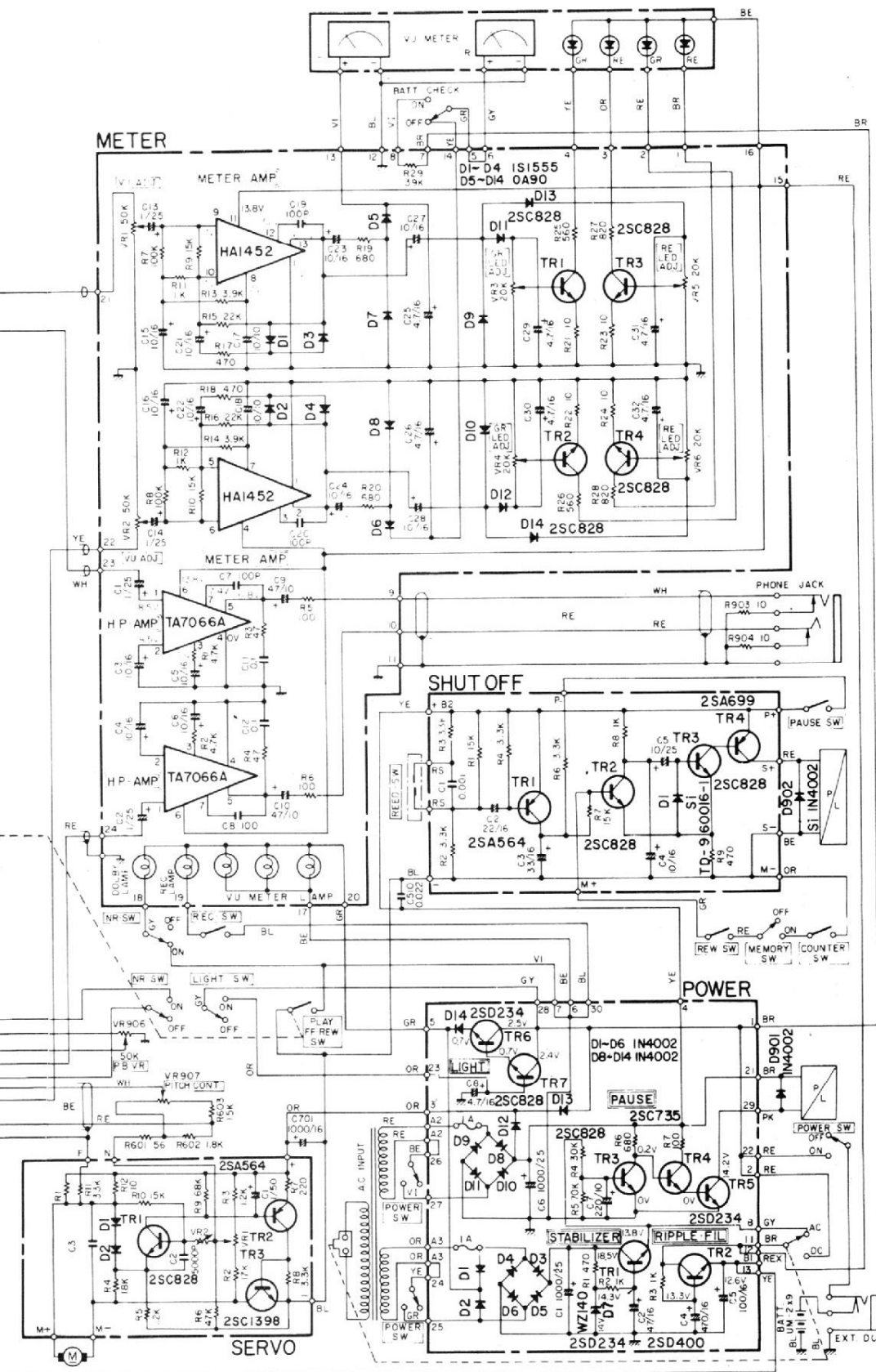
l'appareil est posé sur une béquille par contre, si on veut l'utiliser à plat, il faudra veiller à ménager un espace.

Une béquille repliable permet de maintenir l'appareil incliné, position qui est sans aucun doute la plus appropriée à son dessein.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Système : cassette compact, 4 pistes stéréo, 2 canaux.
Vitesse de défilement : 4,8 cm/s.
Pleurage et scintillement : mieux que 0,06 % eff., mieux que 0,2 % DIN.
Rapport signal/bruit : mieux que 50 dB DIN/0 dB ; mieux que 58 dB Dolby en service.





Distorsion totale : mieux que 1,5 %, 1 kHz.

Réponse en fréquence : 30 Hz à 13 000 Hz (bande LN); 30 Hz à 15 000 Hz (bande CrO2).

Fréquence de prémagnétisation : 85 kHz.

Sensibilité d'entrée, impédance : ligne : 50 mV/50 kΩ ; micro : 0,5 V/10 kΩ.

Séparation des canaux : mieux que 30 dB.

Réglage de la vitesse de défilement en lecture : ± 3 %.

Niveau, impédance de sortie : ligne : 0,4 V (OVU) ; casque : 1 mW/8 Ω ; 3 mW sur 150 Ω.

Temps de reboinage : moins de 80 s pour une bande C60.

Semi-conducteurs : 45 transistors, 6 circuits intégrés, 38 diodes.

Consommation : 16 W.

Alimentation : continu 12 V ; ou 9 piles de 1,5 V ; alimentation secteur 220/240 V 50 Hz.

Dimensions : 312 x 98 x 312 mm.

Poids : 5 kg.

ETUDE TECHNIQUE

Le TC 800 GL est un magnétophone alimenté par piles et sur secteur, cette double possibilité sera mise à profit pour des enregistrements en plein air lorsque l'absence de tension secteur est un écueil. La destination principale de ce magnétophone reste, compte tenu de la présentation de l'appareil un emploi de salon, dans un local. L'alimentation par piles permet quelques escapades mais pas beaucoup plus, le magnétophone est portable (à deux mains) mais non portatif, c'est une restriction qu'il convenait de signaler. Une nouvelle version de cet appareil, TC 800 D est à la veille de faire son apparition sur le marché français, elle ne disposera pas de cette alimentation

par piles et le mélangeur micro/ligne sera remplacé par un commutateur micro/ligne, on assiste aussi à la disparition du limiteur de modulation, une simplification générale tendant à abaisser le prix.

ÉTUDE ÉLECTRONIQUE

L'alimentation est triple, soit par prise 12 V externe, soit par pile interne soit par secteur. Les piles sont en service lorsque le cordon secteur n'est pas installé et que la prise 12 V n'est pas en place. Les commutations sont automatiques et se font par l'intermédiaire de contacts auxiliaires des prises en question. Pendant le fonctionnement sur piles et pour ne pas user inutilement ces dernières, l'éclairage du cadran n'est pas en service. Le transistor TR₆ du module de puissance (en bas à droite) alimente ce voyant par l'intermédiaire de la diode D₁₄. Lors d'une alimentation secteur, les deux

diodes D₁ et D₂ forment avec D₄ et D₆ un pont redresseur. La tension issue du transformateur d'alimentation est bloquée par la diode D₁₄ et va vers les lampes. Pendant l'alimentation par piles, TR₆ et TR₇ sont bloqués ; sauf si on appuie sur le commutateur « light SW » qui envoie une tension positive sur la base de TR₇, à ce moment, les diodes D₁ et D₂ bloquent le continu. La tension principale est fournie par un pont redresseur (D₃ à D₆), il alimente un système de filtrage avec capacité en tête suivi d'un stabilisateur à transistor en collecteur commun dont la base est polarisée par l'intermédiaire d'une diode zener. Tension continue ou redressée, suivant le cas, passe alors au travers d'un filtre dynamique (transistor TR₂) qui élimine le maximum d'ondulation résiduelle. Cette tension va alimenter les circuits électroniques.

Les commandes électromécaniques sont alimentées par un autre enroulement du transformateur. L'alimentation est cette fois redressée et filtrée, elle alimente égale-

ment le moteur d'entraînement du cabestan. Au moment de la mise en route, les transistors TR₃ et TR₄ sont alimentés par l'intermédiaire de la résistance de base de TR₄ : TR₆. La tension venant de l'autre alimentation est retardée par le condensateur C₇, une fois C₇ chargé, la résistance R₄ polarise la base du transistor TR₃ qui court-circuite la base de TR₄, le solénoïde P/L n'est plus attaqué. Ce solénoïde sert à relâcher le bouton de pause. Il suffit de préparer le magnétophone pour un enregistrement et de brancher l'appareil sur une minuterie, dès que la tension secteur arrivera sur le TC 800, l'enregistrement commencera automatiquement. Cette solution permet de faire un enregistrement en l'absence de tout opérateur. Le circuit d'arrêt automatique est commandé par un relais sous vide. Ce relais est magnétiquement attaqué par un aimant rotatif entraîné par la bobine réceptrice. Le contact envoie sur TR₁ (module Shut off) une tension alternative détectée par TR₁

et qui attaque les transistors TR₂ à TR₄, ce dernier commandant le solénoïde de retour des touches. L'interrupteur de pause met hors-service ce dispositif.

L'asservissement du moteur consiste à faire un prélèvement tension/intensité pour réguler la tension d'alimentation. Le réglage de la vitesse de rotation du moteur se fait par modification de la référence.

Le préamplificateur micro est à circuit intégré, ce circuit, HA 1452, est un composant que l'on peut rencontrer fréquemment dans les appareils d'origine japonaise. C'est un amplificateur opérationnel avec son entrée inverseuse et son entrée non inverseuse, ici, le signal est envoyé sur l'entrée non inverseuse et la contre-réaction est envoyée sur l'entrée inverseuse. Suivant le circuit de contre-réaction en service, on corrigera ou non la courbe de réponse suivant qu'il s'agit de la fonction enregistrement ou lecture. Le potentiomètre de niveau d'enregistrement micro est branché à la sortie de ce préamplificateur. Il est mis hors service pour l'enregistrement. Pour cette fonction le transistor TR₁ sert de commutateur statique, il met le condensateur C₁₉ à la masse. La commande de base est commune à celle de tous les autres transistors ; les autres corrections exercées par l'intermédiaire des transistors TR₁₇ à TR₂₁ s'appliquent à l'enregistrement, chaque transistor correspondant à un type de bande. Trois bandes sont utilisables, celle au chrome qui bénéficiera de la commutation automatique ; celle au fer, à haut niveau et faible bruit de préférence, et celle fer/chrome. Pour cette dernière, il faut enfoncer une touche qui sera libérée manuellement lors du choix d'une bande à l'oxyde de fer. Le signal sortant de TR₃ rejoint celui venant du curseur du potentiomètre de niveau ligne, nous avons là la possibilité de mélange. Les

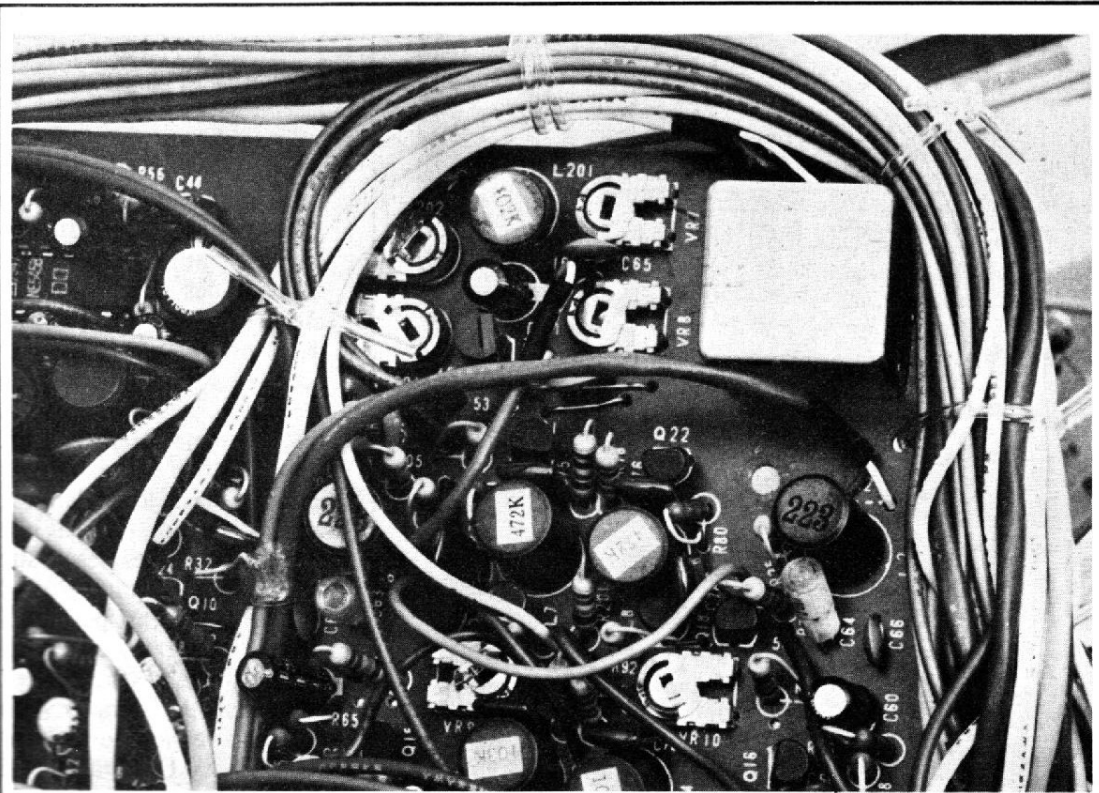


Photo 2. - Des composants peu classiques : des inductances toutes faites, valeur indiquée par code.

signaux attaquent ensuite le circuit intégré NE 545 B du réducteur de bruit Dolby. Un filtre est inséré entre les bornes 2 et 6 du circuit, il sert à éliminer les composantes à 19 et 85 kHz. La sortie du réducteur de bruit attaque deux diodes D_3 et D_5 , diodes au germanium qui commandent le fonctionnement du limiteur, ce dernier est simplement constitué de deux transistors qui shuntent plus ou moins le signal d'entrée du circuit intégré. La sortie du signal préaccénué (ou désaccénué) se fait sur la borne 7 du circuit intégré, le signal arrive sur la base de TR_{13} . Un transistor annexe monté en shunt, TR_{23} permet de modifier le niveau du signal suivant qu'il s'agit d'une bande au fer/chrome ou au fer.

L'oscillateur est symétrique, c'est un module préfabriqué, une boîte de métal renfermant tous les composants. La prémagnétisation et l'intensité d'effacement sont ajustés en jouant sur la valeur des résistances de base du transistor d'alimentation de l'oscillateur (TR_{201}). Pour la bande au chrome, la résistance est absente, l'intensité de prémagnétisation est réglée par VR_7 , pour les bandes au fer/chrome, on ajustera les résistances VR_{202} et VR_{201} .

Les indicateurs de niveau ont ici été particulièrement élaborés. L'amplificateur de vu-mètre utilise un circuit intégré doté d'une contre-réaction non linéaire qui a permis d'élargir la dynamique de 20 dB. Deux autres indicateurs ont été associés à ce galvanomètre, il s'agit de deux indicateurs à diodes LED. Ces indicateurs donnent une indication de crête, ils sont installés directement sur les cadrans des vu-mètres, l'un, vert au niveau - 3 dB ; l'autre au niveau + 3. Le point d'allumage des voyants est réglé par l'intermédiaire des potentiomètres dosant la tension de base des transistors TR_1 et TR_3 . Les amplificateurs de casque sont eux aussi

à circuits intégrés une résistance de 100Ω limite l'intensité de sortie pour les casques à faible impédance, ce qui permet d'utiliser pratiquement les casques de toutes impédances.

La mécanique du TC 800 GL est classique, les commandes sont mécaniques, la touche de réjection est indépendante de la touche d'arrêt et on ne dispose pas des fonctions lecture rapide et en arrière rapide. Une originalité de cette mécanique, le déclenchement de la touche pause lors de la mise sous tension ; un électro-aimant débloque le verrou. Cette fonction n'opère que lors de la mise en route, en fonctionnement normal, la touche est du type pousse-pousse. Le cabestan est maintenu par un double châssis de tôle cadmiée traitée pour résister en tous climats. Le cabestan est d'un diamètre normal, il est entraîné par une courroie plate.

La tête de lecture/enregistrement est en super permalloy dur, ce matériau moins dur peut être que la ferrite

autorise des enregistrements en modulant fortement sans toutefois qu'une distorsion excessive apparaisse.

Le châssis général est en matière plastique moulée, les vis de fixation prennent dans des inserts de métal, la fixation est très solide et on ne risque pas d'entamer avec les vis, les filets des écrous. Un châssis interne reçoit les composants électroniques.

La densité de l'électronique est élevée, les composants sont disposés verticalement et ils sont tous repérés par leur référence. La soudure est faite à la vague. Le raccordement entre les platines est confié à un gros toron de câbles, blindés pour la plupart.

MESURES

La précision de la vitesse de rotation est de + 0,7 %. C'est une valeur très acceptable. La variation de vitesse possible avec le curseur d'ajustage est de l'ordre de 4 % en plus ou en moins de la vitesse nominale.

La bande passante relevée en enregistrement/lecture va de 40 Hz à 15 500 Hz avec une bande au chrome, avec une bande Memorex, importée par l'importateur de Yamaha, la bande passante va de 35 Hz à 14 500 Hz, avec une bande BASF ferrochrome, on obtient une bande passante de 35 Hz à 15 500 Hz, c'est-à-dire des résultats identiques à ceux de la bande au chrome pour les aigus, meilleurs pour les graves.

Le niveau de sortie est différent pour tous les types de bande, pour la bande au fer, il est de - 3 dBm pour 0 au vu-mètre, le taux de distorsion est alors très bas puisqu'étant de 0,8 %, on peut pousser la modulation à + 8 dB pour atteindre les 3 % de distorsion.

Avec la bande au chrome, le niveau de sortie est de - 4,5 dB, le taux de distorsion est de 1,3 % tandis qu'il ne faut pas dépasser une synchronisation de plus de 4 dB.

(suite page 93)

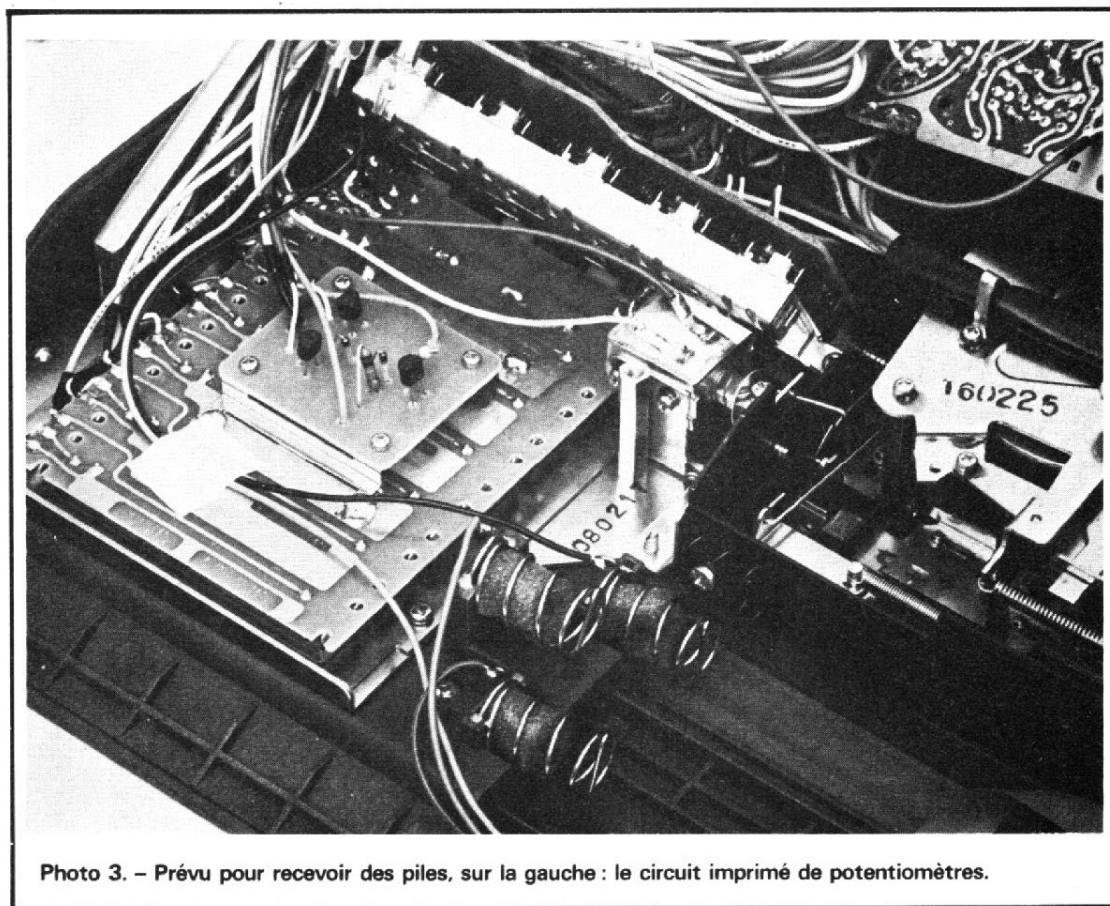
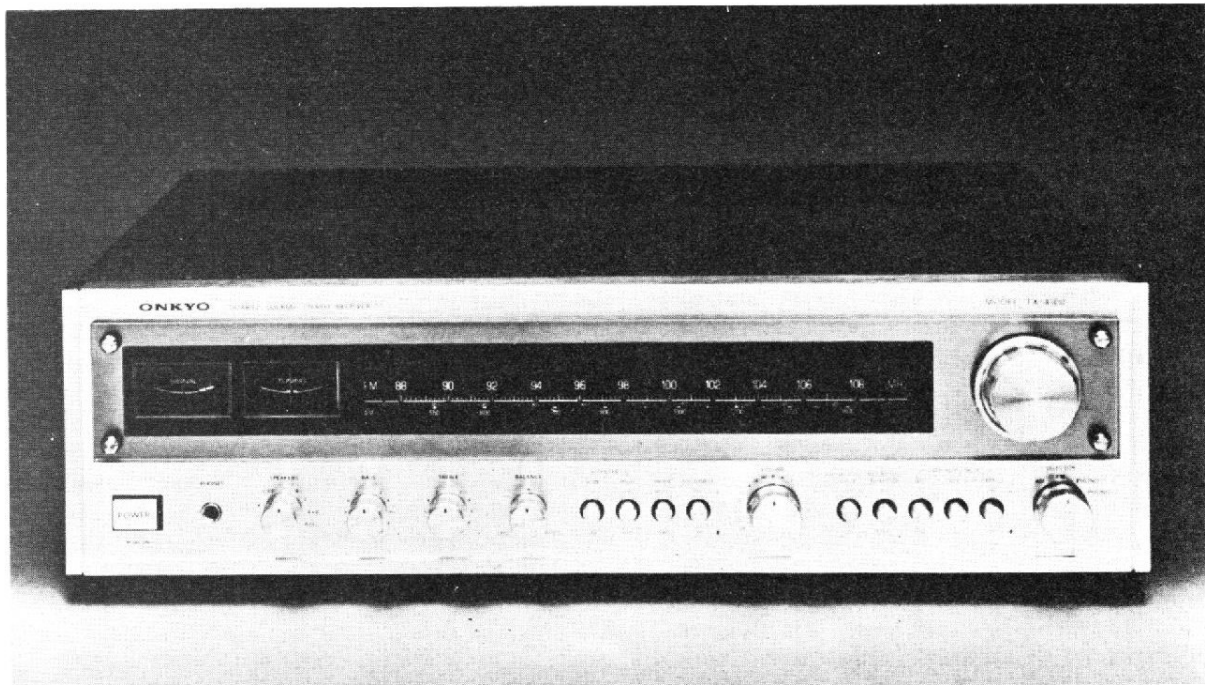


Photo 3. - Prévu pour recevoir des piles, sur la gauche : le circuit imprimé de potentiomètres.

ONKYO: un nouveau système de



CAF pour tuner

LE système utilise par Onkyo dans l'un de ses derniers ampli-tuners a permis d'inscrire « Quartz Locked servo receiver » sur la façade. Le quartz a été mis à la mode du grand public par l'intermédiaire des montres électroniques et ce mot est devenu maintenant un symbole de précision.

Les commandes d'accord automatique traditionnelles font appel à un système bouclé. Le discriminateur délivre une tension continue lorsque la fréquence du signal incident est différente de la fréquence d'accord du discriminateur. Si l'accord n'est pas parfait, la distorsion du signal peut être nuisible, particulièrement en stéréo, les excursions positives n'ont pas la même amplitude que les

negatives. Il faut donc compenser les instabilités de fréquence de l'oscillateur local. La tension continue de sortie peut être mise à profit pour polariser une diode à capacité variable. La variation de capacité pourra se faire dans un sens tel que l'écart entre la fréquence intermédiaire et celle du discriminateur soit réduit. Nous avons là un système asservi avec un gain de boucle, une réponse en fréquence, etc.

Ce système utilise comme référence le discriminateur, si le discriminateur n'est pas rigoureusement accordé sur la fréquence intermédiaire, il délivrera une tension continue pour l'accord exact, le système de commande automatique cherchera à supprimer la tension d'erreur donc à

faire travailler l'amplificateur à fréquence intermédiaire sur la fréquence du discriminateur.

Pour éliminer ce défaut, les constructeurs japonais n'utilisent pas de commande automatique de fréquence ou alors très rarement. Sur ses récepteurs de haut de gamme, Onkyo incorpore un système de commande automatique de fréquence basé sur un principe différent. Le circuit amplificateur HF est classique, l'oscillateur dispose de la possibilité d'être accordé électroniquement. La platine à fréquence intermédiaire est équipée de son propre oscillateur local travaillant sur 10,7 MHz.

La solution est osée car les moindres fuites de cet oscillateur risquent de passer dans

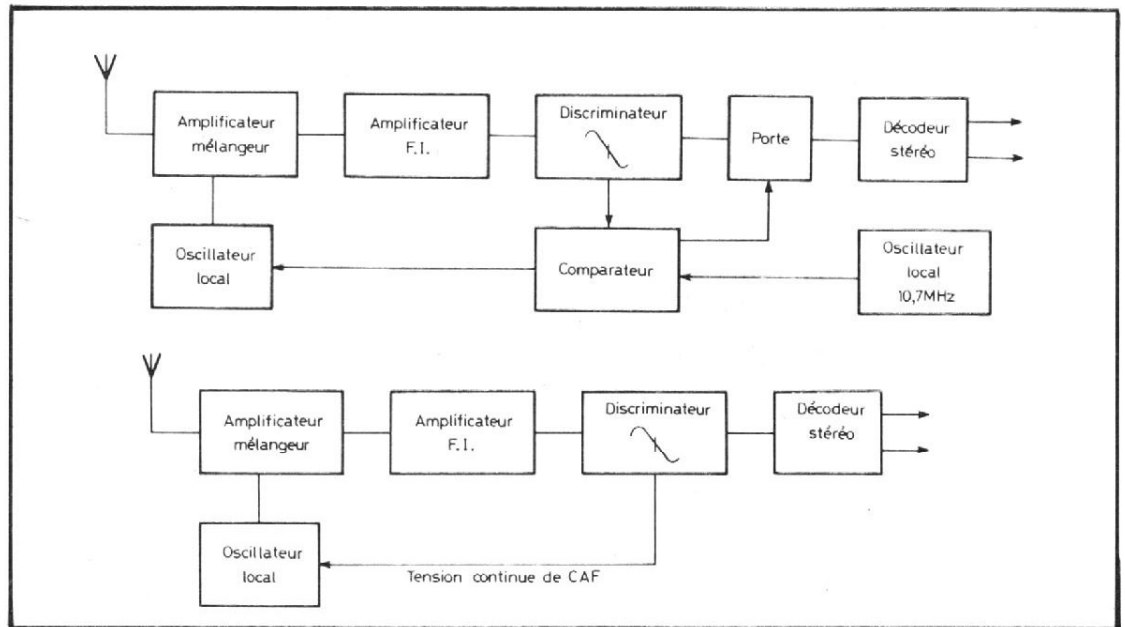
l'amplificateur FI et de le saturer, à moins que le constructeur ait choisi de faire travailler cet oscillateur sur une fréquence multiple ou sous-multiple. Cette fois le signal de cet oscillateur entre dans un comparateur où il est comparé au signal venant de la platine FI. Si le signal FI n'est pas à 10,7 MHz, la tension du comparateur ira corriger l'oscillateur local. Le discriminateur ne sera plus en cause, il jouera maintenant un rôle passif.

La platine FI est équipée de filtres céramiques dont la fréquence est fixée au départ autour de 10,7 MHz, il sera donc nécessaire d'utiliser des quartz dont la fréquence se situera dans la même zone de façon à ce que la fréquence intermédiaire soit toujours

située au milieu de la bande passante de l'amplificateur FI.

Le système d'asservissement en fréquence à quartz facilite également les réglages, il n'est plus nécessaire de faire parfaitement son zéro. La commande de mise hors service de l'asservissement se fait dès que l'on prend en main le bouton d'accord (système à commande par effleurement). Lorsqu'on tourne le bouton d'accord, l'indicateur de champ dévie à l'approche d'une station, il n'y a plus alors à retoucher l'accord, dès que l'on relâche le bouton, l'aiguille d'accord à zéro central s'immobilise au centre du cadran et l'indicateur de niveau accuse son maximum. L'indication « verrouillage » s'allume. L'ampli tuner 4500 sera équipé de ce système. Un modèle plus simple, le 2500 se contente d'un « servo » d'une conception plus traditionnelle.

Le constructeur ne s'est pas contenté d'améliorer la haute



fréquence. Les amplificateurs ont subi des transformations destinées à améliorer la musicalité des appareils : réponse transitoire et passage des très basses fréquences. D'autres appareils sont commercialisés au Japon, en particulier un

tuner digital presse-bouton et des amplificateurs et préamplificateurs classe A et B avec possibilité d'utiliser un système de multi-amplification, il faudra attendre encore un certain temps avant de voir ce matériel commercialisé en

France, la politique d'exportation de ce constructeur est sage, il est préférable d'expérimenter le matériel sur place plutôt que d'en envoyer aux quatre coins de la terre.

E.L.

Le magnétophone YAMAHA TC 800

(suite de la page 95)

La bande fer/chrome donne un niveau de sortie de - 5 dB pour un taux de distorsion de 1,1 % on peut surmoduler de 7 dB.

Si maintenant on considère le rapport signal sur bruit pour un niveau de modulation de 0 dB, les trois bandes arrivent à égalité pour la mesure pondérée avec Dolby, le chiffre commun étant de 58 dB.

En prenant pour référence le taux de distorsion de 3 %, dont tient d'ailleurs compte le constructeur en autorisant l'allumage périodique des diodes en fonction du type de bande, le classement est différent, la Memorex passe en tête avec 66 dB, vient la fer/chrome avec 65 dB suivie de la chrome avec 63 dB.

L'écart est important entre les deux premières et le chrome qui est desservi par un taux de distorsion relativement important.

Le limiteur est un instrument efficace, c'est ici un instrument de secours, sa qualité n'est pas en cause, pour une surmodulation de 20 dB, soit un signal d'entrée dix fois plus grand que celui prévu, le taux de distorsion passe à 1,8 %, ce qui est peu par rapport à l'effet obtenu. La restriction se situe dans l'indépendance de la commande. Si un canal débite un niveau supérieur à l'autre, la limitation ne se fera que sur un canal et on assistera à un déplacement de l'image stéréo, un point auquel il faudrait

remédier, c'est une formule qui est adoptée dans les studios de radio-diffusion ou d'enregistrement.

CONCLUSION

Outre un aspect attrayant et un prix étudié, compte tenu de ses possibilités, du mixage, des diodes indicatrices de crête, le TC 800 GL est une sorte de bonne à tout faire qui servira aussi bien pour l'écoute au jardin que pour celle au foyer. Ce n'est tout de même pas un appareil de reportage. La fonction « ali-

mentation par piles » devant être considérée comme annexe. Les mesures sont conformes aux spécifications du constructeur. Un point qu'il ne faut pas négliger. Le second, benjamin de la gamme se présente avec des caractéristiques électroniques identiques, il sera plus simple et moins cher, on regrettera la disparition des diodes LED et aussi celle du limiteur. Ce dernier aurait pu compenser la suppression des diodes LED. Un bel appareil aux bonnes performances, une conception qui a maintenant de plus en plus d'adeptes, l'appareil en pupitre...

E.L.

La chaîne "COMPACT"



SABA "RCK 854"

COMME les visiteurs du Salon de la Haute-Fidélité ont pu le constater, en mars dernier, une nouvelle formule de chaîne a fait son apparition avec l'intégration d'un magnétocassette dans un ensemble compact traditionnel.

La formule regroupe, pour les modèles les plus complets, une platine tourne-disque, un tuner à plusieurs gammes d'ondes dont la FM, un amplificateur et un magnétocassette doté ou non de système Dolby, le tout fonctionnant en stéréo, bien entendu.

Autrement dit, un seul appareil regroupe les éléments d'une chaîne Haute-Fidélité très complète sous un volume relativement réduit.

La firme Saba, dont les produits sont bien connus, et de longue date, se devait d'apporter sa contribution en la matière avec un modèle, certes plus modeste, mais qui

doit permettre à ceux que la formule en question peut séduire, de se familiariser avec les possibilités qui sont offertes.

Il est possible d'écouter la radio en stéréophonie sur la gamme FM, en monophonie sur les quatre gammes (OC, PO, GO et FM) et d'enregistrer sur la partie magnétocassette la partie du programme de votre choix. Il est également possible, grâce à un tourne-disque additionnel, dont la tête de lecture doit être du modèle piézo-céramique ou cristal, d'écouter et d'enregistrer les disques de votre choix.

Enfin, il est possible d'écouter les cassettes pré-enregistrées du commerce.

L'ensemble comprend deux petites enceintes acoustiques dont la finition s'harmonise parfaitement à celle de l'appareil.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

La partie tuner possède quatre gammes d'ondes : FM 87,5 à 104 MHz - OC 5,9 à 18,5 MHz (bandes 31, 41 et 49 m.) - PO 510 à 1 630 kHz et GO 145 à 350 kHz. Les moyennes fréquences sont accordées sur 10,7 MHz en FM et sur 460 kHz pour les autres gammes. La présence d'émission stéréo en FM est signalée par un voyant. Une touche séparée permet de passer en monophonie.

La partie magnétocassette est classique : touches de commande pour éjection de la cassette, pour enregistrement, pour marche arrière rapide (rebobinage), pour avance normale, pour marche avant rapide, pour arrêt et pour pause. La vitesse de défilement normale est standard : 4,75 cm/s \pm 3 %. Le taux de

fluctuation est de \pm 0,4 %. La fréquence de prémagnétisation est de 60 kHz. La bande passante, sur la sortie radio est de 63 Hz à 10 kHz pour une bande normale et de 63 Hz à 12,5 kHz pour une bande au bi-oxyde de chrome. Le temps de rebobinage est d'1,5 minute pour une cassette C 60. Les résultats avec les cassettes C 120 dépendent de leur qualité.

La partie amplificateur fournit 2 x 12 W musique aux deux enceintes acoustiques prévues. Le taux de distorsion harmonique maximum est de 5 %. Le rapport signal/bruit est de 45 dB aux conditions de mesure IEC. La sensibilité des entrées est de 0,1 mV/k Ω pour l'entrée radio, de 120 mV/1 M Ω pour l'entrée phono (ou P.U.) et de 0,15 mV/200 Ω pour chacune des entrées microphone.

La tension de sortie de l'entrée radio est normale-

ment de 3 V/22 k Ω . L'impédance des sorties est prévue, pour les enceintes de 4 à 16 Ω et pour le casque de 200 à 2 000 Ω . L'ensemble comporte 31 transistors, 3 circuits intégrés, 10 diodes et 1 pont redresseur.

La consommation varie entre 12 VA et 60 VA, pour un réseau 110/220 V - 50 Hz. Les dimensions sont de 515 x 110 x 310 mm, pour l'élément principal et de 185 x 270 x 130 mm pour chacune des enceintes acoustiques.

PRÉSENTATION

Nous retrouvons ici la présentation soignée qui est une des traditions de Saba. L'utilisation prévue d'une platine tourne-disque séparée a permis de réaliser un petit ensemble harmonieux et fonctionnel de dimensions réduites.

La disposition des éléments de réglage et de contrôle procure une bonne facilité de leur exploitation.

L'aspect de l'appareil est celui d'un magnétocassette classique, mais de largeur double, en raison de la juxtaposition d'un tuner traité dans le même style.

L'esthétique adoptée est celle de la ligne basse, l'ensemble du carénage étant constitué par un bac support et par un couvercle réalisés en matière plastique noire traditionnelle.

Les parois latérales, aux rebords arrondis et en pente douce vers l'avant, sont recouvertes d'un lamifié qui imite très bien le bois de teck. Le bandeau avant est également recouvert de ce lamifié, ainsi que les deux petites enceintes acoustiques. L'aspect est très séduisant et peut s'accorder à la plupart des styles d'ameublement, car il reste discret.

La disposition des éléments est faite de façon logique,

avec la partie magnétocassette à gauche et la partie tuner à droite, les organes de commandes étant disposés devant chaque partie et dans un alignement esthétique.

Le bord arrière de la face supérieure est arrondi et comporte des fentes pour l'évacuation des calories excédentaires. Le compteur à trois chiffres et son bouton de remise à zéro sont disposés complètement à gauche sur cette partie arrière. La plage centrale de la face supérieure est occupée par le volet de protection de la cassette et par le cadran d'accord du tuner, ainsi que par deux paires de potentiomètres à curseurs, disposés entre le volet et le cadran.

Ce sont les réglages des tonalités graves et aiguës, placés à gauche et ceux du niveau d'écoute, placés à droite.

Le bord avant de cette plage centrale est souligné par une rangée de touches façon piano recouvertes de métal satiné. Trois groupes de touches sont ainsi disposés entre des intercalaires de même style et forment une rangée continue qui souligne parfaitement le bord avant de cette plage centrale. Du pied de cette rangée de touches, une partie inclinée vers l'avant regroupe le galvanomètre d'accord du tuner, disposé à gauche, la longue molette de commande de cet accord, disposée à droite, ainsi que les deux prises pour microphone (type DIN) et les voyants de contrôle d'enregistrement (rouge) et de présence d'émission stéréo (vert) disposés au centre de cette partie inclinée.

Le groupe de sept touches qui sert à l'exploitation du magnétocassette est disposé devant la partie réservée à celui-ci. Ce sont celles de l'éjection de la cassette, de l'enregistrement, de l'avance rapide arrière, de l'avance normale, de l'avance rapide avant, du stop et de la pause.

Le groupe de quatre touches qui est placé au centre,

sous les réglages à curseurs, sont ceux de la régulation automatique du niveau d'enregistrement, de l'utilisation de cassette du type bi-oxyde de chrome, de l'anti-interférence pour l'enregistrement de la radio et de la fonction mono.

Le groupe de sept touches qui est placé à droite permet la sélection des sources de signal, à savoir : les entrées des microphones, l'entrée pour phono, les gammes radio (FM, OC, PO, GO) ainsi que la mise sous tension ou l'arrêt de l'appareil.

En ce qui concerne la touche anti-interférence du groupe central de touches, sa présence s'explique par l'existence d'un sifflement gênant qui se produit lors de l'enregistrement de la radio en modulation d'amplitude. Ce sifflement est le résultat du battement entre les harmoniques de l'oscillateur de prémagnétisation du magnétocassette et ceux des circuits du tuner en PO et en GO principalement.

Cette suppression de l'interférence ou tout au moins son atténuation est obtenue par modification de la fréquence de l'oscillateur de prémagnétisation.

Les prises pour raccordement de microphones sont du type DIN à cinq broches et conviennent parfaitement aux prises DIN à trois broches dont sont équipés les microphones dynamiques prévus pour être utilisés avec les appareils de cette classe.

La raison de l'utilisation de prises à cinq broches pour les entrées micro est que l'une des broches sert à alimenter en tension les circuits des microphones, comme cela se produit souvent sur du matériel de cette origine et que cela correspond aussi à une standardisation des prises.

La face arrière comporte également des fentes pour la ventilation dans sa partie centrale, ainsi que des prises pour les raccordements nécessaires et réparties en deux groupes,

qui sont disposées de part et d'autre des fentes de ventilation.

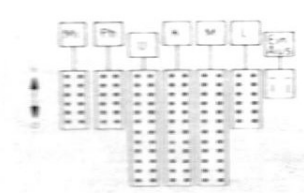
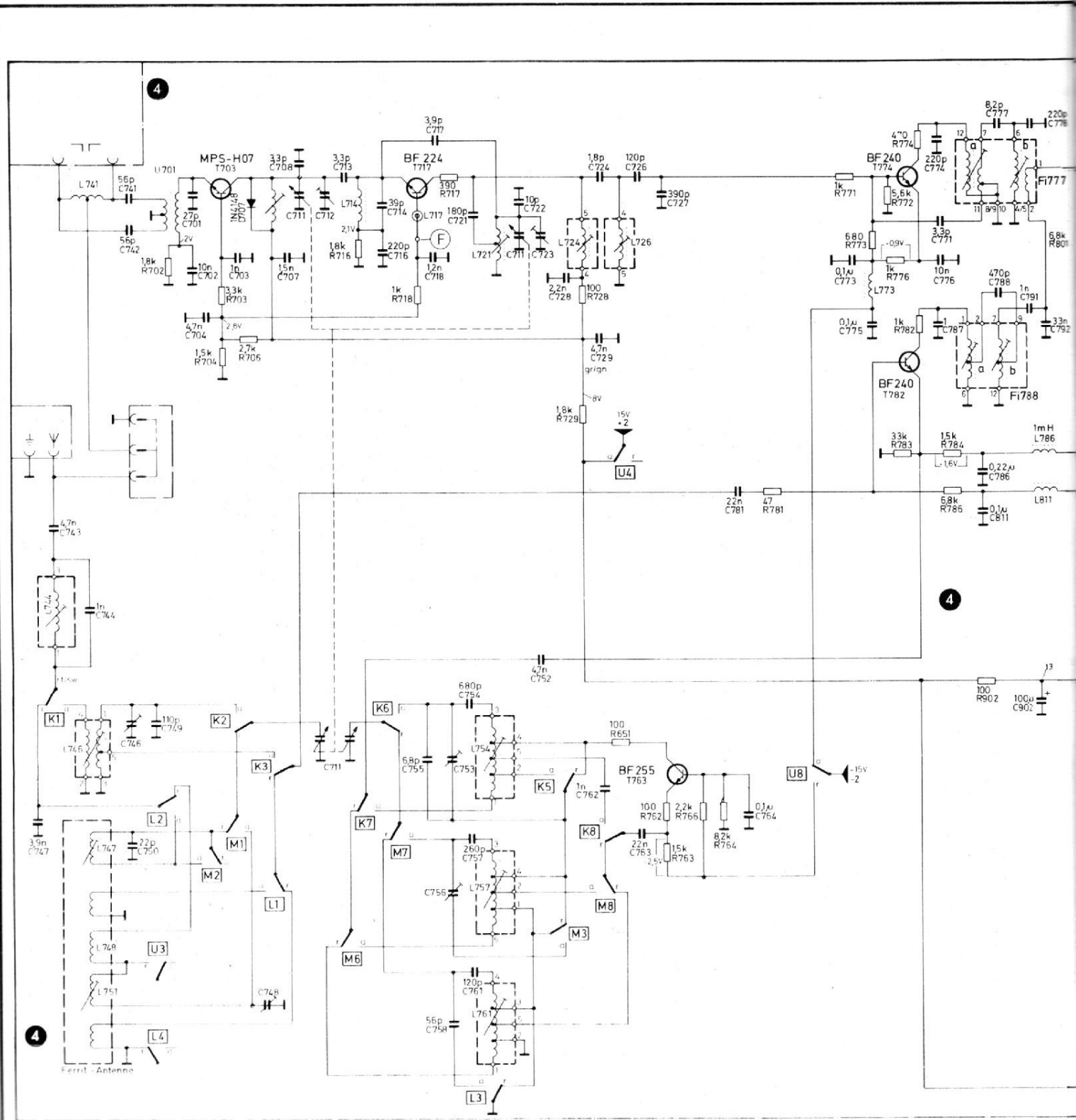
Le groupe des prises destiné au raccordement des antennes pour le tuner comprend une prise d'antenne FM, du type symétrique d'intérieur et d'impédance 240/300 Ω , une prise d'antenne pour les gammes OC, PO, et GO, dans le cas où l'antenne ferrite incorporée ne suffit pas et complétée par une prise de terre. Un petit cavalier amovible permet d'utiliser l'antenne de la FM pour les autres gammes d'ondes, suivant qu'il est positionné vers celle-ci ou vers l'autre prise d'antenne.

L'autre groupe de prises comprend deux prises DIN à deux broches pour le raccordement des enceintes acoustiques, qui sont équipées de cordons assez longs, et trois prises, également DIN pour le raccordement phono, radio et casque.

La prise radio permet d'exploiter le magnétocassette avec un autre appareil, enregistreur ou amplificateur, et peut aussi, sur les autres broches, servir au raccordement du tourne-disque, car les branchements sont identiques. On peut d'ailleurs utiliser cette partie de la prise pour le raccordement de toute autre source de signal ainsi que d'un autre magnétocassette ou d'un magnétophone.

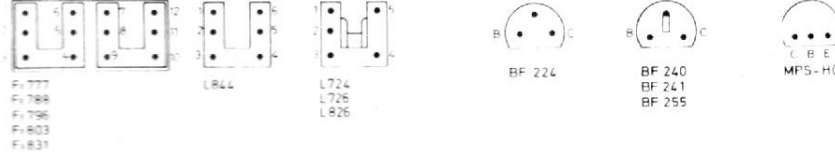
La prise pour casque est du modèle habituel DIN à cinq broches, mais qui sont ici disposées en croix et non en demi-cercle comme pour les autres prises.

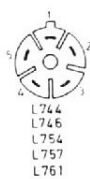
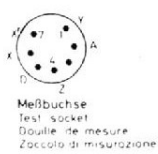
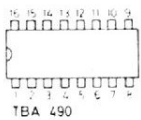
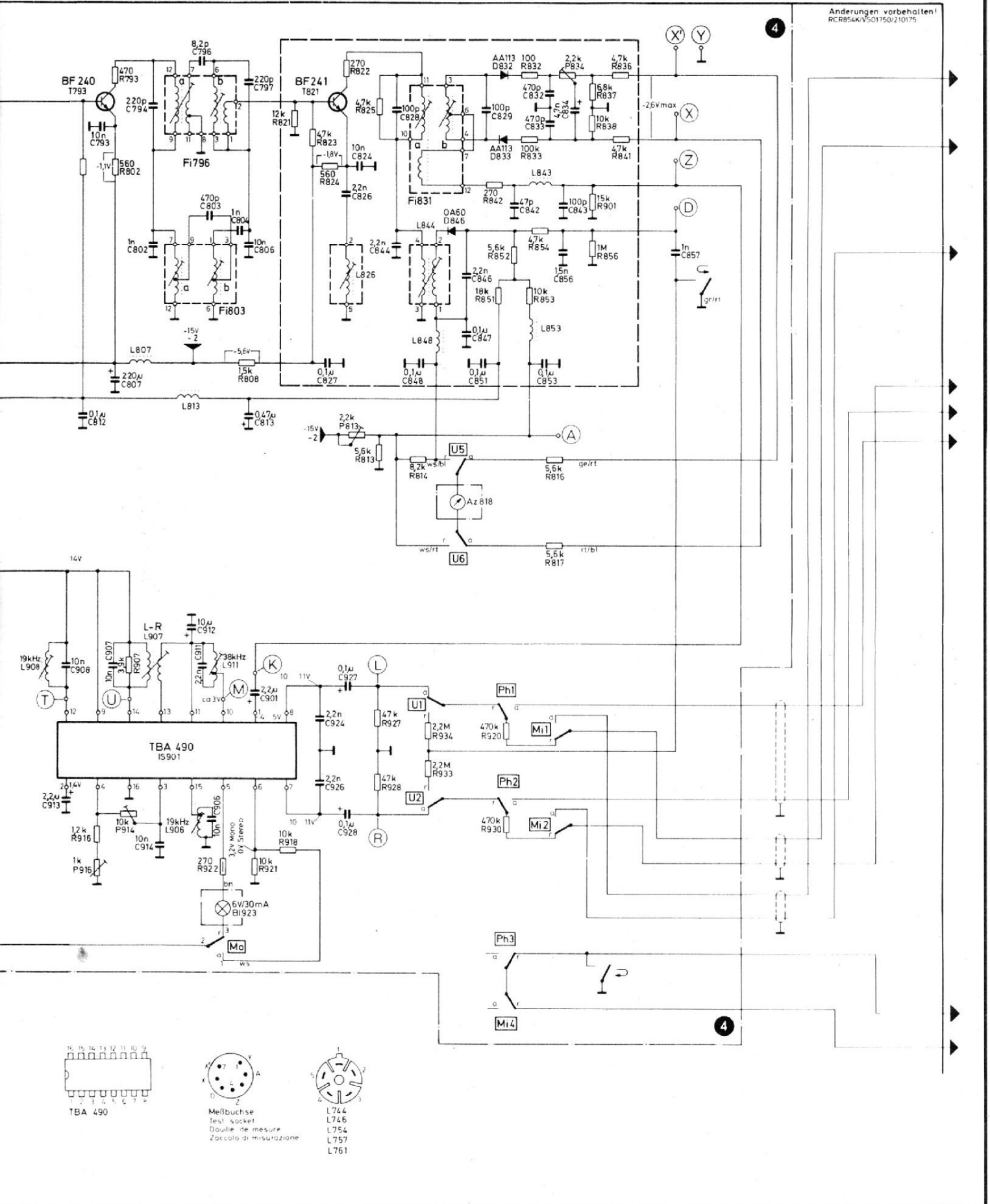
Comme nous avons pu le voir, l'équipement de ce petit appareil qui est, somme toute assez modeste, permet cependant une utilisation quasi universelle. Nous signalons cependant que l'utilisation de la prise phono avec une platine tourne-disque autre que celle qui est préconisée est exclue, ceci en raison de l'absence de correction de gravure RIAA, comme les mesures l'ont fait ressortir. En effet, l'entrée phono, attaquée

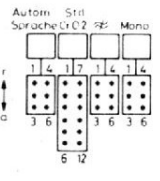
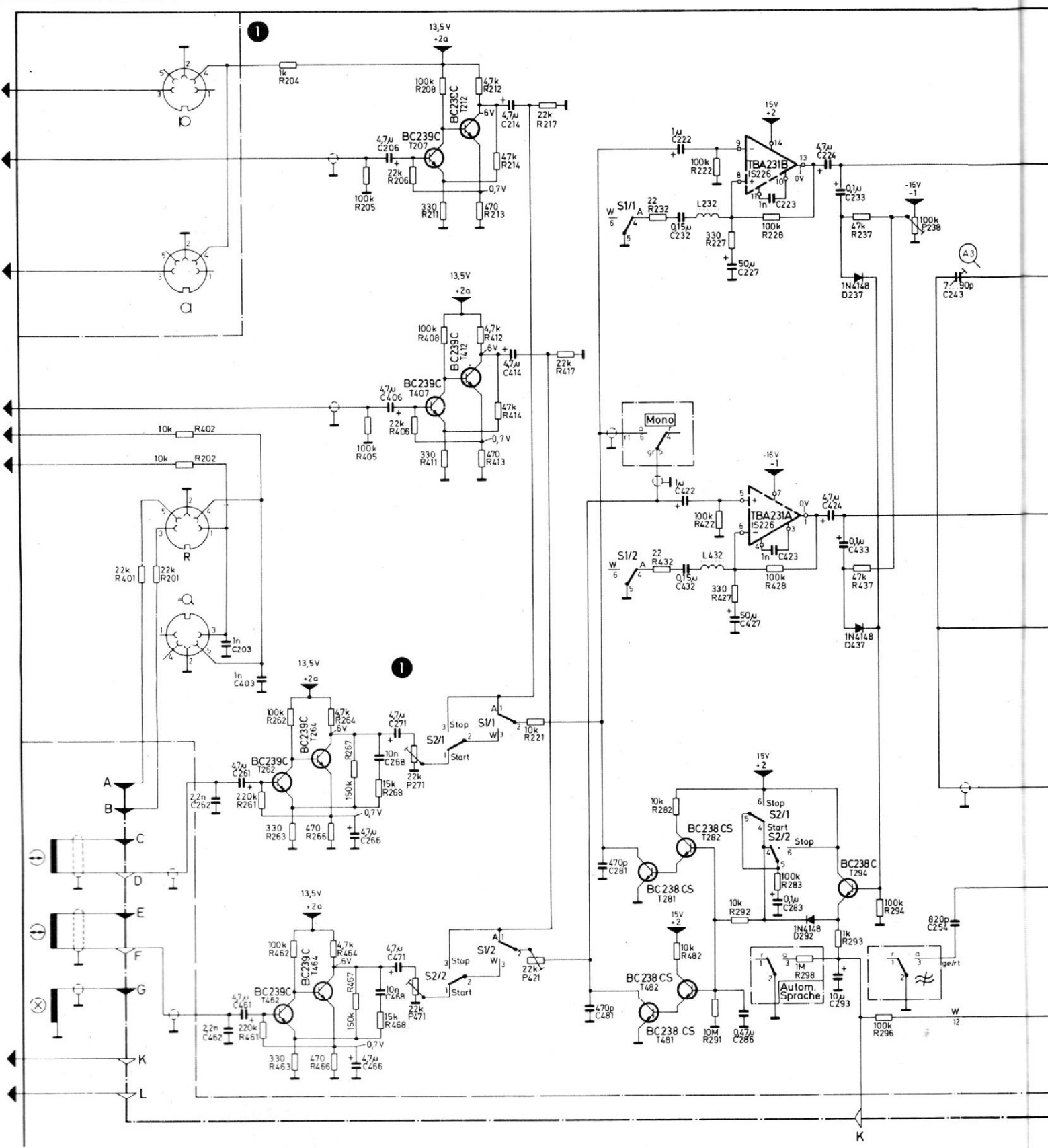


- - Ruhekontakt
 Contact at rest
 - - Arbeitskontakt
 Operating contact

Filteranschlüsse (von unten)
 IF transformer connections (bottom view)
 Branchement transform. MF (vue de dessous)
 Collegamenti di filtri (vista dal basso)

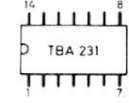
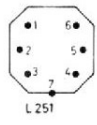
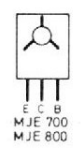
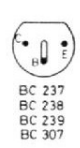


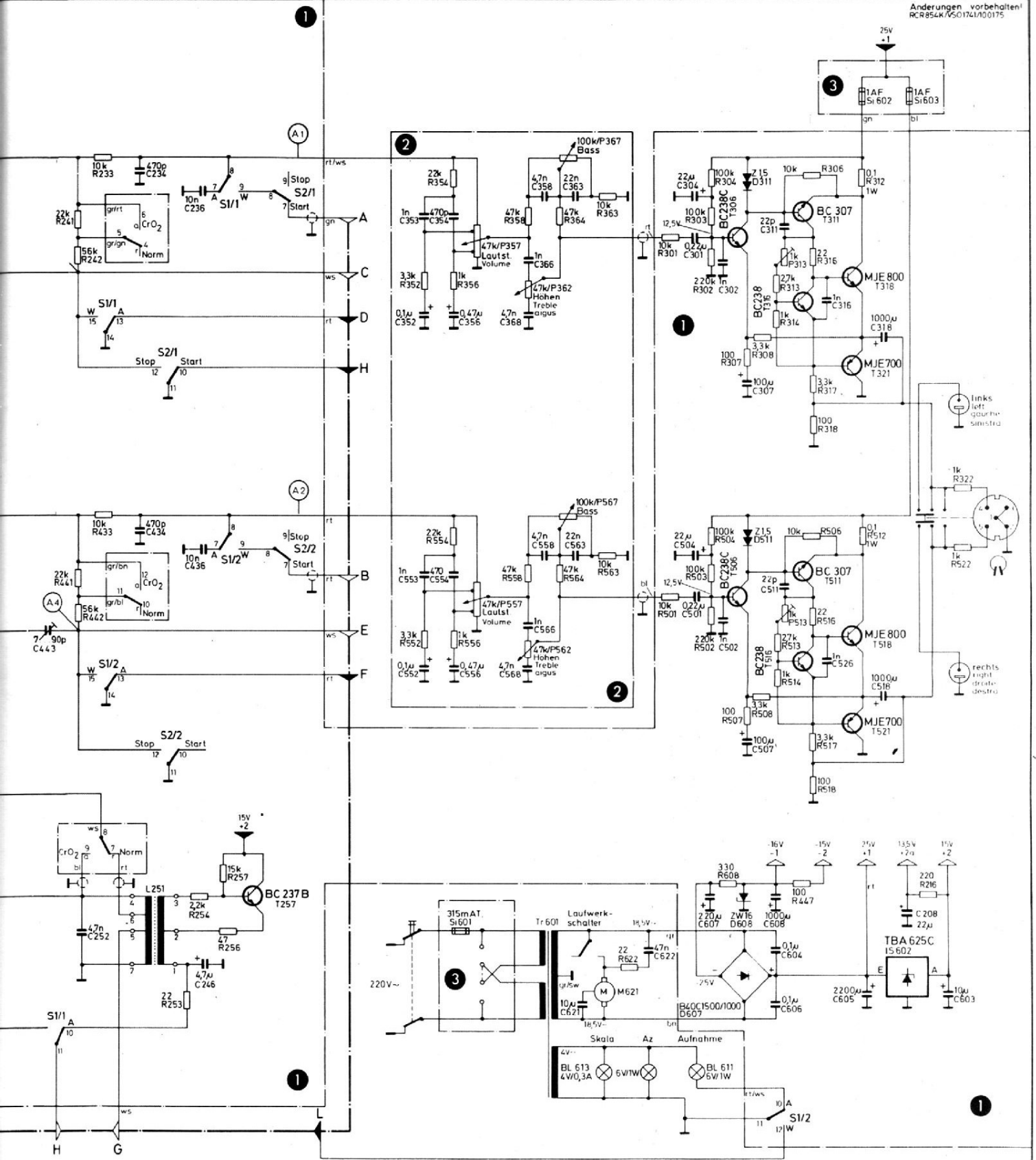




r = Ruhekontakt
 Rest contact
 Contact de repos
 Contact di riposo

a = Arbeitskontakt
 Operating contact
 Contact fonctionnant
 Contact di lavoro





avec un signal qui restitue cette gravure RIAA a donné les valeurs de cette correction, à peu de différence près, ce qui est une bonne performance.

EXAMEN DES CIRCUITS

L'ensemble des circuits est réparti sur deux modules imprimés. L'un de ces circuits imprimés regroupe les éléments du tuner tandis que l'autre circuit contient les éléments du magnétocassette et ceux de l'amplificateur.

La partie tuner est assez classique dans son ensemble et les circuits amplificateurs moyenne fréquence de la gamme FM sont communs à ceux des autres gammes.

La partie FM est composée d'une tête HF, d'un amplificateur moyenne fréquence, d'une détection et d'un décodage stéréo. La tête HF est assez simplifiée, car elle est équipée seulement de deux transistors. L'un sert à l'amplification HF et l'autre est utilisé en oscillateur-mélangeur.

L'entrée antenne est parfaitement symétrique, l'enroulement primaire du transformateur HF étant mis à la masse par une prise médiane d'une part et l'enroulement qui charge la prise d'entrée étant également mis à la masse par le cavalier mobile lorsque l'antenne pour les gammes OC, PO et GO n'est pas utilisée. L'oscillateur mélangeur est précédé d'un filtre de bande accordé, comme l'étage lui-même, par un condensateur variable à deux éléments. C'est également un filtre de bande accordé, celui-la, sur la moyenne fréquence de 10,7 MHz, qui assure la liaison avec le premier étage amplificateur moyenne fréquence. Ce dernier est suivi d'un transformateur de liaison avec le second étage amplificateur, de même que pour le troisième étage qui précède la détection.

Celle-ci utilise un détecteur de rapport absolument classique à diodes et enroulement de prélèvement, dont la sortie est appliquée au circuit intégré de décodage stéréo multiplex, qui est du type TBA 490, ainsi qu'au galvanomètre indicateur d'accord. Autour du circuit intégré de décodage, on note la présence de deux circuits accordés sur la fréquence pilote de 19 kHz, ainsi que d'un circuit accordé sur la sous-porteuse 38 kHz.

Il n'y a pas de filtre passe-bas en sortie décodage, ce qui explique la valeur peu élevée, mais suffisante, de la séparation des canaux. Le circuit décodeur commande directement le voyant indicateur d'émission stéréo en FM.

En ce qui concerne la partie modulation d'amplitude du tuner, il est assez curieux de constater que l'on a affaire à un oscillateur séparé, l'étage mélangeur recevant le signal HF en provenance des circuits accordés de l'antenne ferrite sur la base et l'oscillation locale sur l'émetteur du transistor mélangeur, ce qui est courant pour un tuner FM et non obligatoire pour un récepteur radio. Il est vrai que la présence d'un magnétocassette impose ces précautions à cette partie du tuner, qui est plus sensible aux interférences, comme nous l'avons dit au sujet de l'emploi d'une certaine touche.

Dans le cas de l'utilisation de l'antenne FM, grâce au cavalier mobile, pour la réception des trois autres gammes, un filtre d'antenne est intercalé, il est accordé sur la moyenne fréquence de 460 kHz. C'est une sage précaution avec les antennes ferrites. Les circuits d'entrée et de l'oscillateur local sont accordés par deux éléments du condensateur variable qui en comprend donc quatre couplés par un même axe.

Le galvanomètre d'accord est également utilisable pour cette partie du tuner.

Les circuits du magnétocassette sont assez simples et certains éléments sont communs

à l'enregistrement et à la reproduction. Par commutation, les signaux en provenance de la partie radio, de la prise phono ou des prises micro sont appliqués à l'entrée d'un étage préamplificateur équipé de deux transistors à liaison directe. Cet étage préamplificateur précède un étage amplificateur équipé d'un circuit intégré, qui sert d'amplificateur d'enregistrement, la sortie de ce dernier restant en liaison dans tous les cas avec le réseau correcteur de tonalité, donc avec les étages amplificateurs de puissance. C'est également à l'entrée de l'étage amplificateur intégré que sont appliqués les signaux en provenance de l'amplificateur de lecture, lui-même constitué par deux étages amplificateurs à liaison directe. Ces signaux sont régulés en amplitude par un réseau de contre-réaction commutable entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur intégré. Ce réseau est très efficace car il est équipé de trois étages amplificateurs dont un commun aux deux canaux. C'est également à l'entrée de l'amplificateur intégré qu'est disposée la commutation mono-stéréo, ce qui se comprend dans le cas prévu d'un enregistrement de la radio en OC, PO ou GO.

L'oscillateur de prémagnétisation est équipé d'un transistor et d'un transformateur à prises sur ses enroulements, dont certaines sont utilisées pour la commutation bande normale - bande au bi-oxyde de chrome.

C'est aux bornes de cet enroulement qu'intervient la commutation qui permet la modification de la fréquence de prémagnétisation, tout simplement par la mise en parallèle d'une capacité de 820 pF sur celle qui est à demeure aux bornes de cet enroulement.

Les correcteurs de tonalités sont des réseaux passifs à résistances et capacités. Ils sont intercalés entre la sortie des amplificateurs intégrés et

l'entrée des étages amplificateurs de puissance.

Ces derniers sont du type pseudo-complémentaire, à sortie par condensateur de forte valeur (1 000 μ F) et équipés de transistors NPN et PNP tant sur les étages drivers que sur les étages de puissance, qui sont des MJE 800 et 700.

Les tensions d'alimentation nécessaires sont fournies par un enroulement secondaire du transformateur d'alimentation.

Cet enroulement alimente le moteur du magnétocassette en courant alternatif, avec démarrage par condensateur et les différents circuits en tensions continues positives et négatives pour la plupart stabilisées par diodes Zener, après redressement par pont, le point milieu de l'enroulement secondaire étant mis à la masse, et filtrage énergétique. Un second enroulement secondaire est utilisé pour l'éclairage du cadran du tuner, du voyant d'enregistrement ainsi que du galvanomètre.

FABRICATION

Comme il est de tradition chez Saba, la fabrication est soignée et les éléments bien disposés sous le capot de protection. La carte imprimée qui regroupe les circuits du magnétocassette et de l'amplificateur est disposées sous le magnétocassette et celle qui correspond au tuner sous le cadran d'accord de celui-ci. On remarque sur cette dernière que les capots de blindage n'ont pas été épargnés et que le condensateur variable multiple est un modèle miniature mais de bonne qualité. Le barreau de ferrite est disposé sous l'appareil, ce qui peut être un inconvénient sur le plan de la sensibilité au cas où l'on utiliserait un meuble métallique pour poser l'appareil.

Le transformateur possède une belle taille pour un appareil de puissance modeste. Il est fixé sur le châssis métallique qui supporte le mécanisme du magnétocassette, ce qui est une bonne précaution en raison de la solidité relative de la matière plastique dont est constitué le fond de l'appareil. Une plaquette de bakélite sert de support aux fusibles qui sont au nombre de trois, un pour le secteur et un par voie pour l'amplificateur de puissance. Cette plaquette supporte aussi le sélecteur de tensions secteur.

MESURES

En ce qui concerne le tuner, et malgré le montage utilisé dans la tête HF, c'est-à-dire la formule étage amplificateur + étage oscillateur-mélangeur pour la partie FM, les résultats sont très honnêtes pour la classe de l'appareil.

En effet, la sensibilité en monophonie, pour le rapport signal/bruit normalisé de 26 dB, est de l'ordre du microvolt. Et ceci pour la déviation (ΔF) de ± 40 kHz, qui est généralement citée dans les spécifications des constructeurs qui ont adopté les normes DIN.

Un signal sans souffle, avec cette même déviation, est obtenu pour le niveau de $8 \mu V$ et le rapport signal/bruit est alors de 42 dB. L'écrêtage semble se produire vers le niveau de $20 \mu V$ avec le même rapport signal/bruit de 42 dB. Nous disons : « semble se produire » car il est probable que les circuits de correction de niveau des étages préamplificateurs communs à la partie cassette et à la partie amplificateur y soient pour quelque chose. De toute façon, c'est une excellente chose car le niveau du signal issu du tuner, en FM et sur les autres gammes d'ondes, varie dans un rapport très important.

En stéréophonie, le décodage se produit pour un niveau du signal de $3 \mu V$, avec un rapport signal/bruit de 38 dB. Le voyant vert de signalisation s'éclaire pour ce niveau du signal, sauf si la touche mono est enfoncée, bien entendu.

En pratique, la valeur utile du signal stéréo est de l'ordre de $15 \mu V$, ce qui permet de retrouver un rapport signal/bruit de 42 dB. Toujours en stéréo, la séparation des canaux est de l'ordre de 29/28 dB à 45 Hz, de 30/29 dB à 1 000 Hz et de 17/16 dB à 8 000 Hz, ce qui est fort honorable, compte tenu du montage utilisé, rappelons-le, dans la tête HF. La valeur mesurée à 45 Hz, à peine inférieure à celle qui est mesurée à 1 000 Hz, s'explique par le relèvement des fréquences graves au niveau des circuits amplificateurs, comme nous le constaterons lors des mesures sur les parties amplificateur et magnétocassette. Le rapport signal/bruit pour un

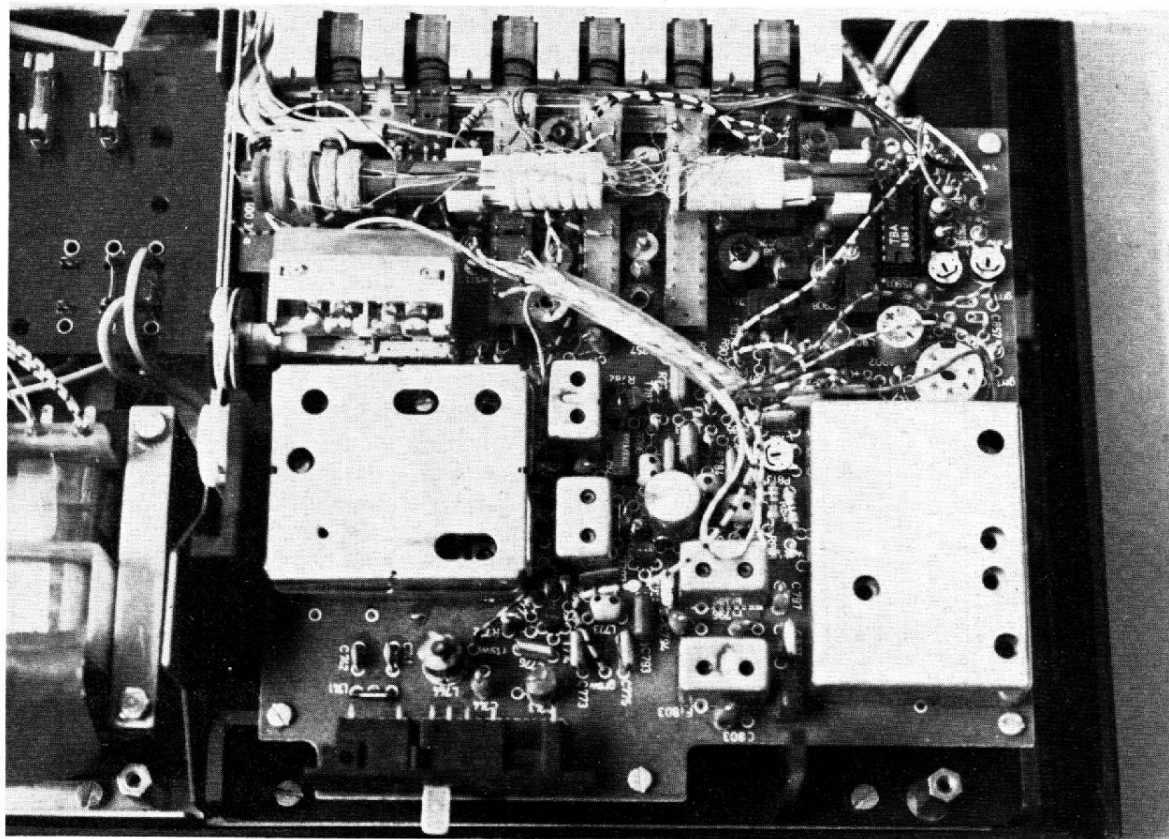
signal de $1 000 \mu V$, en mono, est de 58 dB, mesure pondérée et de 40 dB, mesure non pondérée. La bande passante correspond bien aux spécifications globales et s'étend de 40 Hz à $12,5 \text{ kHz} \pm 1,5 \text{ dB}$.

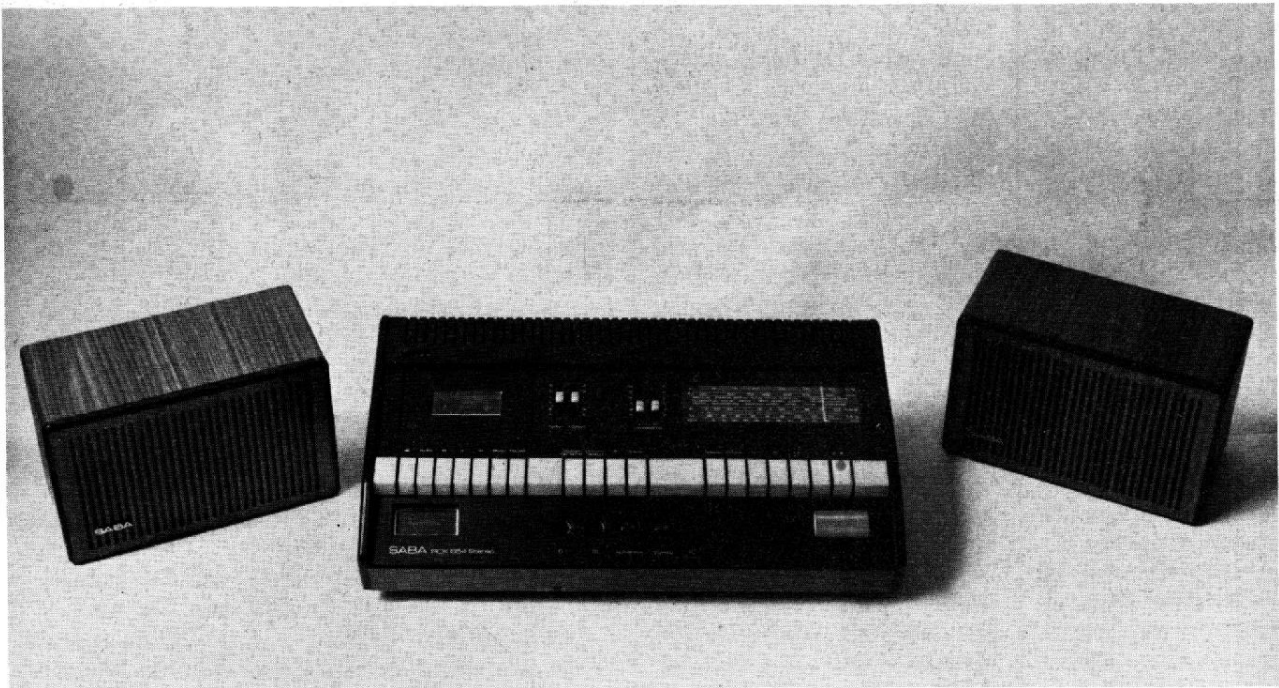
La gamme de réception FM est comprise entre 86,9 et 105 MHz, ce qui est correct pour l'Europe.

Le rapport de capture, que nous avons mesuré par curiosité en raison du montage utilisé pour la tête HF, est quand même de 4 dB, ce qui est une bonne performance.

La partie du tuner qui permet la réception des trois autres gammes d'ondes donne également de bons résultats, tant sur le plan de la sensibilité que sur celui de la sélectivité.

La partie magnétocassette donne également de bons résultats. La vitesse de défilement est légèrement inférieure ($-0,6\%$) à $4,75 \text{ cm/s}$, ce qui est excellent par rapport à la tolérance spécifiée : $\pm 3\%$. Le taux de pleurage et scintil-





lement donne aussi satisfaction avec $\pm 0,25\%$ contre une valeur annoncée de $\pm 0,4\%$. La fréquence de l'oscillateur de prémagnétisation, annoncée 60 kHz est absolument respectée avec 20 Hz d'écart. Cette fréquence est légèrement abaissée (59 520 Hz) pour la correction de bande au bi-oxyde de chrome. De même, l'action de l'anti-interférences abaisse la fréquence à 55 260 Hz et à 54 855 Hz pour la bande au bi-oxyde de chrome.

L'efficacité de la touche anti-interférence est variable. Ainsi, dans la bande OC de 49 m, cette touche est peu efficace, de même que dans la gamme GO pour la BBC, par exemple, sauf si l'on utilise la touche et le type de bande au bi-oxyde de chrome. Tout cela dépend des conditions d'écoute et principalement du lieu et des heures, en raison de la variation de la propagation et des interférences.

En raison des corrections apportées par les circuits lors de l'enregistrement et lors de la lecture, la réponse en fréquence est correcte. La réponse en enregistrement + lecture fait ressortir ces corrections.

Pour une bande normale, nous obtenons + 7 dB à 63 Hz et + 4 dB à 10 kHz, l'enregistrement étant effectué au niveau 0 dB, ce qui est un maximum permis. Pour une bande au bi-oxyde de chrome, nous relevons + 14 dB à 10 kHz, la valeur à 63 Hz étant inchangée. L'enregistrement au niveau - 20 dB donne de bons résultats, avec - 5 dB à 63 Hz et à 14 kHz, pour une bande au bi-oxyde de chrome. La bande passante annoncée, soit 63 Hz - 10 kHz pour une bande normale et 63 Hz - 12,5 kHz pour une bande au bi-oxyde de chrome est respectée à ± 3 dB, le signal étant prélevé sur la prise de sortie radio.

La lecture de bandes étalon confirme ces résultats et l'on constate que le niveau 0 dB est correct ainsi que le positionnement (azimuth) de la tête d'enregistrement/lecture. Les temps de rebobinage sont meilleurs que ceux qui sont annoncés : 1 mn en rebobinage arrière et 65 s en rebobinage avant. La partie amplificateur est également conforme aux spécifications sur le plan de la sensibilité des entrées. En effet, nous obtenons une sensibilité de

110 mV sur les entrées phono et radio et de 0,16 mV (- 64 dB/600 Ω) sur les entrées micro. Le rapport signal/bruit mesuré sur ces entrées est de l'ordre de 50 dB, mesure pondérée, pour 45 dB spécifié.

En ce qui concerne la réponse en fréquence, nous constatons que la correction apportée de façon permanente donne un relèvement des graves d'environ 9 dB à 40 Hz et d'environ 4 dB à 10 kHz. L'entrée phono est linéaire et nous n'avons pas relevé de différence notable avec un signal normalisé RIAA, qui est restitué tel quel (- 17,5 dB à 20 Hz et + 13 dB à 20 kHz). Bien entendu, les correcteurs de tonalité, dont l'action s'ajoute à celle qui est établie de façon permanente, semblent être décalés, car nous obtenons + 17 et - 3 dB à 40 Hz et + 8 et - 17,5 dB à 20 kHz.

La puissance de sortie, sur charges de 8 Ω et qui correspondent à l'impédance des enceintes fournies, est de 2 x 4 W efficaces à 1 000 Hz, en régime continu et pour un taux de distorsion harmonique de 0,4%. Ces résultats recourent la valeur annoncée,

soit 2 x 12 W musique avec un taux de distorsion de 5%. De toute façon, ce résultat est fort correct.

CONCLUSIONS

Cette formule de radio-cassette améliorée donne entière satisfaction aussi bien sur le plan de l'utilisation que sur celui des performances. L'écoute d'émission en FM est agréable, que le programme ait été enregistré ou non sur cassette. La plupart des tourne-disques à tête de lecture piézo convient à ce modèle pourvu que la qualité soit suffisante. De plus, les dimensions réduites mais suffisantes, ainsi que la longueur des câbles de liaison des enceintes acoustiques permet de faire face à la plupart des cas d'utilisation.

Enfin l'ensemble possède un rapport qualité/prix favorable qui doit permettre l'acquisition d'une bonne platine tourne-disque pour le compléter.

J.-L. B.

UN AMPLIFICATEUR HI-FI

2 X 50 W.

(Suite voir N° 1557)

CARACTÉRISTIQUES ET PERFORMANCES DE L'AMPLIFICATEUR HF 76

Elles sont résumées dans une série de courbes et par quelques photographies d'oscillogrammes.

La figure 12 montre, en fonction de la puissance de sortie et de la fréquence, le taux de distorsion harmonique du signal de sortie, relevé pour une charge de 4Ω . On remarque que, pour une puissance de sortie de 50 W, la distorsion reste inférieure à 0,25 % jusqu'à environ 10 kHz. Pour une puissance modulée de 25 W, la distorsion est ramenée à un taux inférieur à 0,15 % dans les limites de fréquence ci-dessus indiquées. Enfin, à très faible niveau de puissance (5 W), la distorsion se situe au-dessous de 0,08 % jusqu'à 10 kHz.

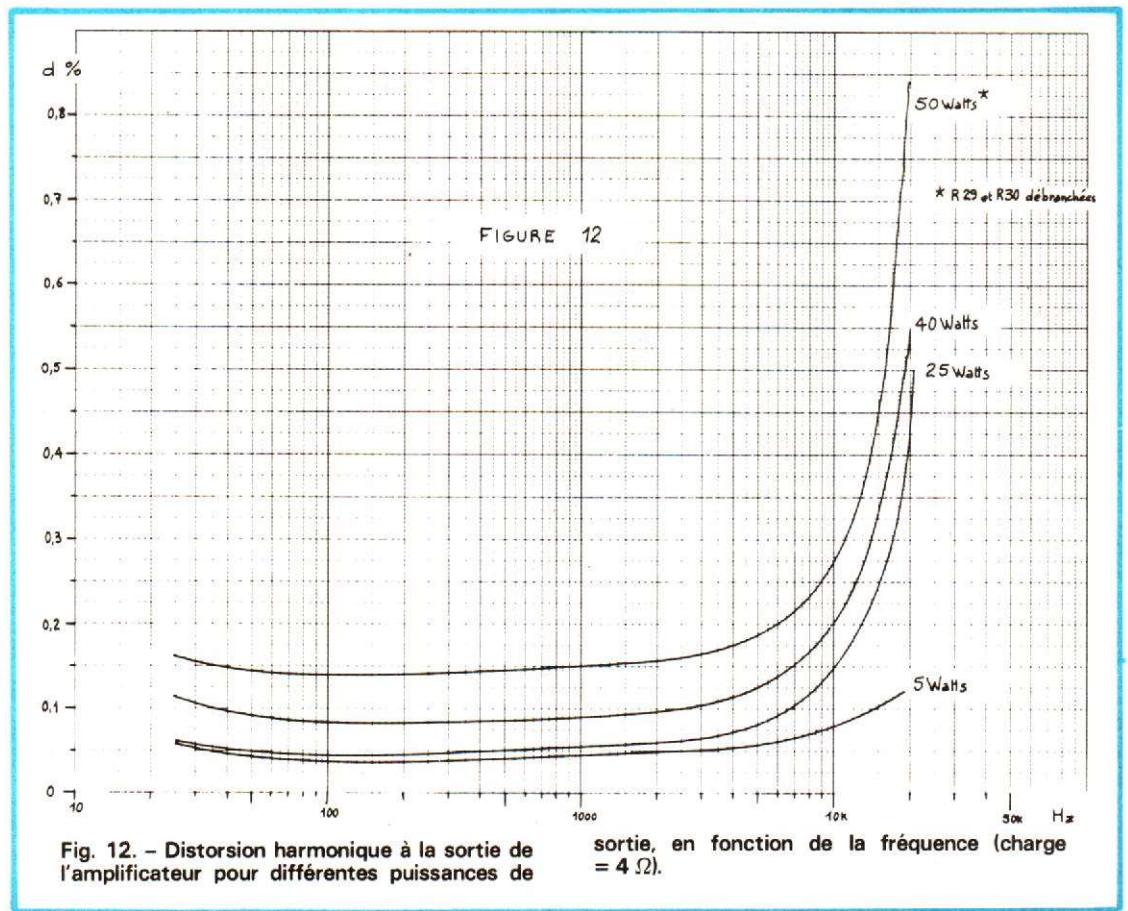
La figure 13 indique, pour une fréquence constante de 1 000 Hz, la variation du taux de distorsion en fonction de la puissance BF dissipée dans une charge de 4Ω . Jusqu'à

45 W, la distorsion ne dépasse pas 0,1 %. Elle augmente légèrement pour une puissance de 50 W (limite de l'écrêtage), principalement quand les résistances R_{29} et R_{30} sont en

place, ce qui indique que le système de sécurité est prêt à agir et qu'il commence à limiter l'amplitude du courant dans les transistors T_8 et T_9 , d'une manière encore très fai-

ble et qui reste invisible sur un oscilloscope, mais néanmoins bien décelable lors de la mesure du taux de distorsion.

La figure 14 représente les variations de l'impédance de



sortie de l'amplificateur en fonction de la fréquence, et pour trois valeurs de la résistance de contre-réaction R_{19} (4 700 Ω , 10 k Ω et 20 k Ω).

La courbe de la figure 15 montre le courant moyen I_{ai} consommé par l'amplificateur en fonction de la puissance modulée de sortie.

L'oscillogramme de la figure 16 met en évidence l'action du système de sécurité lors d'une surcharge des étages de sortie. En haut est représentée la tension aux bornes de la charge ; en bas, le courant mesuré dans l'émetteur du transistor T_8 . Dans un cas, la charge était de 4 Ω et la puissance de sortie était de l'ordre de 50 W. Les formes d'ondes correspondantes sont sinusoïdales, tant pour la tension que pour le courant.

Dans le second cas, tout en conservant la même amplitude de signal d'attaque à l'entrée de l'amplificateur, on a chargé la sortie de ce dernier par une résistance de 2 Ω , d'où surcharge. Le système de sécurité devient alors actif et écrête vigoureusement les signaux de sortie de telle sorte que leurs amplitudes restent compatibles avec l'aire de sécurité des transistors Darlington T_8 et T_9 .

La réponse de l'amplificateur à un bref signal rectangulaire à fronts raides est donnée sur la figure 17. Le temps de montée du signal de sortie, ainsi que son temps de descente, sont inférieurs à 2 μ s (sur une charge de 4 Ω), ce qui est l'indice d'une bande passante se prolongeant considérablement vers les fréquences élevées.

L'amplificateur HF 76 a été essayé en « tone burst », ce qui présente l'avantage, par rapport à un signal sinusoïdal permanent, de reproduire les brusques variations qui se rencontrent généralement tant dans la musique que dans la parole. L'amplificateur (et son alimentation associée) doit pouvoir fournir des pointes de puissance, précédées et suivies de faibles niveaux de modulation. Le générateur de

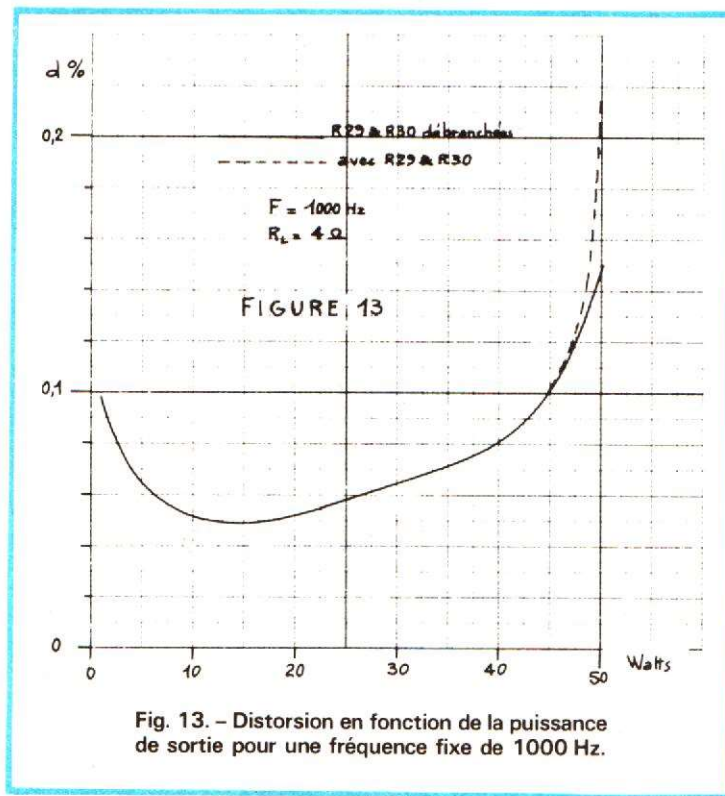


Fig. 13. - Distorsion en fonction de la puissance de sortie pour une fréquence fixe de 1000 Hz.

« tone-burst » est particulièrement indiqué pour faire ces essais car il peut fournir des trains de sinusoïdes simulant parfaitement les pointes de modulation passagère, et permettant ainsi de mettre en évidence, en régime dynami-

que, le facteur de récupération de l'amplificateur examiné. Ce paramètre n'est d'ailleurs pas en corrélation directe avec le taux de distorsion ; cependant son importance est telle que l'oreille fait une nette différence entre deux ensembles

de caractéristiques identiques mais dont l'un présente un facteur de récupération bien supérieur à l'autre.

La réponse aux « tone-burst » de l'amplificateur HF 76 est donnée sur la figure 18 pour une fréquence de l'ordre de 250 Hz et pour une puissance d'environ 50 W. On notera l'excellente tenue aux trains d'ondes ; le signal de sortie (en haut) est pratiquement le même que celui d'entrée (en bas).

La mesure du taux d'intermodulation a été effectuée par la méthode de Le Bel. Pour une puissance de sortie de 45 W, on a relevé un taux de 0,9 %. Les fréquences de mesure étaient de 50 Hz et de 6 000 Hz avec un rapport de tension entre les deux de 4/1. Le filtre passe-haut de sortie présentait un affaiblissement de 3 dB à 2 000 Hz.

RÉALISATION

La figure 19 est un tirage à l'échelle 1/1 du circuit imprimé qui a servi à la réali-

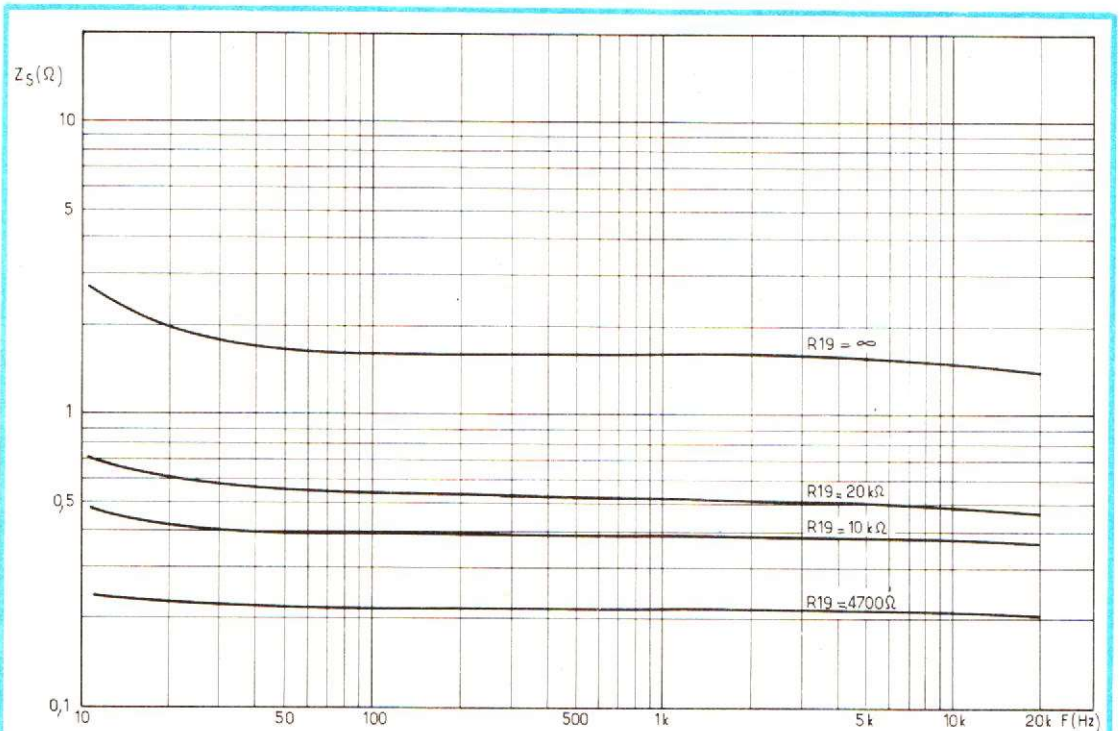


Fig. 14. - Influence de la résistance de contre-réaction R_{19} sur l'impédance de sortie, en fonction de la fréquence (charge = 4 Ω).

sation pratique de l'amplificateur HF 76. Sur la figure 20, sont indiqués les emplacements des composants. Comme on peut s'en rendre compte, le condensateur de sortie (C_5) a été placé hors de la plaque, ce qui s'est avéré indispensable en raison de son volume. Dans le circuit de la figure 20, le transistor T_2 a le départ de ses connexions sur la plaque de stratifié, trois fils souples réalisant la liaison avec ce transistor qu'il est préférable de mettre en contact avec le radiateur de T_8 et T_9 , pour qu'il soit à la même température que les transistors de puissance.

Ces derniers sont à fixer sur des radiateurs. Pour une utilisation en amplificateur stéréo, deux plaques d'aluminium de 200 x 200 x 2 mm, disposées verticalement et si

possible en fini noir mat, suffisent largement. On pourrait même envisager de fixer les transistors de puissance sur le châssis supportant l'alimentation si celui-ci est en aluminium suffisamment épais et présente une surface de refroidissement convenable.

Dans le cas d'une réalisation stéréophonique, il est contre-indiqué de relier directement entre eux les collecteurs des transistors T_8 des amplificateurs de voie gauche et de voie droite (par exemple, en les montant sur un radiateur unique) malgré que ces deux collecteurs soient à réunir au positif de l'alimentation 48 V. Il faut en effet prévoir deux fusibles de protection, ainsi que la possibilité de mesurer séparément les courants de repos des amplifica-

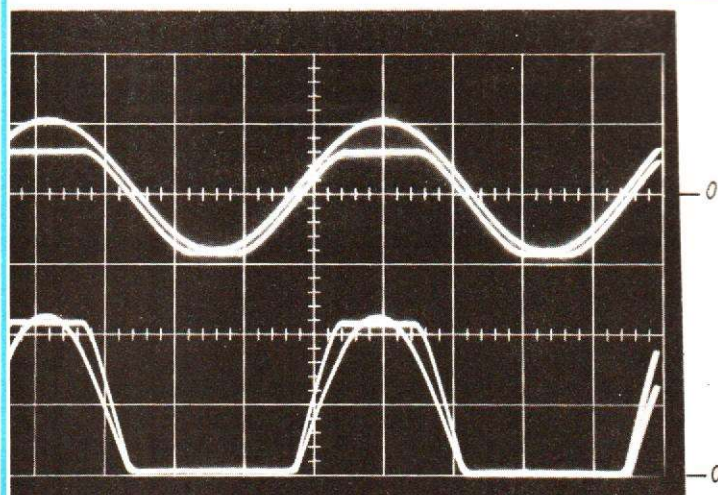


Fig. 16. - Action du système de sécurité lors d'une surcharge des transistors de sortie. En haut : tension aux bornes de la charge de 4Ω puis de 2Ω . Echelle verticale : 20 V/div. En bas : courant dans l'émetteur de T_8 : dans les mêmes conditions. Echelle verticale : 2 A/div. Echelle horizontale : 200 μ s/div.

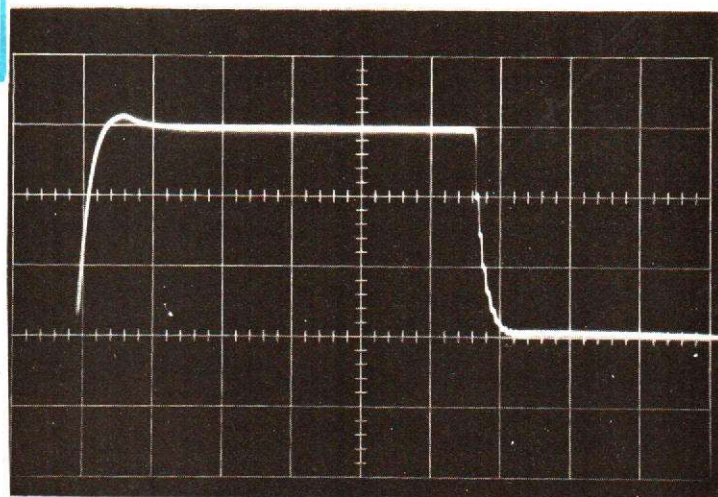


Fig. 17. - Réponse de l'amplificateur à un signal à fronts raides. Echelle verticale : 10 V/div. Echelle horizontale : 5 μ s/div.

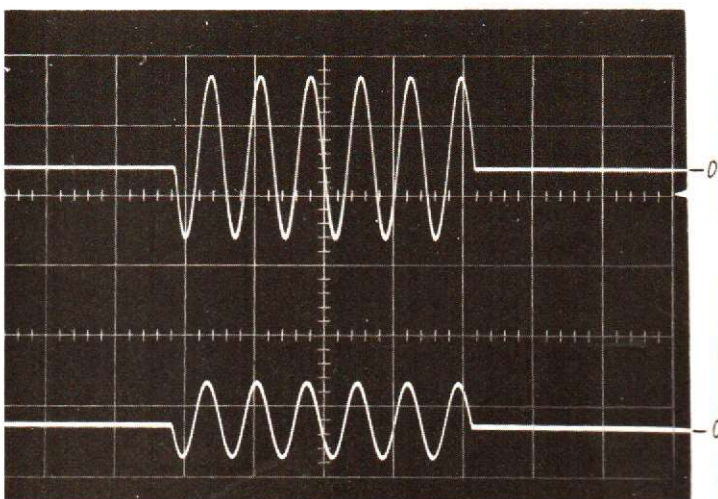


Fig. 18. - Réponse de l'amplificateur à un train d'ondes de fréquence environ 250 Hz. En haut : signal aux bornes de la charge de 4Ω . Echelle verticale : 10 V/div. Echelle horizontale : 5 ms/div. En bas : signal d'entrée. Echelle verticale : 0,5 V/div.

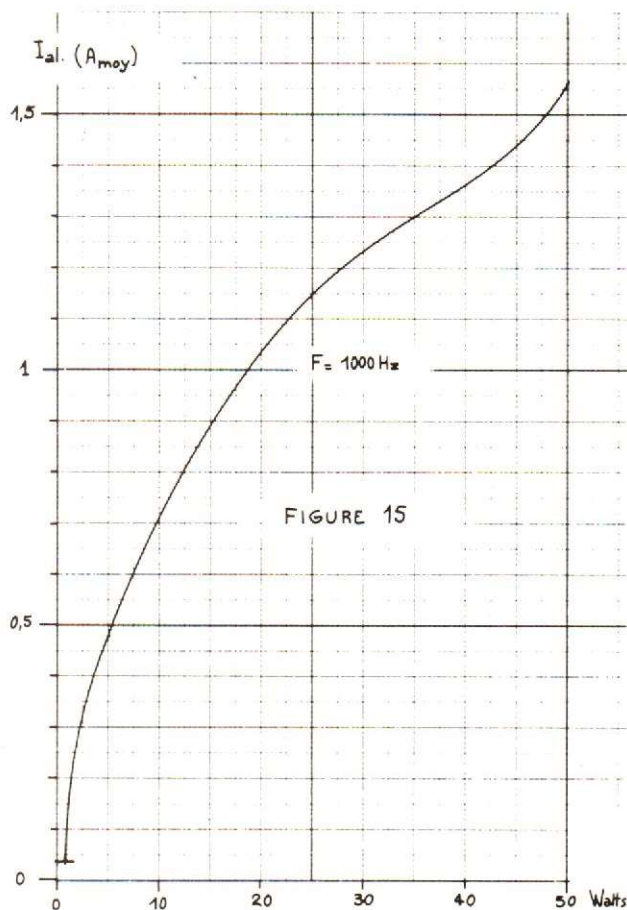


Fig. 15. - Variation du courant consommé par l'amplificateur en fonction de la puissance de sortie.

teurs des deux voies. Il serait également contre-indiqué de réduire les deux fusibles à un seul d'intensité double.

MISE AU POINT

Celle-ci est très simple. Une fois les composants soudés sur la carte imprimée et toutes les connexions extérieures établies, aussi bien avec les transistors finals qu'avec le condensateur de sortie, on porte le transistor T_2 à saturation en jouant sur la valeur de R_7 , puis l'on ajuste, après avoir mis le tout sous tension, la résistance R_6 de façon à ce que le potentiel du point PM soit de l'ordre de 24 V. On détermine ensuite la valeur de la résistance R_7 pour que le courant de repos des transistors de puissance soit d'environ 20 mA.

Dans le cas éventuel d'un accrochage HF de l'amplificateur, on peut augmenter un peu la valeur de la capacité C_3 . Si ce phénomène prend naissance au niveau des transistors de sortie T_8 et T_9 , on peut également augmenter la valeur des condensateurs C_8 , C_{10} et C_6 . Toutefois, il ne faut pas augmenter inconsidérément ces capacités, car c'est alors au détriment de la bande passante de l'amplificateur, particulièrement du côté des fréquences élevées. Le comportement des transistors de l'étage de sortie vers les hautes fréquences subit alors une altération due à la dégradation de la fréquence de coupure. Dans l'hypothèse où C_8 et C_{10} seraient de (relativement) forte valeur, on pourrait même constater une augmentation considérable du courant consommé par l'amplificateur, pour un niveau d'entrée identique, en passant des fréquences basses aux fréquences élevées. Cette puissance supplémentaire fournie par l'alimentation est dissipée en pure perte dans les transistors de sortie qui la restituent sous forme de chaleur. Inutile

de préciser qu'un tel fonctionnement est indésirable. Il convient donc de choisir la valeur de C_8 , C_{10} et C_6 afin qu'elle soit juste suffisante pour supprimer l'accrochage éventuel, mais sans chercher à utiliser une valeur bien en delà de celle nécessaire. Après avoir déterminé la bonne valeur de R_7 et de R_{20} , on peut avoir à retoucher légèrement la valeur de R_6 pour obtenir le maximum de puissance de sortie sans distorsion. La valeur correspondante de potentiel du point PM au repos n'est pas forcément

la valeur précise de 24 V ; elle peut différer d'environ un volt en plus ou en moins de cette valeur.

ALIMENTATION DE L'AMPLIFICATEUR HF 76

Si l'on examine l'étage de sortie représenté sur la figure 1, on remarque que la capacité de sortie C_5 est, au repos, chargée à une tension $V_{PM} = V_{al}/2$. Au début de l'écrê-

tage du signal de sortie ; le courant de crête maximal dans la charge R_L est :

$$I_{L(max)} = V_{al}/2 R_L$$

Puisque l'alimentation ne fournit du courant à l'étage de puissance que pendant la demi-alternance positive du signal de sortie (c'est-à-dire lorsque T_8 est conducteur), le courant moyen délivré par celle-ci est :

$$I_{al(moy)} = I_{L(crête)}/\pi$$

D'autre part, si l'on admet que l'alimentation présente

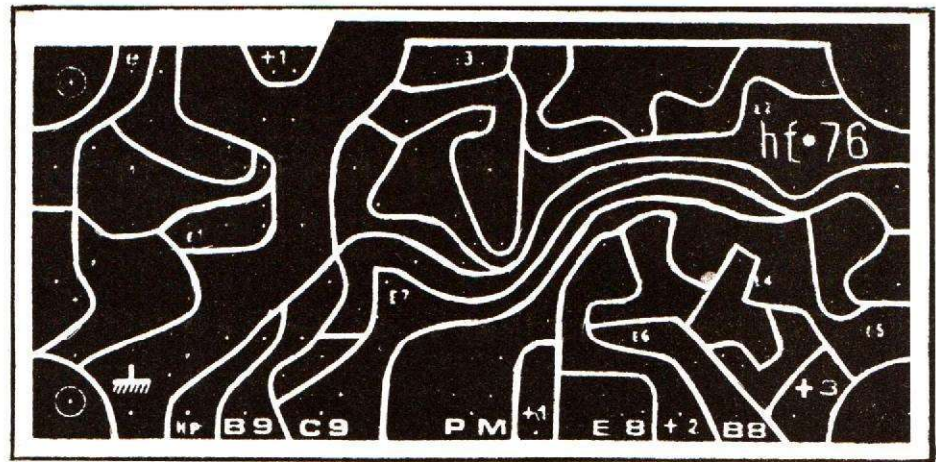


Fig. 19. - Dessin du circuit imprimé, à l'échelle 1/1, de l'amplificateur HF 76. Les parties claires représentent les endroits où le cuivre doit être enlevé.

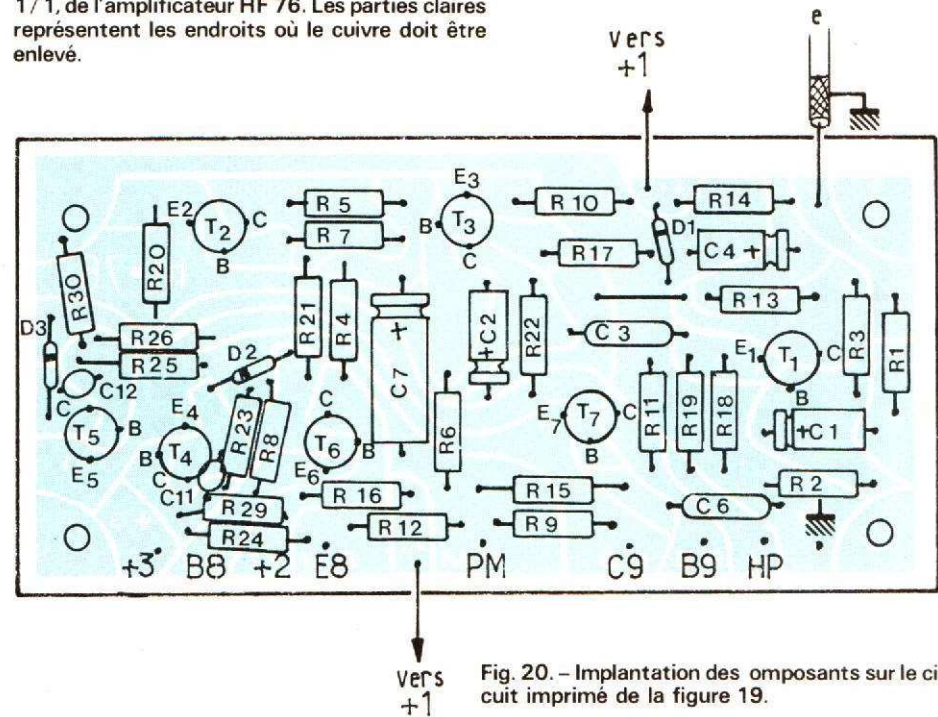


Fig. 20. - Implantation des composants sur le circuit imprimé de la figure 19.

une résistance interne R_s , la tension d'alimentation chute quand la puissance de sortie augmente ; elle part d'une tension V_o en l'absence de modulation pour aboutir à une tension V_{al} , inférieure à V_o , pour une certaine puissance modulée en sortie.

On peut démontrer que le début de l'écrêtage du signal de sortie commence à se manifester pour un courant :

$$I_{L(max)} = \frac{V_o \pi}{(2\pi R_L) + R_s}$$

La puissance de sortie correspondante (c'est-à-dire au début de l'écrêtage) est alors :

$$P_{s(max)} = \frac{R_L}{2} \left(\frac{V_o \pi}{(2\pi R_L) + R_s} \right)^2$$

Le courant moyen fourni par l'alimentation est à ce moment :

$$I_{moy} = \frac{V_o}{(2\pi R_L) + R_s}$$

Si nous prenons le cas d'un amplificateur dont l'alimentation fournit, en l'absence de modulation, une tension V_o de 50 V et présentant une

résistance interne de 5 Ω , cet amplificateur étant chargé par 4 Ω , nous obtenons, à pleine modulation, un courant crête théorique de :

$$I_{L(max)} = \frac{50 \times \pi}{(2 \times \pi \times 4) + 5}$$

5,21 A

tandis que le courant moyen théorique consommé par l'étage de sortie est alors de :

$$I_{moy} = \frac{50}{(2 \times \pi \times 4) + 5}$$

1,66 A_(moy.)

correspondant à une puissance de sortie maximale théorique de :

$$P_{s(max)} = \frac{4}{2} \left(\frac{50 \times \pi}{(2 \times \pi \times 4) + 5} \right)^2$$

54,3 W

La tension d'alimentation V_{al} à pleine modulation est donnée par :

$$V_{al} = V_o - R_s I_{moy}$$

$$V_{al} = 50 - 5(1,66) \# 41,7 \text{ V}$$

Dans le cas d'un ensemble stéréophonique, on peut considérer que la résistance de charge R_L est alors divisée par deux : dans ce cas, avec les mêmes valeurs que ci-dessus, on obtiendrait :

$$I_{L(max)} \# 8,94 \text{ A}, I_{(moy)} \# 2,84 \text{ A}$$

$$P_{s(max)} (2 \text{ voies}) \# 80 \text{ W}$$

$$\text{et } V_{al} \# 35,8 \text{ V}$$

Bien que la majorité des amplificateurs acceptent parfaitement une composante alternative importante de ronflement sur leur tension d'alimentation, sans qu'il en résulte un son audible dans les haut-parleurs (à condition toutefois que le minimum de cette tension de ronflement reste au-dessus de la tension minimale V_{al} nécessaire à l'amplificateur), il est préférable malgré tout de réguler la tension d'alimentation.

En effet, pour obtenir le maximum de puissance de l'amplificateur, on doit l'alimenter sous 48 V. Une tension plus basse limiterait la

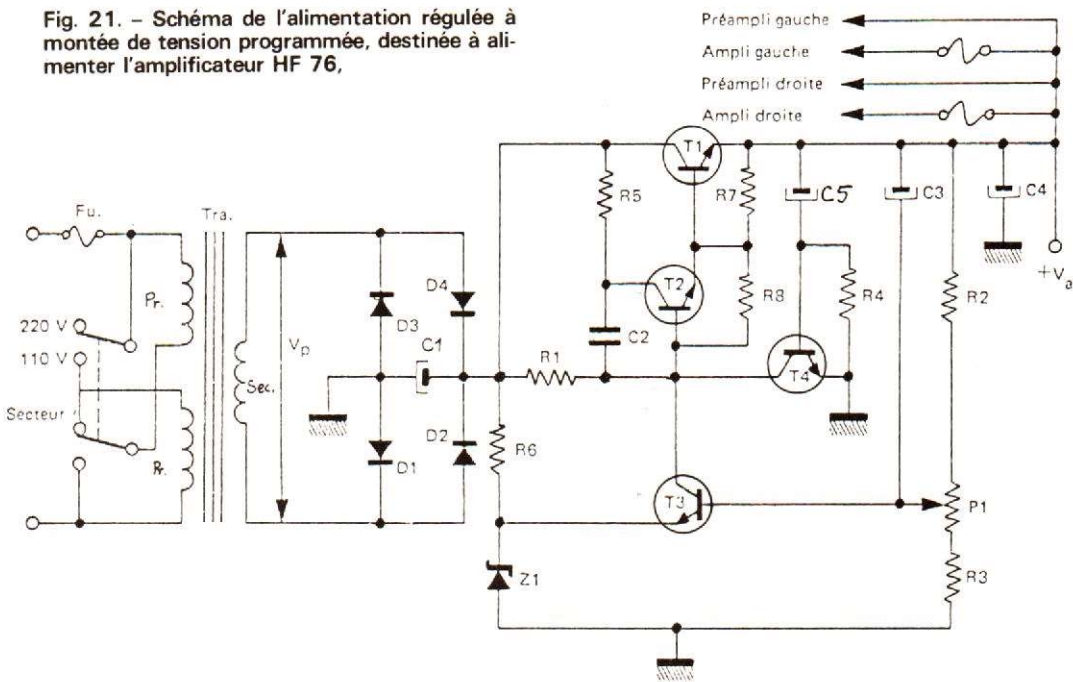
puissance maximale disponible et pourrait introduire de la distorsion ; une tension plus élevée risquerait de mettre en danger les transistors de l'amplificateur, principalement T_3 , T_6 et T_7 , dont la destruction pourrait entraîner celle de T_8 et de T_9 .

Si l'on veut qu'à pleine puissance de sortie (c'est-à-dire quand les amplificateurs consomment au maximum), la tension d'alimentation soit de 48 V, (même si le secteur alternatif est à sa valeur minimale de tension), il y a lieu de redouter, en utilisant une alimentation non stabilisée, que la tension fournie par celle-ci, atteigne une valeur prohibitive pour un fonctionnement des amplificateurs à très faible puissance.

Avec une alimentation régulée, on peut toujours disposer, quand c'est nécessaire, de la puissance de sortie maximale des amplificateurs sans que ces derniers puissent être endommagés par une élévation anormale de la tension d'alimentation.

Le schéma de la figure 20

Fig. 21. - Schéma de l'alimentation régulée à montée de tension programmée, destinée à alimenter l'amplificateur HF 76,



NOMENCLATURE DES ÉLÉMENTS DE LA FIGURE 21

- R_1 : 4700 Ω 10 % 1/2 W
- R_2 : 3900 Ω 10 % 1/2 W
- R_3 : 1000 Ω 10 % 1/2 W
- R_4 : 1200 Ω 10 % 1/2 W
- R_5 : 47 Ω 10 % 1/2 W
- R_6 : 22 k Ω 10 % 1/2 W
- R_7 : 100 Ω 10 % 1/2 W
- R_8 : 1000 Ω 10 % 1/2 W
- P_1 : 500 Ω linéaire
- C_1 : 25000 μ F 75 V (plusieurs condensateurs en parallèle)
- C_2 : 47 pF 63 V
- C_3 : 1,5 μ F 64 V
- C_4 : 10 μ F 64 V
- C_5 : 1000 μ F 64 V
- D_1, D_2, D_3, D_4 : pont KLB 02 ou bien quatre diodes ESM 181-300 R Sescossem
- Z_1 : BZX 85 C 10 V Sescossem
- T_1 : 2N 3772 Sescossem
- T_2 : BC 211 A Sescossem
- T_3 : BCW 91 B Sescossem
- T_4 : BCW 91 B Sescossem

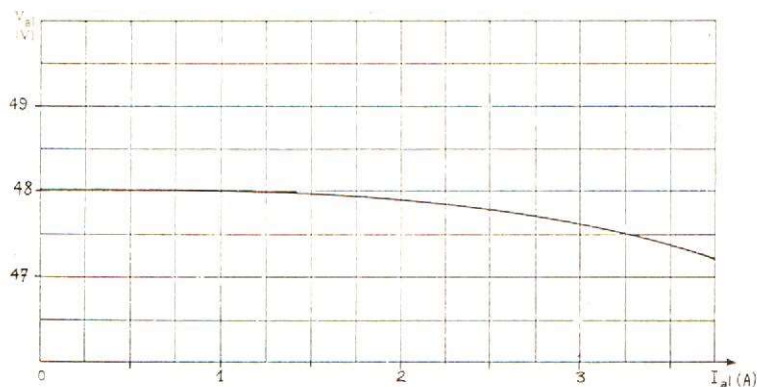


Fig. 22. - Variation de la tension de sortie de l'alimentation en fonction du courant consommé.

indique le montage de l'alimentation stabilisée, parfaitement classique dans sa partie régulation. Elle a été prévue de telle sorte qu'elle soit suffisante pour deux amplificateurs HF 76 et pour deux préamplificateurs correcteurs, c'est-à-dire ce qui est nécessaire pour constituer une chaîne Hi-Fi stéréophonique complète.

Le transistor ballast T_1 , commandé par l'étage « Darlington » T_2 , est relié à la sortie de l'étage amplificateur d'erreur T_3 . Ce transistor a son émetteur polarisé à environ 10 V au moyen de la diode régulatrice de tension Z_1 , sa base étant commandée par une fraction de la tension de sortie, rendue réglable par le potentiomètre P_1 . Le condensateur C_1 sert à filtrer la tension redressée par le pont de diodes D_1 à D_4 ; C_2 élimine un accrochage éventuel de l'alimentation régulée et C_3 réduit la résistance interne de celle-ci, en améliorant la stabilité. Le condensateur C_4 stabilise encore le fonctionnement de l'ensemble.

Ainsi qu'on l'a déjà dit, cette alimentation est prévue pour être associée à deux amplificateurs HF 76 chargés par 4Ω .

Il est également possible d'employer une alimentation (par exemple celle de la fig. 20) par amplificateur, ce qui, bien que doublant le nombre des composants à utiliser, pré-

sente l'avantage d'offrir une excellente séparation des voies, éliminant ainsi tout risque de diaphonie, dans le cas où ce paramètre est important.

Quand on met sous tension une alimentation stabilisée, la montée de la tension de sortie est rapide et il peut en résulter un déplacement important de la membrane des haut-parleurs, provoquant un « toc » désagréable. Pour éviter ce phénomène, on a prévu le montage du transistor T_4 .

Dès qu'il apparaît une tension à la sortie de l'alimentation, le condensateur C_5 se charge à travers la résistance R_4 et la diode émetteur-base de T_4 , rendant celui-ci conducteur (voir fig. 20). La conduction de T_4 abaisse le potentiel du collecteur de T_3 qui commande l'amplitude de la tension de sortie. Le courant reste donc à peu près constant et C_5 se charge pratiquement linéairement. Une fois C_5 chargé, le courant cesse et T_4 se bloque; à ce moment, la tension de sortie V_{al} atteint sa valeur normale. Il faut un peu plus de 3 secondes pour que la tension régulée atteigne sa valeur nominale. Avec ce dispositif, la montée de tension régulée est pratiquement linéaire, ce qui limite le courant maximal de charge des condensateurs de sortie des amplificateurs à une valeur parfaitement acceptable et ne provoque aucune surintensité dans le courant

débité par l'alimentation, ce qui permet de dimensionner plus étroitement les fusibles de protection.

La courbe de la figure 21 indique la variation de la tension régulée en fonction de l'intensité débitée. On voit que, pour une intensité allant jusqu'à 3 A, la chute de tension est de l'ordre de 350 mV, soit environ $0,12 \Omega$ de résistance interne. Si la consommation est poussée jusqu'à 3,75 A, la tension régulée baisse de 0,7 V (mais, statiquement, le débit demandé par les deux chaînes complètes dépasse très rarement 2 A).

La courbe de la figure 22 indique la variation de la tension alternative résiduelle de la tension de sortie, en fonction du courant débité. Pour un courant de moins de 3 A, il y a moins de 60 mV eff. de ronflement (170 mV crête à crête environ). Le ronflement monte aux environs de 130 mV eff. pour un débit de 3,75 A.

Pour réaliser l'alimentation qui a servi à tracer ces courbes, on a utilisé un transformateur dont la tension de sortie alternative varie comme l'indique la courbe de la figure 23. Partant de 47,5 V eff. à vide, cette tension diminue à peu près linéairement en fonction du débit, jusqu'à environ 46 V eff. pour 3,75 A. Avec une tension un peu supérieure, la régulation aurait

encore été meilleure pour les débits élevés, mais la dissipation de puissance dans le transistor ballast T_1 aurait été nettement plus élevée.

Enfin avant de clore ce chapitre « Alimentation », il faut évoquer la limitation du courant de surcharge dans les redresseurs D_1 à D_4 . Un redresseur est caractérisé, entre autres données, par le courant moyen maximum qu'il peut supporter sans dommage. Cependant il est possible d'appliquer au redresseur, pendant des temps très courts, des intensités de surcharge considérablement plus élevées que le courant moyen maximum admissible. En fonctionnement permanent, il se crée un état d'équilibre entre la puissance dissipée à l'intérieur de la jonction et la puissance évacuée à l'extérieur par la conduction thermique du boîtier. En régime transitoire, l'énergie dissipée sous forme de chaleur dans la jonction par une brève impulsion de courant n'aura pas le temps d'être évacuée à l'extérieur. Elle se traduira par une élévation de la température de jonction. L'énergie maximale, donc l'amplitude de l'impulsion de courant et sa durée, que pourra supporter le redresseur, sera déterminée par la température maximale de jonction. Il est évident que plus la durée d'application est grande, plus la surcharge admissible est faible, et inver-

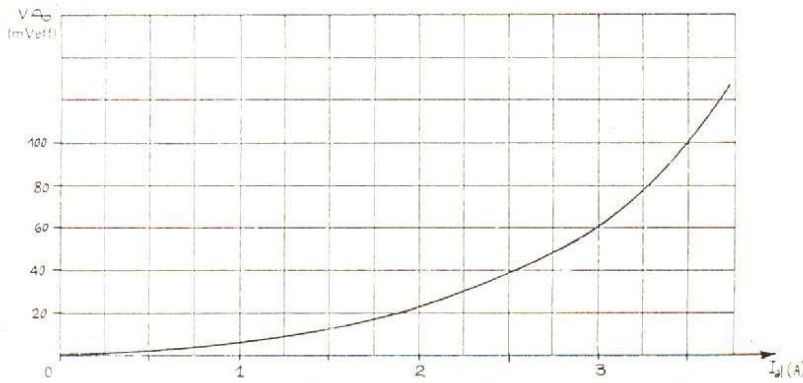


Fig. 23. - Variation de la tension de ronflement en sortie de l'alimentation, en fonction du courant de sortie.

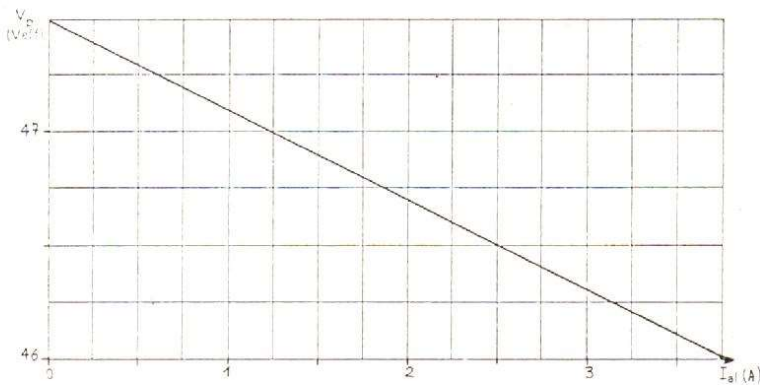


Fig. 24. - Variation de la tension alternative au secondaire du transformateur d'alimentation en fonction du courant demandé.

sement. De même, si l'impulsion de courant est répétitive, la surcharge admissible diminue quand le nombre de cycles augmente.

Le courant de surcharge se produit notamment lors de la mise sous tension de l'alimentation, alors que C_1 est complètement déchargé : à ce moment et pour quelques dizaines de millisecondes, le transformateur et les diodes de redressement travaillent sur un court-circuit, du moins tant que C_1 n'a pas pris une partie de sa charge.

On aura donc intérêt à se reporter aux courbes publiées par le constructeur qui indiquent les possibilités de surcharge de ces dispositifs de redressement. Au besoin, si la résistance ohmique du transformateur n'est pas suffisante pour limiter le courant d'appel à une valeur correcte, on ajoutera en série dans l'enroulement secondaire une petite résistance additionnelle.

**Le son incomparable
de l'ORGUE électronique**

Dr. Böhm
a enchanté tous nos clients

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

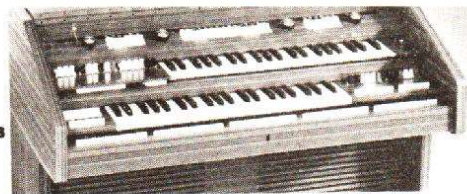
Réalisez-le vous-même à un prix intéressant avec notre matériel de qualité et nos notices de montage accessibles à tous.

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

Dr. Böhm

CENTRE COMMERCIAL
DE LA VERBOISE

71, rue de Suresnes
92380 GARCHES
Tél. : 970-64-33
et 460-84-76



Magasin ouvert du mardi au samedi 9-12 et 16-19 h.

Bon pour un catalogue gratuit 60 pages des orgues Dr. Böhm
Joindre 3 timbres à 0,80 F ou 5 timbres à 0,80 F pour envoi urgent
BON À DECOUPER OU À RECOPIER ET À RETOURNER À :

Dr. BÖHM - Service catalogue - B.P. 11 C - 78590 Noisy-le-Roi

NOM
Adresse.....

Je désire recevoir votre disque de démonstration (30 cm, 33 t.) classiques - variétés ou hits avec batterie et accompagnement automatique et vous joins 35,00 F (les deux disques ensemble 60,00 F) pour envoi, franco.

MISE AU POINT

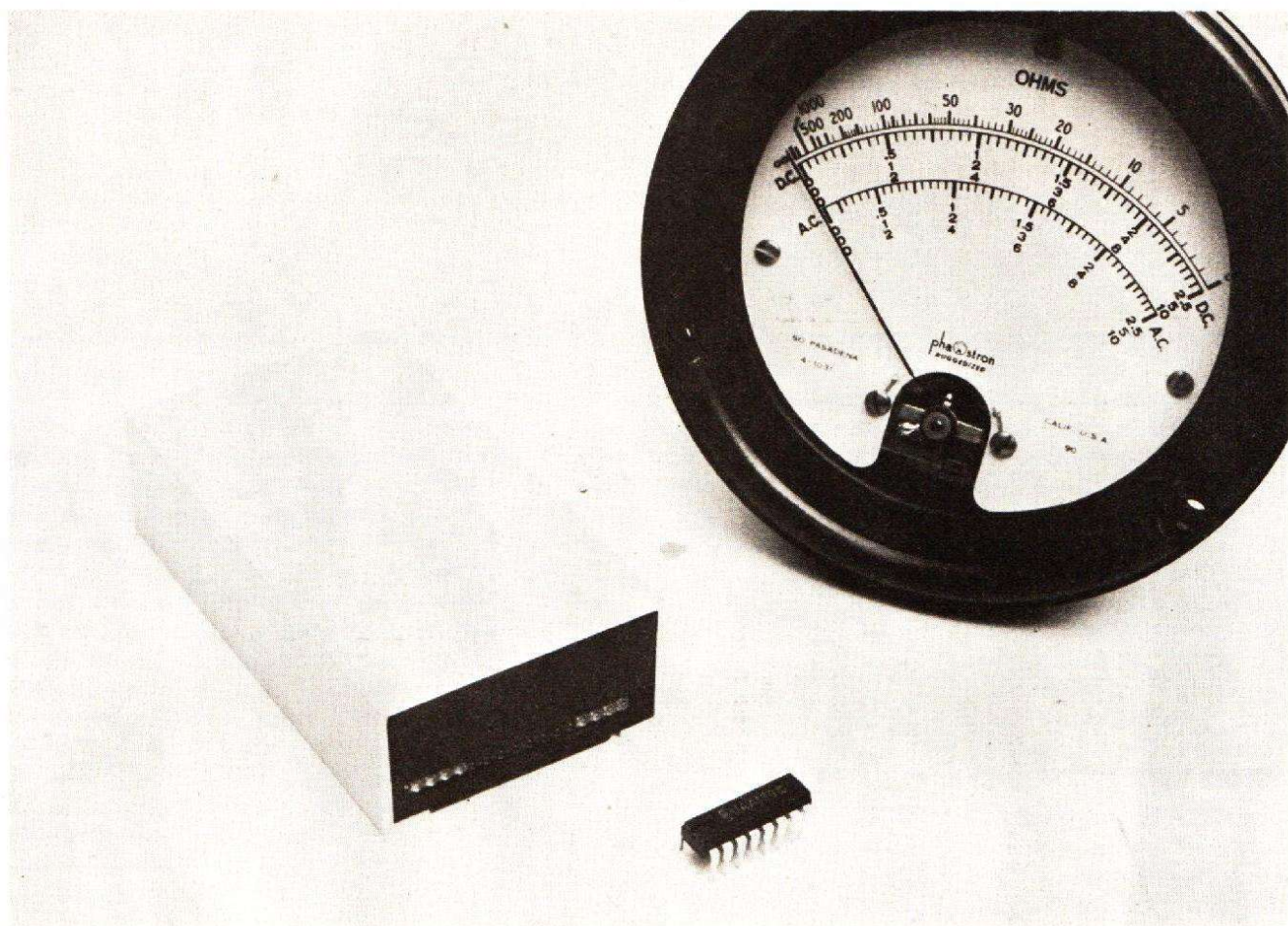
Il suffit, après avoir câblé l'ensemble, de régler le potentiomètre P_1 pour ajuster la valeur de V_d . On peut éventuellement régler cette valeur un peu au-dessous de 48 V, par exemple à 47 ou 46 V, si la tension alternative du transformateur est un peu insuffisante. Evidemment, dans ce cas, la puissance maximale modulée de sortie en sera quelque peu diminuée.

Il est souhaitable de prévoir deux fusibles séparés de 2 A chacun pour les amplificateurs.

Il est également indiqué de mesurer la tension aux bornes de T_1 (entre collecteur et émetteur) pour les différentes consommations et pour les différentes valeurs de la tension que peut prendre le secteur. On peut ainsi estimer la dissipation maximale de T_1 et prévoir le radiateur de ce dernier en conséquence.

D. BRÉHAUD

voltmètre pour tension secteur



à échelle dilatée

L'AFFICHAGE à diodes électroluminescentes est très prisé par son côté attractif, même si la précision qu'il offre n'est pas celle d'une aiguille qu'on aime voir s'immobiliser entre deux divisions, juste au milieu, même si on sait, qu'après tout, la décision propre de l'instrument est de l'ordre de la division. La constitution d'une échelle de diodes est très facile ; on peut utiliser des transistors discrets, c'est une formule que l'on trouve dans plusieurs réalisations commerciales. On peut également

employer un circuit intégré. Plusieurs constructeurs proposent des circuits spécialement conçus dans ce but. Le plus connu de ces circuits est l'UAA 170 circuit qui initialement a été créé pour le constructeur d'auto-radios allemand Bosch pour équiper son Berlin, un chef-d'œuvre technologique. Ce circuit intégré permet de commander une diode parmi 16. L'échelle comporte 16 diodes et une seule d'entre elles est allumée en permanence. Un autre circuit utilise 12 diodes. Il s'agit de l'UAA 180, circuit plus

récent et dont la particularité est de permettre la réalisation d'une échelle de longueur variable. L'inconvénient de ce circuit est que la consommation varie avec le nombre de diodes allumées. Précisément, nous avons ici besoin d'avoir une consommation aussi régulière que possible. Texas Instruments fabrique depuis peu deux circuits intégrés : l'un à 5 diodes ; l'autre à 16 diodes, une parmi les 16 étant allumée. Nous avons déjà décrit dans cette rubrique un indicateur de crête pour applications audio-fréquences,

indicateur utilisant un circuit intégré UAA 170.

Le voltmètre à échelle dilatée est une loupe électronique. Celui que nous avons réalisé est inspiré d'une brochure en allemand du circuit intégré mais non content de suivre l'exemple, nous avons apporté deux modifications qui rendront son usage plus pratique.

Le voltmètre à échelle dilatée est en fait un voltmètre de type différentiel. Un voltmètre classique pour tension alternative permet, avec son échelle, de mesurer une ten-

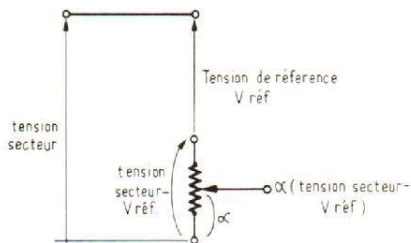


Fig. 1

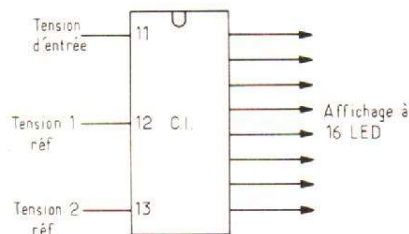


Fig. 2

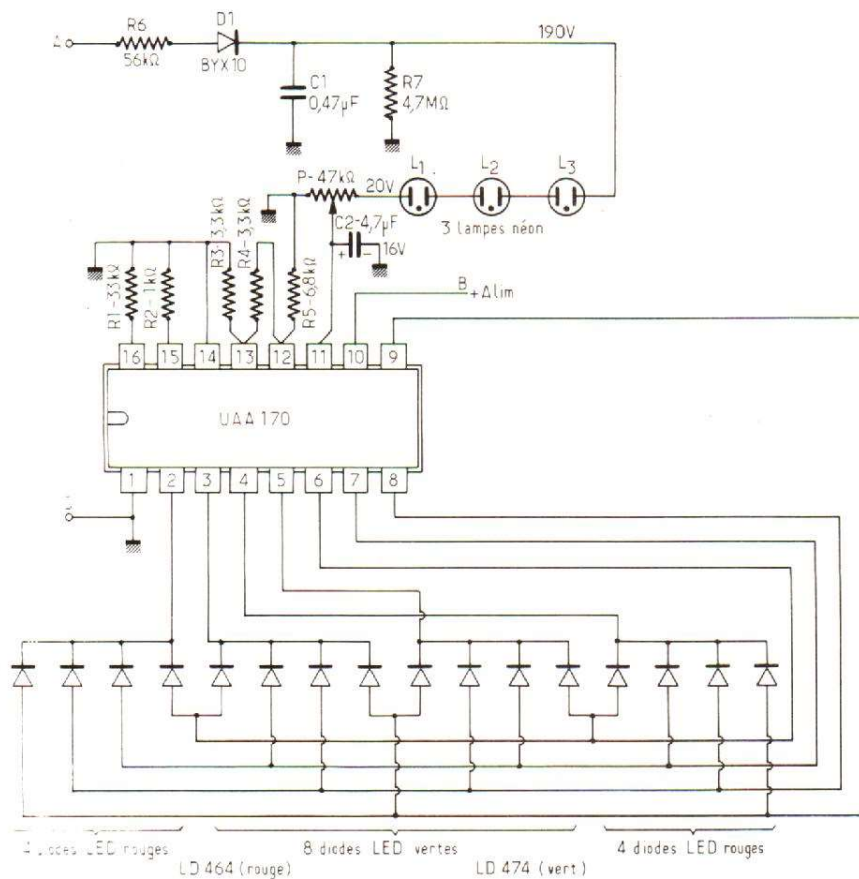


Fig. 3. - Schéma de principe général.

sion allant de 20 V à 250 V ; et encore, la précision dans le bas de la gamme, étant très faible. La déviation de l'aiguille montre qu'il y a une tension mesurée, avec une précision toute relative. Dans le haut de l'échelle, nous travaillerons le plus souvent aux environs de 220 V avec une variation de tension relativement réduite. La plage qui nous intéresse est de l'ordre d'une vingtaine de volts et les faibles variations de tension ne seront pas toujours affichées, en particulier si l'équipage mobile du galvanomètre est monté sur pivots et non

sur rubans et que cet équipage offre un frottement non négligeable, ce qui peut arriver si l'appareil a été soumis à des chocs. Nous vous proposons de réaliser, grâce à des moyens électroniques relativement réduits, un indicateur de tension, un voltmètre pas comme les autres. Celui-là est entièrement statique, il pourra supporter les chocs les plus rudes. Son échelle est centrée sur 220 V ou peut être centrée sur une autre valeur voisine. Cette échelle peut être étalonnée, mais pour cela, il faudra se faire aider d'un auto-transformateur et d'un voltmètre

classique ou digital. Nous avons ici conçu un instrument d'une précision assez modeste, le but de l'opération étant surtout de montrer un principe de réalisation. Notre prototype fonctionne parfaitement, sa sensibilité permet de signaler par exemple la chute de tension provoquée par la mise en route d'une perceuse électrique de petite puissance. Ce voltmètre, nous l'avons doté de trois groupes de diodes électroluminescentes. Le groupe central est de couleur verte, c'est la plage de tension autorisée. Cette plage autorisée est flanquée de deux

autres plages, toutes deux rouges, celle du bas indique que la tension est trop faible, celle du haut qu'elle est trop forte. Vous pourrez agir sur les composants du montage pour donner la sensibilité que vous désirez.

Le voltmètre différentiel a son principe expliqué figure 1. D'un côté, nous avons la tension secteur qu'il faut mesurer. A l'aide d'un dispositif « électronique », nous lui opposons une tension dite de référence. Nous avons maintenant placé en série la tension de référence, qui est une tension constante, un potentiomètre. Nous aurons donc aux bornes du potentiomètre une tension égale à la différence entre la tension secteur et la tension de référence. 20 V de différence sur la tension secteur (soit 10 % de variation environ) se traduiront par 20 V sur la différence, les 10 % de variation se seront transformés en 50 ou 60 %. Nous aurons donc à la sortie du potentiomètre une tension dont la variation absolue sera beaucoup plus importante que si on avait pris une tension de même valeur mais sans l'intervention de la tension de référence. La tension secteur est très élevée, il a donc fallu trouver une référence de tension à la fois suffisamment stable et économique, nous avons pris des tubes à décharge gazeuse dont la stabilité de tension est suffisante pour cette application. Il est évident que si on veut une stabilité supérieure, il faudra faire appel à une référence plus sérieuse, l'inconvénient de ces dernières est leur encombrement.

L'affichage de la tension a été confié à un dispositif à circuit intégré. La figure 2 donne l'équivalence de ce circuit intégré. Nous avons une borne d'entrée ; sur cette borne, nous envoyons la tension à mesurer. La mesure se fait par comparaison. Cette comparaison se fait par rapport à deux autres points, sur

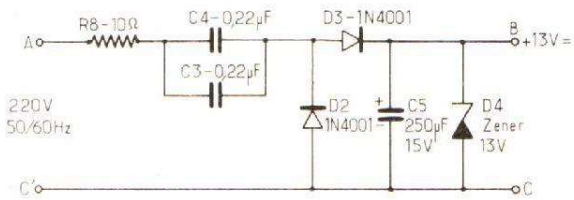


Fig. 4. - Alimentation secteur (attention : un pôle est au potentiel du secteur).

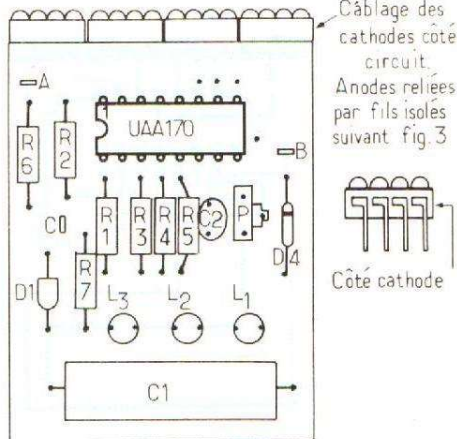
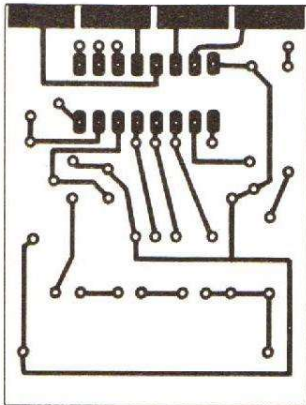


Fig. 5. - Circuit imprimé et implantation des composants.

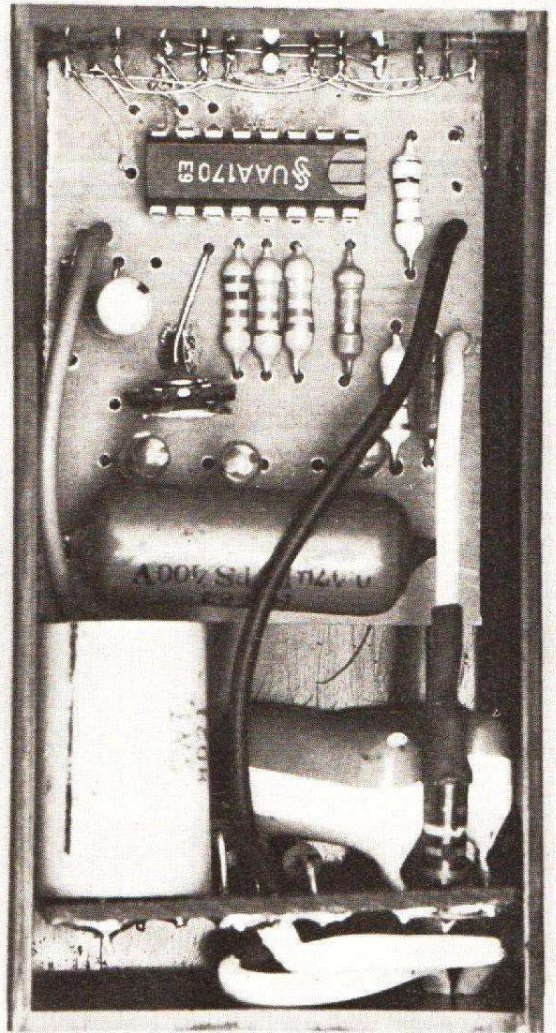


Photo 2. - La ressemblance avec l'implantation proposée n'est pas rigoureuse, il s'agit ici d'un prototype d'étude.

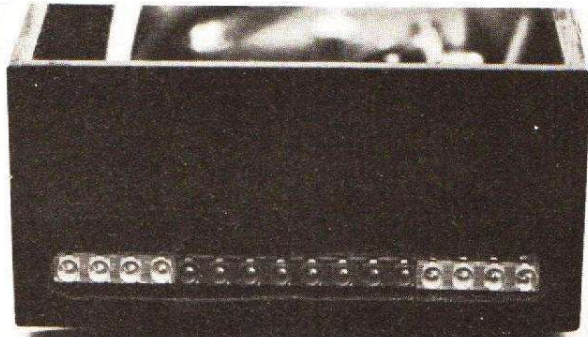


Photo 1. - L'échelle des diodes Led, au centre les vertes, de part et d'autre les rouges en boîtier transparent.

lesquels on applique deux tensions de référence. Sur la borne 12 du circuit intégré, on envoie la tension basse. Lorsque la tension d'entrée sera inférieure à la tension de référence basse, c'est la diode 1, celle du bas de l'échelle qui sera allumée. Si maintenant, on applique une tension comprise entre la tension de référence 1 et la tension de référence 2, une des diodes sera allumée. Si la tension d'entrée est supérieure à la tension de référence haute, la diode la plus haute sera illuminée. Nous avons vu qu'une seule diode était en principe allumée en réalité, il peut y en avoir plusieurs. Si la différence de tension entre les deux références est faible, le

passage de l'éclairage d'une diode à l'autre se fait progressivement, on a ainsi une simulation d'un passage d'aiguille de galvanomètre d'une graduation à l'autre. On peut apprécier des variations de tension de l'ordre de 0,5 %, ce qui devient plus intéressant.

Le schéma complet est donné figure 3. Le circuit intégré doit être alimenté par une tension continue. Cette tension continue sera délivrée par un système utilisant directement le secteur et évitant l'utilisation d'un transformateur.

Le circuit intégré UAA 170 peut alimenter 16 diodes tout en ne disposant que de 16 pattes dont un certain nombre servent à l'alimentation et aux

réglages de point de fonctionnement : courant des diodes et tensions de référence. Le constructeur a fait appel à des techniques de matricage pour atteindre son but. Les cathodes des diodes sont réunies quatre à quatre ainsi que les anodes. Ces dernières étant reliées d'une autre façon. Un point à noter, si la borne 2 alimente le premier groupe de diodes, la borne 3 le second, la 4 alimente le quatrième groupe et la cinquième le troisième. Les bornes 6, 7, 8 et 9 alimentent les anodes, si vous constatez une anomalie dans le défilement des diodes, c'est qu'il y aura vraisemblablement eu une erreur de câblage. La borne 10 du circuit reçoit la tension d'alimen-

tation, la 11 la tension à mesurer.

Cette tension est issue du secteur. La résistance R_6 règle le courant dans les lampes néon et par conséquent la tension aux bornes du potentiomètre, c'est un élément sur lequel on pourra intervenir lors de l'étalonnage, l'un des nombreux éléments d'ailleurs. La tension est alors redressée puis filtrée (redressement mono-alternance. On trouve en parallèle sur le condensateur C_1 une résistance placée là dans un but humanitaire : une fois les tubes désamorçés, ils se comportent comme des résistances infinies. Or, le désamorçage se produit pour une tension qui est loin d'être nulle.

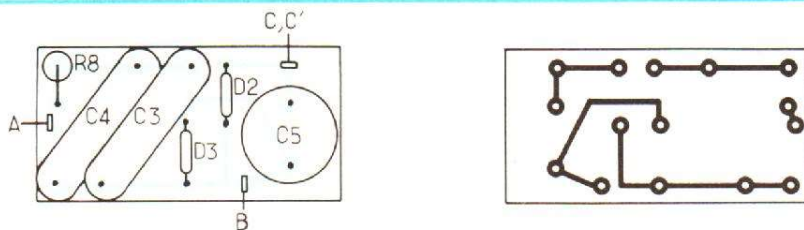


Fig. 6. - L'alimentation secteur : circuit imprimé et implantation des composants.

On retrouvait donc un condensateur de $0,47 \mu\text{F}$ chargé lorsque le montage était hors de son boîtier, avec les suites prévisibles lorsque le montage est pris en main sans précaution. La résistance est là uniquement pour la protection des nerfs du manipulateur ! Puisque nous en sommes au stade de la protection, on remarquera que la masse du montage est reliée à un pôle du secteur, il ne faudra donc en aucun cas toucher le montage sous tension (manipuler avec des chaussures à semelle en caoutchouc et en conservant une main dans le dos !).

La tension différence est recueillie aux bornes du potentiomètre P qui envoie une fraction de la tension sur le circuit intégré. Un condensateur de $4,7 \mu\text{F}$ filtre la tension redressée. En l'absence de ce condensateur, l'ondulation résiduelle superposée à la tension continue allume les diodes adjacentes à la diode qui devrait seule être allumée. La tension se promène en fait entre deux valeurs limites et comme l'électronique répond très rapidement, contrairement à l'aiguille d'un galvanomètre, la persistance rétinienne fait que l'on a l'impression que plusieurs diodes sont allumées à la fois.

Les deux résistances R_1 et R_2 commandent la valeur du courant dans les diodes électro-luminescentes. Les résistances R_3 , R_4 et R_5 fixent les tensions de référence, on pourra aussi intervenir sur elles pour modifier l'étalonnage de l'appareil. Le potentiomètre servira à donner la référence 220 V qui est la tension que doit normalement assurer le distributeur d'éner-

gie électrique. Il vous suffira de savoir à quelle tension correspondent les zones rouges pour savoir si le secteur est suffisamment stable. On notera par exemple une diminution de tension lors du démarrage d'un réfrigérateur, ou lors du branchement d'un fer à repasser ou d'un radiateur. Ces accessoires, en permettant de faire chuter la tension serviront à assurer l'étalonnage de l'appareil. Nous construisons là un instrument de contrôle plus que de mesure et dont l'attrait essentiel est son côté visuel. Il pourra pourtant utilement être associé à un régulateur de tension dont il contrôlera les variations de la sortie donc l'efficacité.

L'alimentation est représentée figure 4. Elle ne comporte pas de transformateur comme vous pouvez le constater. La résistance de 10Ω , $1/4 \text{ W}$ à couche sert de fusible, elle supportera sans problème les pointes courtes dues à la charge du condensateur et claquera dans le cas d'un court-circuit en sortie. Les deux diodes sont montées en doubleur de tension. Ce montage permet d'éviter tout passage de courant continu dans le réseau et par conséquent d'utiliser des condensateurs pour chuter la tension. L'EDF pourra vous remercier, vous contribuerez à redresser le $\cos \varphi$ du secteur. Une diode zener stabilise la tension et évite une surcharge

du condensateur en l'absence de débit. Cette alimentation satisfait nettement nos besoins énergétiques, est peu encombrante et permet de loger le voltmètre dans un boîtier unique et compact, guère plus encombrant qu'un paquet de cigarettes, si on fait abstraction du fil.

RÉALISATION

Nous avons utilisé comme diodes électro-luminescentes des barrettes de diodes LED de Siemens ou Texas Instruments. On utilisera deux barrettes de quatre diodes rouges pour les extrémités, deux de 4 ou une de 8 pour le centre, de couleur verte cette fois. Les diodes sont soudées par leur cathode sur le circuit imprimé, les anodes seront câblées par fil soudable de l'autre côté. Si vous employez du fil émaillé soudable, il est

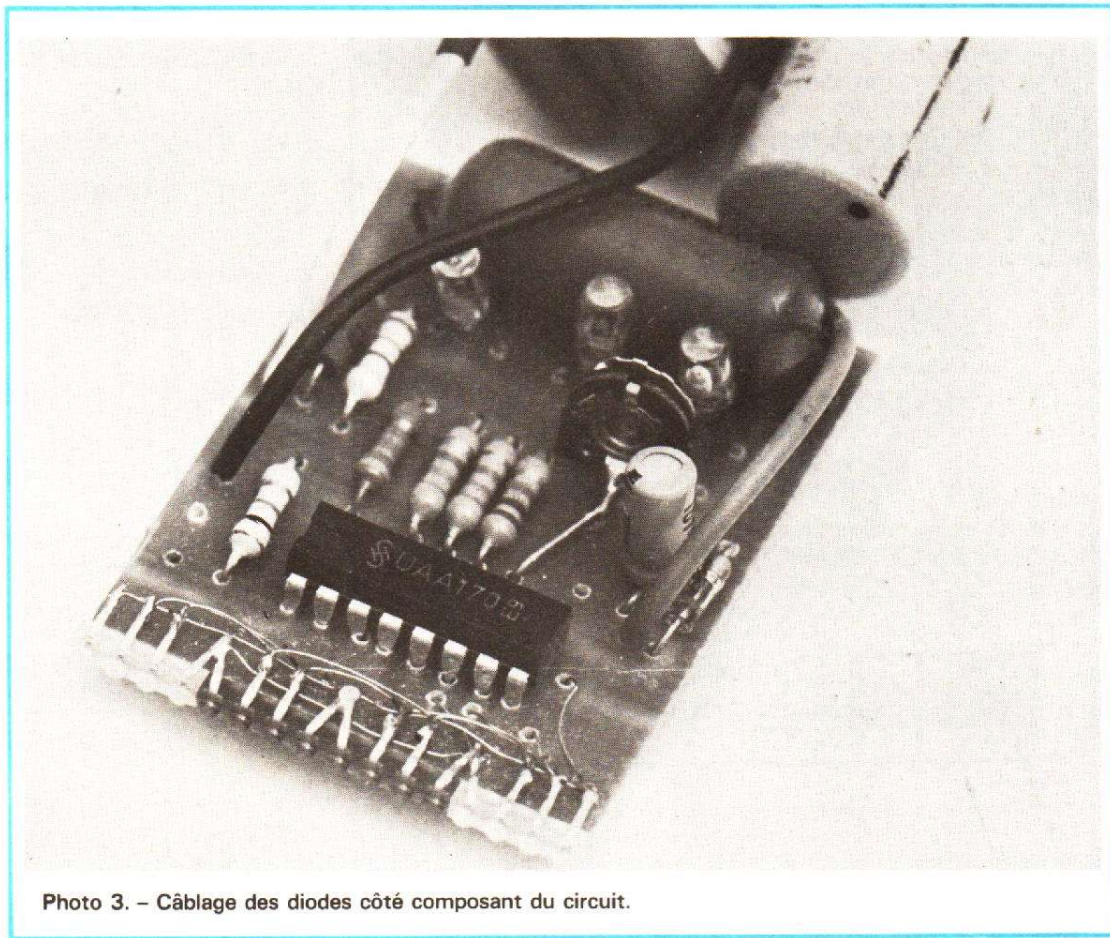


Photo 3. - Câblage des diodes côté composant du circuit.

bon, pour éviter un échauffement excessif de la diode d'étamer le fil avant soudure sur la patte de la diode. Le schéma de câblage des diodes est donné sur la figure 3, le schéma général.

Les néons sont de petite taille, si on achète des néons prévus pour le secteur, on supprimera la résistance série. Les néons seront essayés sur le montage. Ils ne doivent pas clignoter et la zone ionisée entourant l'électrode négative doit toujours rester à la même place ; un néon ne possédant pas ces caractéristiques risque d'être instable. La tension de chaque néon est d'environ 60 V une fois le néon amorcé. La valeur réelle de la tension n'est pas importante, un étalonnage périodique permettra de remédier à leur vieillissement.

Nous avons fait figurer sur le schéma deux tensions relevées sur la maquette. La tension de la borne 14 (référence interne) est de l'ordre de 5 V, le courant des entrées 12 et 13

est très faible. Les résistances R_3 , 4 et 5 font un double potentiomètre que vous pourrez vous amuser à calculer en appliquant les formules des potentiomètres. En déplaçant la tension des points 12 et 13 vers la tension de référence de la borne 14, on augmentera la sensibilité du montage, le curseur de P sera placé plus haut. On peut par exemple remplacer R_3 par une résistance variable de 10 k Ω , en jouant sur P et sur R_3 , on ajustera la sensibilité à, par exemple, 1 V par diode. L'appareil sera alimenté par un auto-transformateur monté en parallèle sur un voltmètre suffisamment précis. Par tâtonnements successifs, on pourra alors inscrire sur la « façade » une échelle véritable, digne de ce nom.

Si vous êtes un peu plus paresseux (comme nous), contentez-vous de changer la place du curseur pour que lorsque la tension secteur sera de 220 V, pas un de plus, pas un de moins, les deux diodes

centrales (il n'y a pas de diode au milieu) brillent d'un même éclat.

CONCLUSION

Une alimentation directe par le secteur, une échelle bien dilatée, avec des références faciles à trouver, un rôle peut être accessoire mais utile lors d'un dépannage de téléviseur, un afficheur à diodes électroluminescentes du plus heureux effet, un circuit simplifié par l'unique circuit intégré. Voilà ce que permet l'intégration, alors le circuit intégré pourquoi pas ? A vous de jouer avec lui.

Etienne LÉMERY

LISTE DES COMPOSANTS

R_1 = résistance à couche 1/4 W 5 % 33 k Ω

- R_2 = résistance à couche 1/4 W 5 % 1 k Ω
- $R_3 = R_4$ = résistance à couche 1/4 W 5 % 3,3 k Ω
- R_5 = résistance à couche 1/4 W 5 % 6,8 k Ω
- R_6 = résistance à couche 1/2 W 5 % 56 k Ω
- R_7 = résistance à couche 1/4 W 5 % 4,7 M Ω
- R_8 = résistance à couche 1/4 W 5 % 10 Ω
- P = potentiomètre ajustable 47 k Ω
- C_1 = condensateur Mylar 0,47 μ F 400 V
- C_2 = condensateur chimique 4,7 μ F 16 V
- $C_3 = C_4$ = condensateurs Mylar 0,22 μ F 400 V
- C_5 = condensateur chimique 250 μ F 15 V
- D_1 = diode BYX10 - RTC
- $D_2 = D_3$ = 1N4001 50 V 1 A
- D_4 = diode zener 13 V BZX 88C 13 V
- L_1, L_2, L_3 = lampes néon
- Diodes LED : 2 x LD464, 2 x LD474 mm ou 1 x LD478.
- Siemens, Texas Ins. CI UAA170 Siemens.

CONTROL DATA

premier constructeur mondial de super-ordinateurs forme, dans son Institut parisien,

PROGRAMMEURS

en 4 mois 1/2

ANALYSTES FONCTIONNELS

en 5 semaines

TECHNICIENS DE MAINTENANCE

en 6 mois 1/2

Pour conditions et dates d'interviews

Appelez dès maintenant M. Harby

au **583.46.72** (en P.C.V. de province)

Vous pouvez aussi lui écrire ou venir nous voir

CONTROL DATA INSTITUT PRIVE CONTROL DATA
France 46, rue Albert 75013 PARIS

Monsieur HARBY

Veillez m'envoyer, gratuitement et sans engagement, votre brochure sur l'Institut.

Nom _____ Prénom _____

adresse _____

Profession _____ Age _____



CANNES LA BOCCA - 28, bd du Midi

T. 47-44-30

BEAULIEU - Nouveau Port - T. 01-11-83



BARLOW - WADLEY XCR-30

RÉCEPTEUR DE « TRAFIC »
PROFESSIONNEL
AM - USB - ISB - CW - RTTY

30 gammes de 500 KHz à 30 MHz. 1 MHz par gamme, précision ± 5 KHz lecture au KHz près : Stabilité "un roc" celle d'un quartz !

Il vous permettra l'écoute du trafic international, amateur, maritime, telex, talky-walky, WWV etc.

L'ONDE MARITIME

28, bd. du Midi, CANNES LA BOCCA - Tél. 47-44-30

DEMANDE DE DOCUMENTATION GRATUITE

NOM _____

ADRESSE _____

17 – LES PONTS

(Suite voir N° 1557)

PRINCIPE DU PONT DE COMPARAISON

Le pont de comparaison, ainsi nommé car il est souvent utilisé pour comparer les valeurs de deux impédances, est présenté sur la figure 1. Il comporte un potentiomètre linéaire dont les deux portions de résistance R_1 et R_2 , sépa-

rées par le curseur, constituent les deux branches d'un pont classique (fig. 1 a).

Comme la somme des résistances $R_1 + R_2$ demeure constante, la manœuvre du curseur du potentiomètre entraîne une double action : l'augmentation de R_1 en même temps que la diminution de R_2 ou l'inverse.

En établissant un parallèle avec la structure classique, dans laquelle R_1 variait alors

que R_2 restait constant, on met en évidence une action plus énergique de la commande qui permettra d'augmenter l'échelle de mesure jusqu'au rapport 1 à 100.

Si l'on dispose, comme l'indique la figure, une impédance Z de valeur connue dans la branche supérieure droite du pont, alimenté par le générateur G , on pourra obtenir la valeur Z_x inconnue en réglant le potentiomètre jusqu'à l'obtention d'une annulation de tension observée sur le mesureur M . A ce point du réglage correspondront deux valeurs de résistance R_1 et R_2 , de sorte que :

$$Z_x = Z \frac{R_1}{R_2}$$

Il suffit donc de graduer le potentiomètre en valeurs du rapport R_1/R_2 pour obtenir directement la valeur de Z_x .

Suivant que Z correspond à une résistance, une inductance ou un condensateur, on obtiendra respectivement les valeurs suivantes :

- pour $Z = \rho$ $R_x = \rho \frac{R_1}{R_2}$

- pour $Z = \rho\omega$ $L_x = \lambda \frac{R_1}{R_2}$

Pour $Z = \frac{1}{\gamma\omega}$ $C_x = \gamma \frac{R_2}{R_1}$

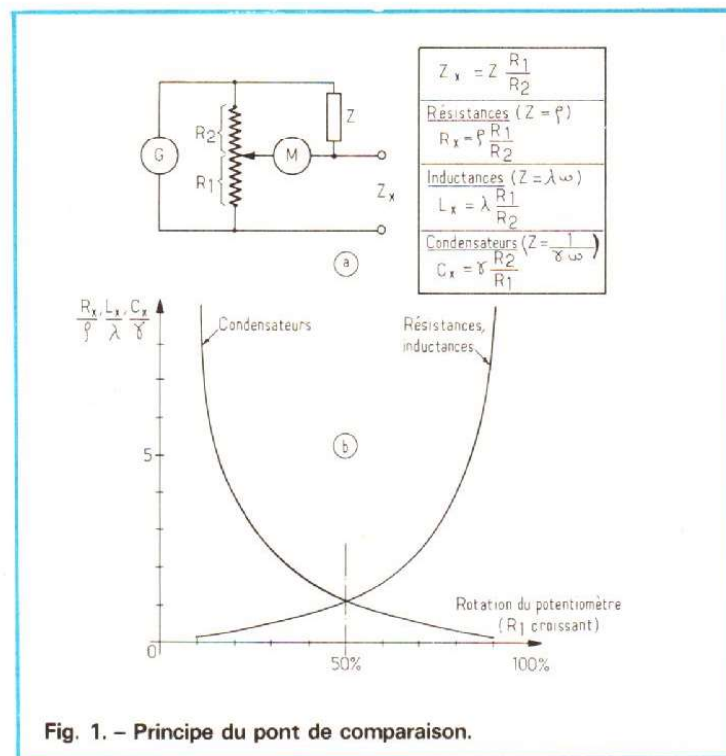


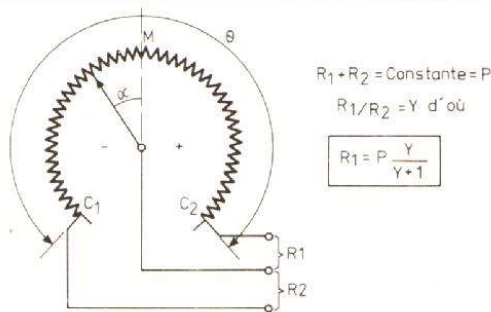
Fig. 1. – Principe du pont de comparaison.

DANS l'article précédent nous avons décrit les montages en pont de configuration traditionnelle, c'est-à-dire dont les quatre branches sont parfaitement différenciées. Cette structure permet d'établir une échelle de 1 à 10 linéaire, sur chaque gamme, avec une très bonne précision.

Pour élargir l'échelle de mesure et simplifier la réalisation tout en conservant une précision acceptable, nous proposons dans cet article la structure dite en pont de comparaison.

Nous en rappellerons le principe, donnerons des indications précises pour réaliser les graduations et décrirons un certain nombre de réalisations pratiques dans cette configuration dont nous indiquerons les applications les plus courantes.

Nous attirons l'attention du lecteur sur l'importance du choix des composants du pont, et, en particulier, du potentiomètre de mesure, qui doivent être de toute première qualité. Les performances obtenues en précision et en stabilité sont directement liées à ce choix. Les indications données en ce domaine dans le précédent article sont à consulter attentivement.



$$R_1 + R_2 = \text{Constante} = P$$

$$R_1/R_2 = Y \text{ d'où}$$

$$R_1 = P \frac{Y}{Y+1}$$

Fig. 2. - Tableau d'étalonnage du potentiomètre.

γ	$R_1 \times P$ k Ω	$\alpha \times \theta / 300$ degrés
0,1	0,091	- 122,7
0,2	1,167	- 100
0,3	0,231	- 80,7
0,4	0,286	- 64,2
0,5	0,333	- 50,1
0,6	0,375	- 37,5
0,7	0,412	- 26,4
0,75	0,428	- 21,6
0,8	0,444	- 16,8
0,85	0,459	- 12,3
0,9	0,474	- 7,8
0,95	0,487	- 3,9
1	0,500	0

γ	$R_1 \times P$ k Ω	$\alpha \times \theta / 300$ degrés
1	0,500	0
1,1	0,524	7,2
1,2	0,545	13,5
1,3	0,565	19,5
1,4	0,583	24,9
1,5	0,600	30
2	0,667	50,1
2,5	0,714	64,2
3	0,750	75
3,5	0,778	83,4
4	0,800	90
4,5	0,818	95,4
5	0,833	100
6	0,857	107,1
7	0,875	112,5
8	0,889	116,7
9	0,900	120
10	0,910	123

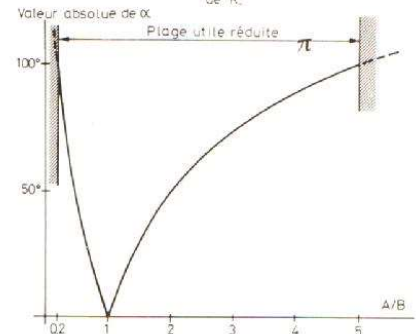
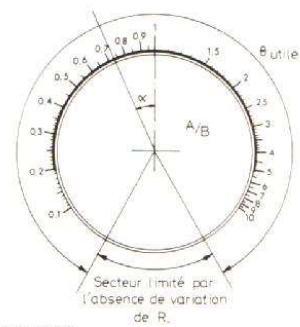


Fig. 3. - Détermination de la plage utile réduite.

On notera, dans ce dernier cas, l'inversion du rapport de comparaison.

Ayant sensiblement les mêmes propriétés qu'un pont classique, le pont de comparaison est plus simple, plus économique et possède une échelle plus étendue.

Malheureusement cet avantage se solde par quelques inconvénients :

- l'augmentation du nombre de points de mesure diminue la précision de la lecture,

- la graduation n'est plus linéaire de sorte que la variation relative de valeur correspondant à un secteur déterminé du potentiomètre, dépend de la position du curseur.

La figure 1 b permet de se rendre compte de l'importance de la non linéarité. C'est ainsi que la moitié de la variation du potentiomètre couvre un rapport de 0,1 à 1 alors qu'à l'autre moitié correspond un rapport de 1 à 10.

MÉTHODES DE GRADUATION

Les figures de cet article présentent des dessins de graduations qui ne sauraient s'appliquer à tous les cas et qu'il est donc inutile de repro-

duire : pour chaque modèle de potentiomètre il conviendra de réaliser des graduations particulières, suivant l'une des méthodes que nous indiquons ci-après.

Si la linéarité du potentiomètre bobiné n'est pas connue, on opérera par comparaison de valeurs en utilisant, par exemple, un lot de 11 résistances à 1 % de même valeur que celle du potentiomètre. En combinant ces résistances en série ou en parallèle, on obtiendra suffisamment de points entre 0,1 et 10 pour que l'on puisse terminer l'étalonnage des graduations par extrapolation.

En utilisant un potentiomètre de classe, dont la linéarité est garantie à mieux que 1 %, ce qui est préférable pour tirer le maximum de profits de ce montage, on pourra réaliser un étalonnage très précis en utilisant un simple rapporteur d'angle et la méthode illustrée sur la figure 2.

Préalablement, il conviendra de connaître la variation totale utile de résistance et l'angle de rotation correspondant à cette variation. Ces paramètres sont, en général, fournis par le constructeur mais peuvent être déterminés expérimentalement.

Soit $P = R_1 + R_2$ la valeur

ohmique du potentiomètre et $Y = R_1/R_2$ le rapport des résistances correspondant à une position particulière du curseur.

Le repère plus important est le point milieu M correspondant à $R_1 = R_2$ qui est très facile à déterminer expérimentalement. L'angle α définit la position du curseur par rapport au point central M.

Les points C_1 et C_2 sont les points extrêmes de variation du curseur entre lesquels existe une résistance de valeur P. On notera que les butées mécaniques du curseur peuvent aller au-delà des limites C_1 et C_2 . L'angle utile de variation est θ .

Connaissant P et θ , il est facile et significatif pour un potentiomètre très linéaire de déterminer la résistance par degré, ou l'angle par ohm, qui permettront d'établir l'étalonnage suivant le tableau de la figure 2 donnant α en fonction de Y. On a indiqué également la valeur de R_1 pour chaque point de façon à faire une éventuelle vérification expérimentale de l'étalonnage.

Les chiffres figurant sur le tableau ont été établis pour une valeur de $P_0 = 1\ 000\ \Omega$ et une variation angulaire utile $\theta_0 = 300^\circ$, mais il est facile de déterminer α correspon-

dant à n'importe quelle valeur de θ .

Ainsi, par exemple, si $\theta = 320^\circ$ et $P = 1\ 500\ \Omega$ on trouverait, pour $Y = 3$:

$$\alpha = \alpha_0 \frac{\theta}{300} = 75 \cdot \frac{320}{300} = 80^\circ$$

$$\text{et } R_1 = (R_1)_0 \times P_0 = 0,750 \cdot 1\ 500 = 1\ 125\ \Omega$$

RÉDUCTION DE LA PLAGE DE MESURE

On a représenté sur la figure 3 un exemple de graduation établie pour un rapport A/B allant de 0,1 à 10. On peut y voir que les graduations sont de plus en plus resserrées au fur et à mesure que A/B croît, de sorte que le secteur compris entre 0,1 et 0,2 et surtout celui compris entre 5 et 10 ne permettent guère une mesure très précise. Il est donc conseillé de limiter la plage de mesure aux valeurs comprises entre 0,2 et 5 représentant un rapport de variation de 25, ce qui n'est déjà pas si mal puisque cela représente 2,5 fois l'échelle utilisée sur un pont de structure conventionnelle.

Bien entendu, ces conclusions ne s'appliquent qu'aux

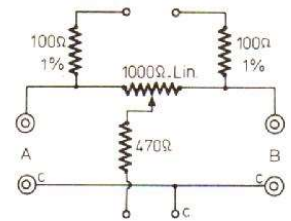
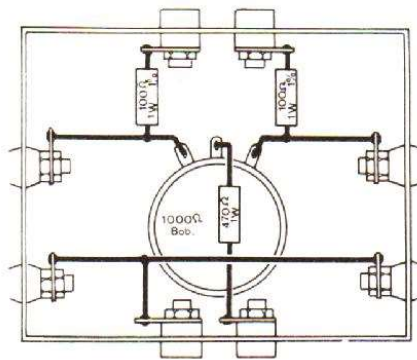
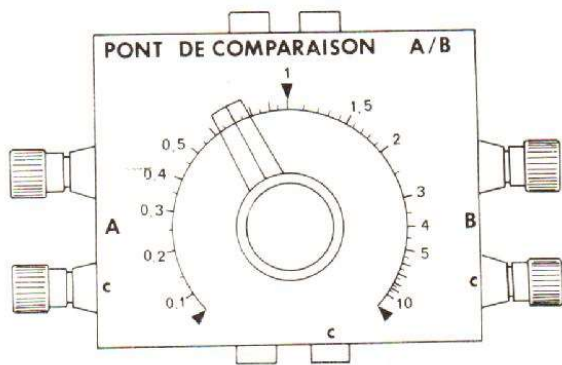


Fig. 4. Pont de comparaison à tout faire.

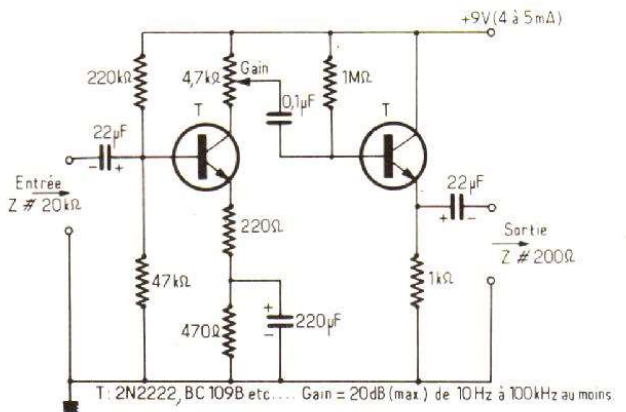
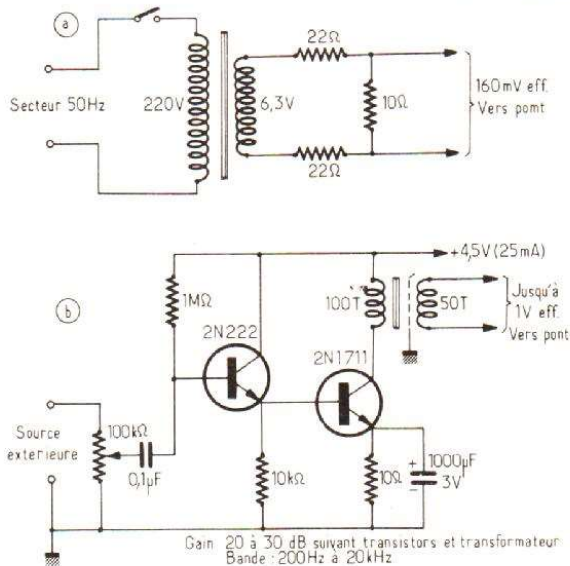


Fig. 6. - Petit amplificateur (pour écoute au casque ou attaque d'un voltmètre alternatif).

Fig. 5. - Sources de tension alternative.

cas des ponts de mesure précise de valeur absolue d'impédance, pour lesquels la commutation de gammes devrait tenir compte des recouvrements résultant de la limitation de plage.

Dans tous les cas, nous recommandons cependant de graduer complètement l'échelle 0,1 à 10 de façon à pouvoir apprécier une valeur qui se trouverait aux extrémités d'une plage éventuellement réduite.

PREMIÈRE APPLICATION : UN PONT DE COMPARAISON « À TOUT FAIRE »

Partant des principes établis dans les précédents paragraphes, nous proposons la

réalisation d'un pont de comparaison passif, d'usage général, facile et économique à réaliser, qui pourra être alimenté en alternatif ou en continu.

On en trouvera la description sur la figure 4.

L'organe essentiel est évidemment le potentiomètre de 1 000 Ω. L'étalonnage sera réalisé avec autant de soin que possible suivant les recommandations indiquées plus haut.

L'ensemble est logé dans un coffret métallique de 100 x 80 x 50 mm. Les entrées de mesure A et B sont constituées par des bornes universelles prévues pour fiches bananes ou serrage énergétique de connexion. Les entrées « diagonales » sont de simples prises pour fiches bananes montées sur canons isolants. Les fiches marquées c (commun) sont réunies entre elles.

Comme ce petit appareil ne

ssède pas son alimentation, nous avons prévu des résistances de protection (2 de 100 Ω et 1 de 470 Ω) afin d'éviter les effets d'excès de courant dans le mesureur, les éléments A et B ou dans une partie de piste du potentiomètre.

Le câblage est extrêmement dépouillé. On le réalisera en fil de forte section afin de limiter les résistances parasites.

L'utilisation pratique de ce pont nécessite une source et un mesureur extérieurs. Ces éléments, dans le cas le plus simple du pont de Wheatstone, seront constitués par une pile et un galvanomètre à zéro central ou un simple multimètre.

Dans le cas le plus général où le fonctionnement en alternatif est requis, on fera appel à un générateur 1 000 Hz symétrique comme celui que nous avons décrit pour le

pont RC de l'article précédent. Plus simplement, on pourra utiliser un transformateur d'alimentation secteur délivrant 6,3 V eff. au secondaire et quelques résistances (voir fig. 5 a). On obtiendra ainsi une tension symétrique d'environ 1 200 mV eff à 50 Hz.

Si l'on désire, pour la commodité de la mesure alimenter le pont avec un générateur audio-fréquence extérieur, par exemple pour faire varier la fréquence, il est possible d'obtenir une symétrisation au moyen d'un petit amplificateur comme celui de la figure 5 b qui permettra de surcroît d'abaisser l'impédance de la source. Il comporte un étage à émetteur follower en liaison directe avec l'étage de sortie dont la charge de collecteur est constituée par le primaire d'un petit transformateur de rapport 2/1.

Si on ne dispose pas d'un tel composant, on pourra le réaliser soi-même sur une carcasse de récupération comportant un circuit magnétique de transformateur AF dont les dimensions pourraient être approximativement 25 x 30 x 8 mm. On bobinera 100 tours de 25/100 au primaire et 50 tours de même fil au secondaire. Un écran électrostatique sera disposé entre le primaire et le secondaire suivant la technique habituelle.

Le gain et la bande passante obtenus avec ce petit montage (tension de sortie voisine de 1 V eff) dépendent beaucoup du transformateur particulièrement vers les fréquences les plus basses.

La détection de l'équilibre sera, en alternatif, appréciée au moyen d'un millivoltmètre amplificateur comme celui que nous avons décrit dans l'article précédent qui conviendrait tout à fait.

Plus simplement, on pourra utiliser un multimètre branché en voltmètre alternatif, mais, dans la plupart des cas, la sensibilité risque d'être insuffisante.

Il est possible de rendre la détection plus facile par une augmentation de niveau. L'amplificateur de la figure 6 procurera un gain de 20 dB dans une large plage de fréquences. La sensibilité sera excellente avec un casque ou un oscilloscope particulièrement entre 400 et 2 000 Hz. Mais on pourra également faire appel au multimètre (V alternatif) dans ce cas.

En 7 a et 7 b figurent respectivement les montages des ponts de Wheatstone et de Sauty déjà cités et à propos desquels il n'y a pas d'observations particulières à formuler si ce n'est que dans ce dernier cas, le condensateur de référence se situe en A et non en B et que l'on peut appliquer, le cas échéant, une polarisation continue.

Le montage de la figure 7 c est particulièrement intéressant puisqu'il permet de comparer deux transistors ou deux diodes, ou encore de comparer l'un ou l'autre de ces semi-conducteurs à une résistance. Pour des transistors PNP, on inversera la polarité de la source. On peut même comparer les transistors d'une paire complémentaire en inversant le branchement du transistor PNP.

Les mesures sur inductances se feront conformément au premier montage de la figure 7 d. Les deux autres montages indiquent la façon de mesurer un rapport de transformation (ou d'auto-transformation), pour le cas où ce rapport est inférieur à 10. On notera que pour le montage du centre, il est nécessaire de respecter un sens de branchement particulier.

En 7 e, on peut effectuer un certain nombre de mesures sur des enceintes acoustiques et, notamment, la comparaison de leur impédance dans la gamme de 20 Hz à 20 kHz, en utilisant un générateur extérieur. Cette mesure permettra de mettre en évidence une éventuelle dissymétrie entre voies sur tout ou partie du spectre audible.

En 7 f, enfin, le montage se prête particulièrement à la comparaison de deux fréquences par la méthode des battements. Le potentiomètre du pont ne sert qu'à équilibrer les niveaux des deux sources pour permettre une détection aisée du battement.

En plus de ces applications

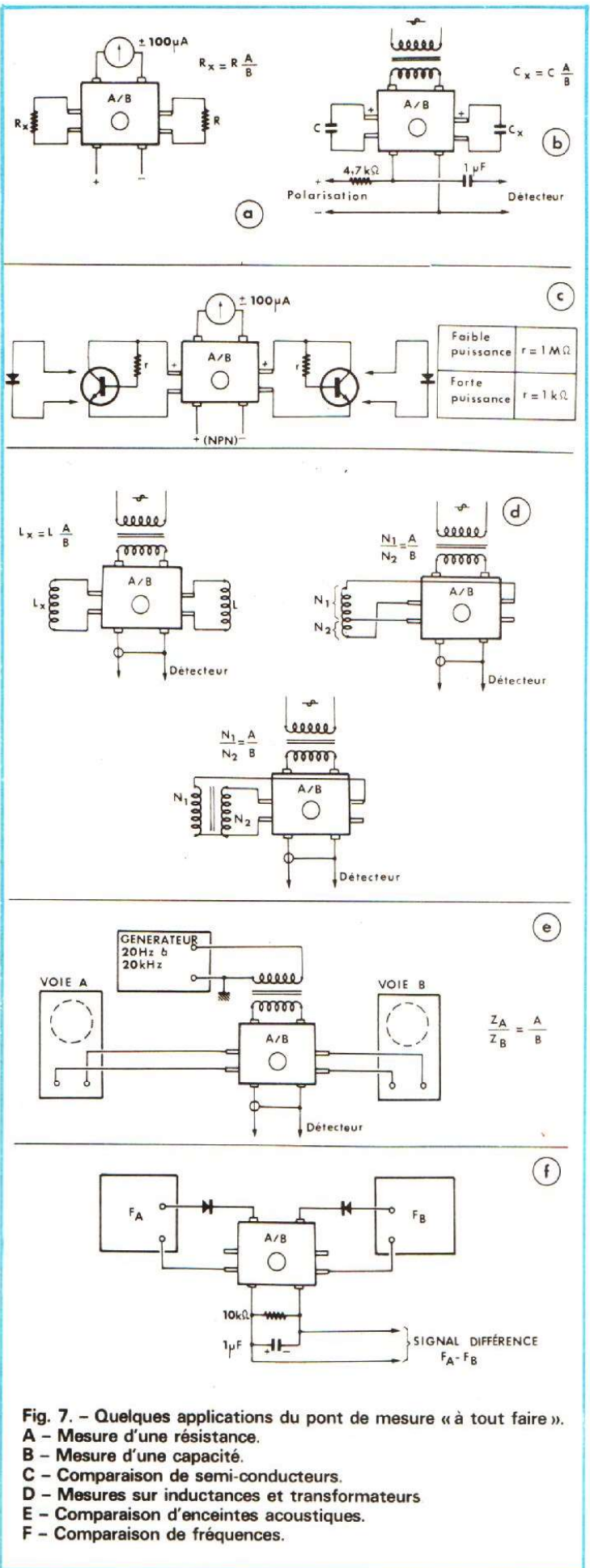


Fig. 7. - Quelques applications du pont de mesure « à tout faire ».
A - Mesure d'une résistance.
B - Mesure d'une capacité.
C - Comparaison de semi-conducteurs.
D - Mesures sur inductances et transformateurs.
E - Comparaison d'enceintes acoustiques.
F - Comparaison de fréquences.

APPLICATIONS DU PONT DE COMPARAISON

Nous avons groupé, sur la figure 7, quelques-unes des applications les plus typiques du pont de comparaison.

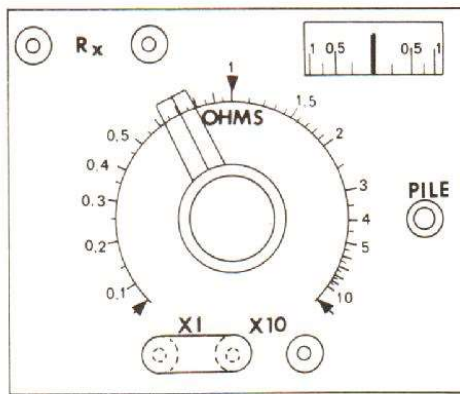


Fig. 8a

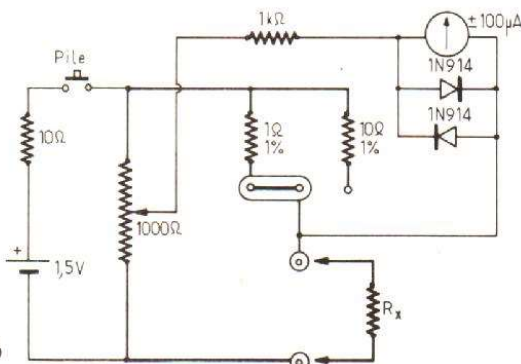


Fig. 8b

Fig. 8. - Réalisation d'un ohmmètre à pont de comparaison pour la mesure de résistances de faibles valeurs.

typiques, il en existe bien d'autres : on peut constituer un filtre, un atténuateur variable, comparer les tensions de sortie de chaque voie d'un amplificateur stéréophonique, comparer les étalonnages de deux galvanomètres, etc. Ce petit montage est vraiment le type même de l'appareil très utile mais trop simple pour que les constructeurs l'aient commercialisé sous cette forme.

UN OHMMÈTRE POUR DE FAIBLES VALEURS DE RÉSISTANCES

Sur le même principe est bâti l'ohmmètre décrit sur la figure 8.

Il comporte une alimentation par pile de 1,5 V (type R₁₄

ou R₂₀) et un petit galvanomètre de $\pm 100 \mu A$ à zéro central pour détecter l'équilibre.

La résistance de référence peut être 1 Ω ou 10 Ω (1 %), suivant la position du cavalier d'alimentation, une autre résistance de 1 000 Ω et une paire de diodes tête-bêche dans le circuit du mesureur, sont destinés à prévenir les conséquences d'une fausse manœuvre.

On veillera à utiliser des connexions de forte section sur la partie du schéma qui comporte des traits larges.

Le cavalier de commutation fera l'objet d'un soin particulier afin que les résistances de contact soient très faibles. Les bornes de mesure sont universelles, à serrage.

Si toutes ces précautions sont prises, on mesurera facilement des résistances de

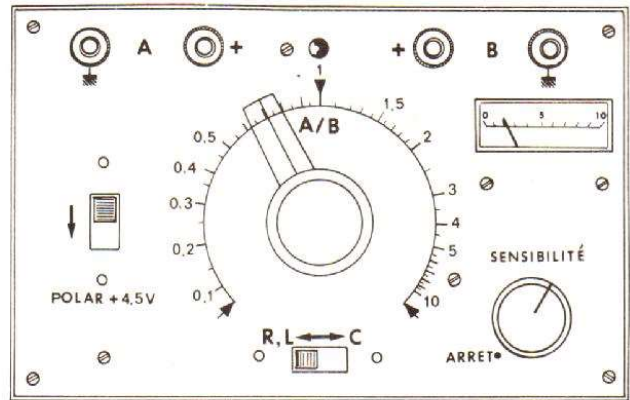


Fig. 9a

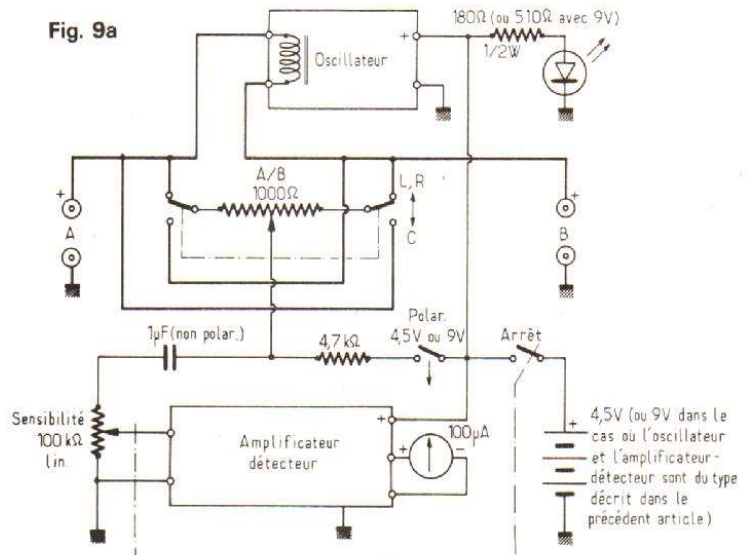


Fig. 9b

Fig. 9. - Pont de comparaison équipé.

0,1 Ω à 10 Ω sur la première gamme, et de 1 Ω à 100 Ω sur la seconde. Cette « couverture basse » sera particulièrement appréciée pour les travaux de vérification des installations électriques, le contrôle des appareils Hi-Fi (résistances des enceintes, des lignes, des charges d'émetteurs, etc), la vérification des résistances de contact des relais, contacteurs, commutateurs, les résistances des enroulements d'un moteur ou d'un transformateur, etc.

PONT DE COMPARAISON UNIVERSEL ALIMENTÉ EN ALTERNATIF

L'appareil présenté sur la figure 9 est auto-alimenté en alternatif à partir d'une simple

pile plate de 4,5 V qui fournit de l'énergie à un oscillateur et un amplificateur-détecteur. Comme le précédent c'est un appareil autonome.

Le schéma de principe, classique, offre toutefois quelques originalités :

- l'inversion des bornes de mesure A et B qui permet, sans difficulté, d'obtenir un rapport de résistances d'inductances ou de capacités, sur les mêmes graduations,
- la mise en service éventuelle d'une polarisation de 4,5 V qui permettra de faire des mesures sur des condensateurs chimiques dans des conditions réalistes.

Le réglage de la sensibilité peut être utilisé pour étalonner le micro-ampèremètre en % d'écart, ce qui sera particulièrement apprécié pour le tri de composants.

Le tarage est simple : après avoir obtenu l'équilibre au

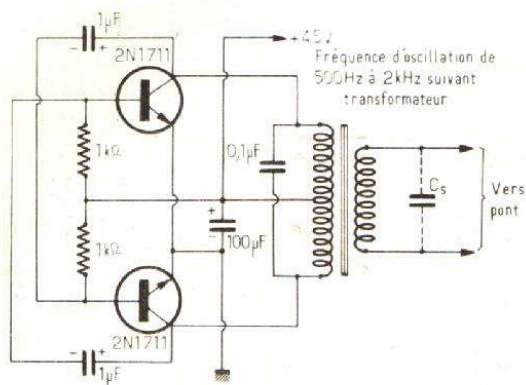


Fig. 10a

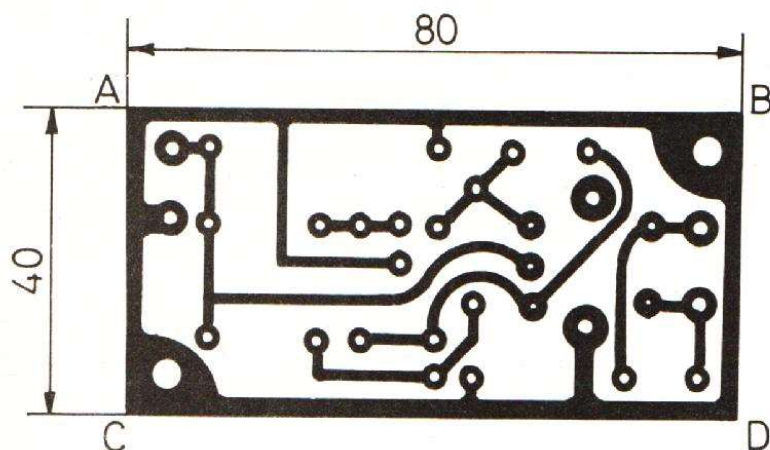


Fig. 10b

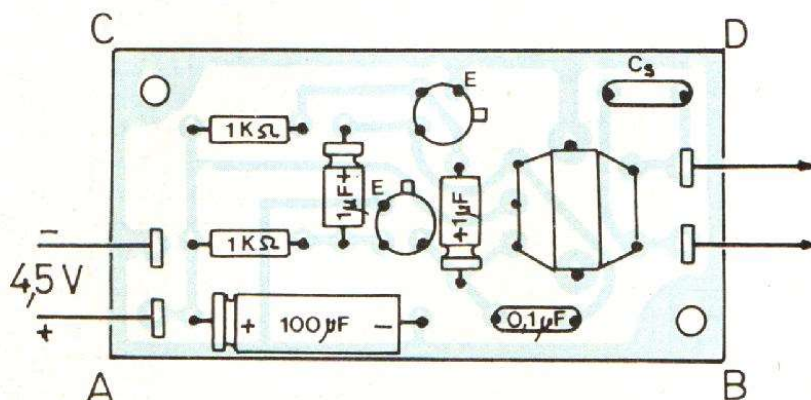


Fig. 10c

Fig. 10. - Réalisation de l'oscillateur du pont.

moyen de deux résistances A et B identiques, on décalera le potentiomètre de façon à avoir un écart de 10 % (curseur sur 1,1). La déviation du micro-ampèremètre sera alors réglée, par le bouton « sensibilité », pour obtenir une lecture à pleine échelle soient 10 divisions. On replace alors le curseur de réglage sur la position 1. Chaque fois que l'on remplacera l'une des résistances A ou B par une valeur à trier, on lira directement sur le micro-ampèremètre, l'écart en %.

Cet étalonnage pourra être assez précis si l'on utilise en amplificateur-détecteur celui que nous avons décrit dans l'article précédent puisque ses indications étaient linéaires. L'amplificateur détecteur que nous présentons sur la figure 11 est moins perfectionné, il est plus simple et donnera des indications de % approximatives sur les faibles écarts (inférieurs à 3 %). Le seul reproche que l'on puisse faire à ce sys-

tème est qu'il n'indique que la valeur absolue mais non pas le sens du décalage.

L'oscillateur simplifié retenu pour notre pont universel fait appel à un transformateur de sortie de récepteur radio miniature (récupération). Le schéma de la figure 10 indique le montage à réaliser en utilisant deux transistors 2N1711. L'oscillation, très facilement obtenue, est proche du signal rectangulaire et pourrait être utilisée telle quelle. On limitera cependant le niveau des harmoniques, pour faciliter le réglage d'équilibre du pont avec des réactances. Pour cela, on disposera au primaire un condensateur de 0,1 μF et un autre au secondaire dont la valeur serait à déterminer expérimentalement à l'oscilloscope, si on en a un à sa disposition, sinon on se contentera de 22 nF. L'ensemble peut être monté sur un petit circuit imprimé de 40 x 80 mm.

L'amplificateur détecteur

de la figure 11 ne fait appel qu'à deux transistors montés en liaison directe et un pont de diodes pour alimenter un galvanomètre de 100 μA. La sensibilité maximale atteint tout de même 3 mV eff. à pleine échelle en utilisant des NPN à grand gain. Un strap a été ménagé entre la sortie de l'amplificateur et le pont de diodes afin de pouvoir brancher, si on le désire, un appareil de détection extérieur (casque, par exemple). La diode silicium et la résistance de 1 000 Ω dans le circuit de détection sont destinés à protéger le cadre du galvanomètre. On notera que la bande passante est assez confortable puisqu'elle s'étend à 300 kHz, ce qui dépasse largement, par ailleurs, les possibilités du pont. Le circuit imprimé est un peu plus long que le précédent puisqu'il mesure 90 x 40 mm.

Les avantages communs à ces deux circuits simplifiés sont leur faible coût, la modi-

ficé de leur alimentation et la facilité de réalisation.

La réalisation du pont de comparaison lui-même ne présente guère de difficultés. Le plan de câblage est présenté sur la figure 12. Les dimensions du coffret sont de 160 x 100 x 80 mm. Elles seront plus importantes si l'on utilise les circuits imprimés du pont RC précédemment décrit.

Les circuits et la pile sont fixés sur le fond du coffret. Le câblage du panneau est d'abord réalisé, puis les interconnexions entre le fond du coffret et le panneau le sont à leur tour. On veillera à disposer des connexions de forte section pour les liaisons figurant en trait renforcé sur le plan de câblage.

La mise au point consiste à vérifier la présence d'oscillations à la sortie de l'oscillateur dès la mise sous tension. Si on en a la possibilité on vérifiera la forme du signal que l'on améliorera, comme indiqué

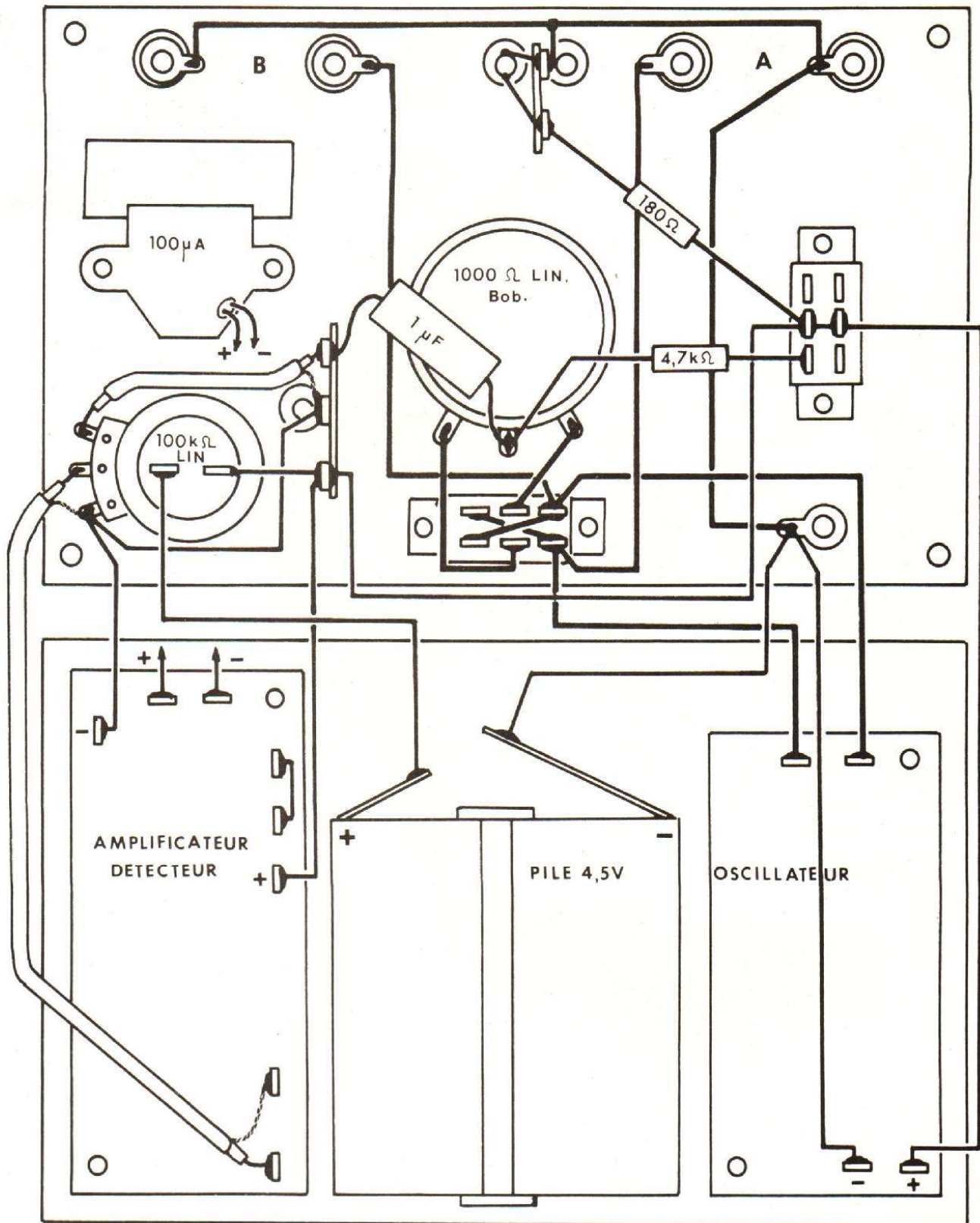


Fig. 12. - Plan de câblage du pont de comparaison équipé.

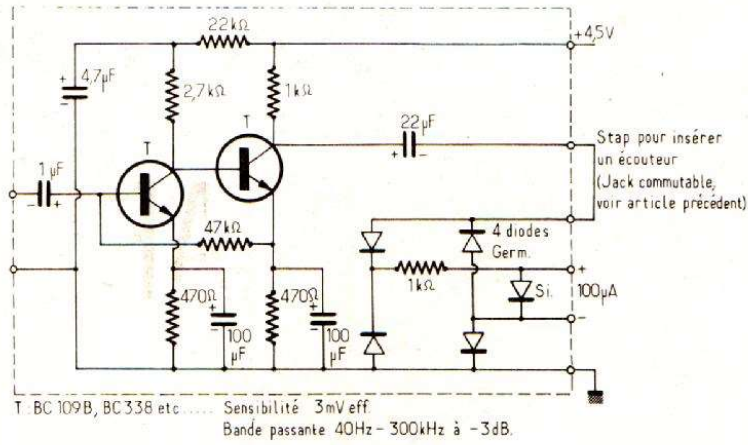


Fig. 11a

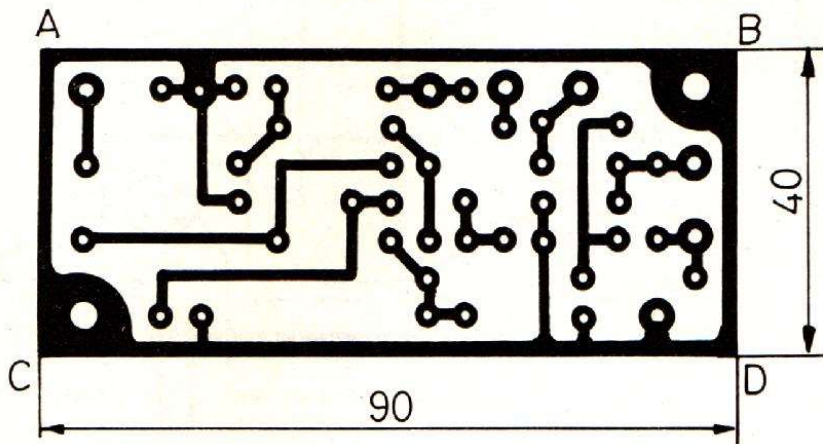


Fig. 11b

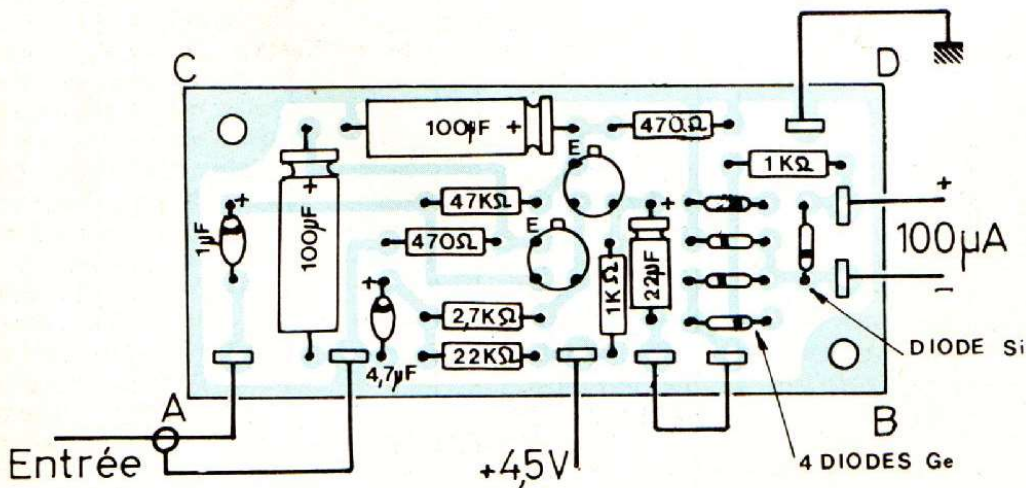


Fig. 11c

Fig. 11. - Réalisation de l'amplificateur détecteur.

plus haut par le condensateur Cs.

On mettra en court-circuit les bornes A et l'on réglera le curseur du potentiomètre de mesure sur 1. Dès que le bouton de réglage de la sensibilité est tourné légèrement vers la droite, le galvanomètre doit dévier à fond.

Le voyant à LED indique l'état de la pile. Cette dernière devra être changée dès que l'éclat du voyant diminue de façon sensible.

L'utilisation de ce pont s'étend à la mesure comparative des résistances de $0,1 \Omega$ à plusieurs mégohms, des condensateurs de 10 pF à plusieurs milliers de microfarads (avec ou sans polarisation) et des inductances de $100 \mu\text{H}$ à plusieurs dizaines d'Henrys. Au moyen de composants de valeur connue (éléments séparés ou boîtes à décades) on peut faire une mesure de valeur absolue.

La mesure d'impédances complexes est très délicate et la plupart des ponts ne permettent pas de réaliser ces mesures. Le pont de comparaison peut permettre de comparer deux valeurs complexes dans des conditions déterminées. Naturellement, les conditions de mesure devront être bien étudiées pour que cette comparaison soit significative et, notamment, le niveau et la fréquence du générateur ont une grande importance. Le pont de comparaison universel ne peut couvrir les impédances complexes que dans le spectre des audio-fréquences.

Par ailleurs, on peut comparer des transistors ou des diodes en utilisant la polarisation, comme dans le cas du petit montage de la figure 4. Bien d'autres applications sont possibles : il serait fastidieux d'en dresser une liste qui se voudrait exhaustive et nous préférons laisser cet exercice à l'imagination du lecteur...

(à suivre)

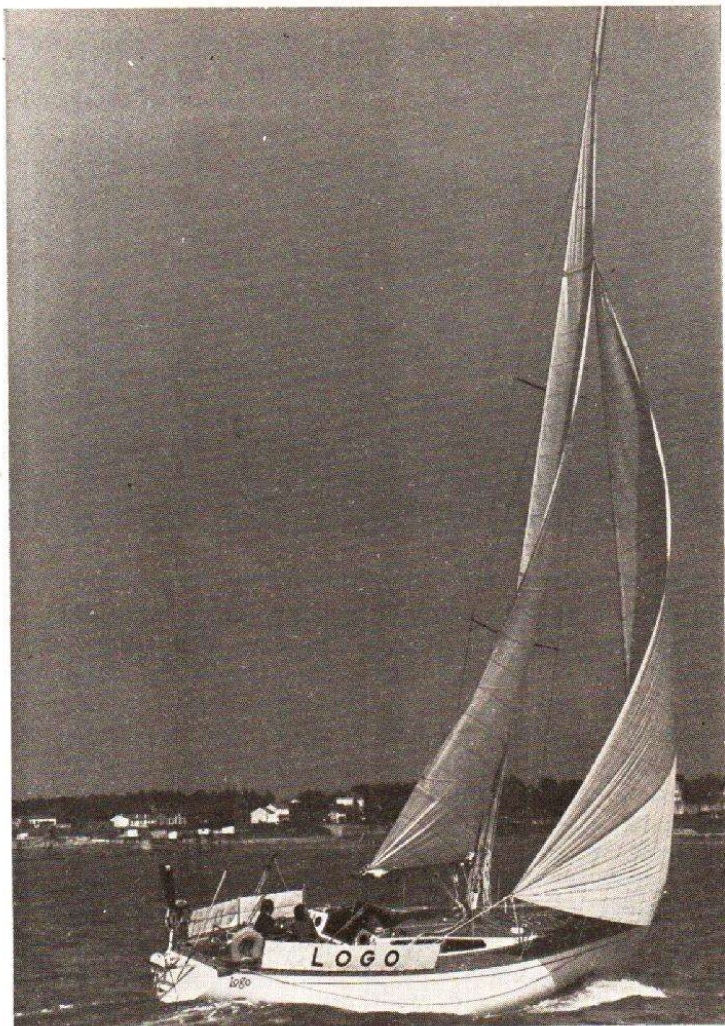
J.C.

deux «2015»

SIARE

dans

«LA TRANSAT»



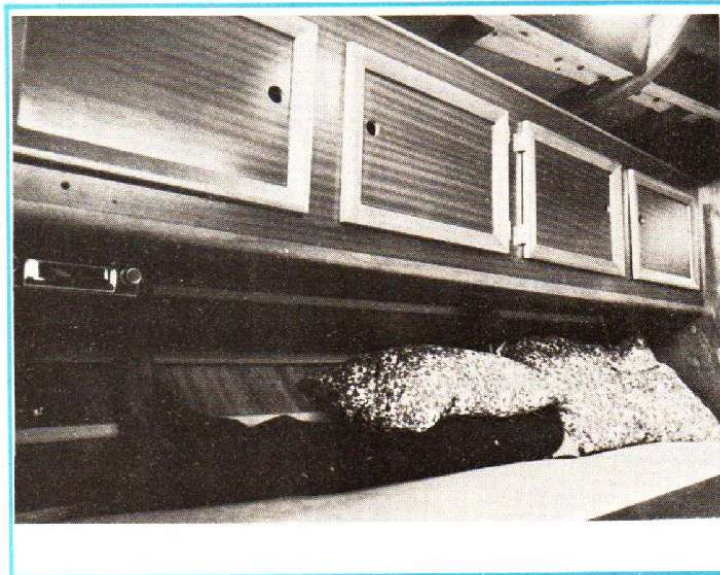
(Photo R. Painot)

L'ELECTRONIQUE est devenue partie intégrante des voiliers qui font la course transatlantique en solitaire. Vous avez tous entendu parler du bateau d'Alain Colas, ce géant de 72 m, ce quatre mâts bourré d'électronique, de détecteurs, de capteurs, de caméras vidéo, d'ordinateurs aussi, chez Colas bien sûr mais aussi sur un tout petit, c'est relatif, bateau, le 5100, un Carter 37, de 37 pieds soit 12,21 m. 5100, c'est le nom d'un ordinateur, un mini, qui fait pour ainsi dire ses premiers pas dans la vie. Son pilote, c'est l'une des deux françaises de la Transat, Dominique Berthier qui est ingénieur chez IBM et qui a préparé un programme spécial de navigation permettant d'optimiser les paramètres de réglage du bateau. L'autre Française, c'est Aline Mar-

chand, profession opticienne, et qui court sur Logo, un côtre à gréement 7/8, mesurant un peu moins de 11,50 m et dont les plans ont été tracés par Georges Auzépy-Brenneur. Aline et Dominique, ce sont

les deux amies inséparables, mais pour la transat, il a fallu tout de même le faire.

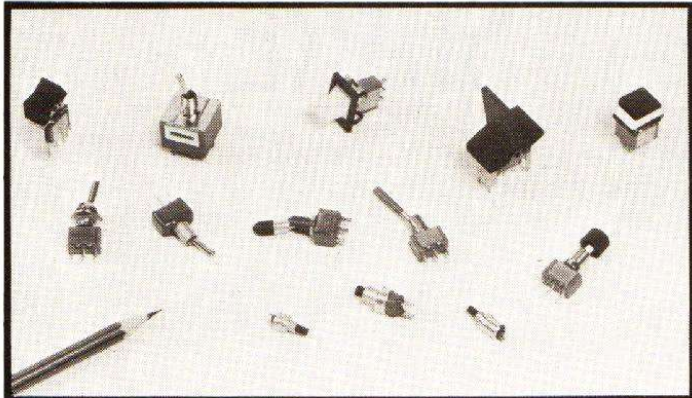
Sur Logo, l'électronique est plus rare, les réglages du bateau seront confiés à l'expérience et à l'intuition d'Aline.



La Transat, c'est une épreuve difficile, autant la faire dans un maximum de confort. Confort musical aussi, la mer et la musique s'accordent parfaitement. Pour Logo, Siare a préparé deux enceintes spéciales, des 2015 de course si on peut dire, des 2015 haut-parleurs traités pour résister à l'ambiance marine. Un bateau, comme une auto, c'est un local de petites dimensions et, à moins de disposer d'un carré comme celui du Vendredi 13, il est difficile d'installer une chaîne encombrante. La solution adoptée ici, est évidente. La cassette est le support idéal pour la musique, une musique très éclectique sur Logo, où les musiques antillaises cohabitent avec les classiques, les enceintes sont à l'échelle de la cassette.

C'est un appareil auto-radio

Pour vous dépanner



**a toujours du stock
sur place
et chez
ses distributeurs**

BANELEC :

12, rue Louis-Rolland 92120 Montrouge
tél. : 655.43.43

DIMEX :

12, rue du Séminaire M.I.N. 94150 Rungis
tél. : 686.52.10

QUATRELEC :

15, rue Saussier-Leroy 75017 PARIS
tél. : 766.34.72/766.34.76

C.E.D.S.O. :

31, avenue du 18° R.I. 64000 PAU
tél. : (59) 27.03.56

Agence de Bordeaux :

162 bis, cours du Général-de-Gaulle
33170 Gradignan tél. : (56) 89.04.56

Agence de Toulouse :

LE SPATIAL
Route de Narbonne 31520 Ramonville
Saint-Agné tél. : (61) 81.34.55

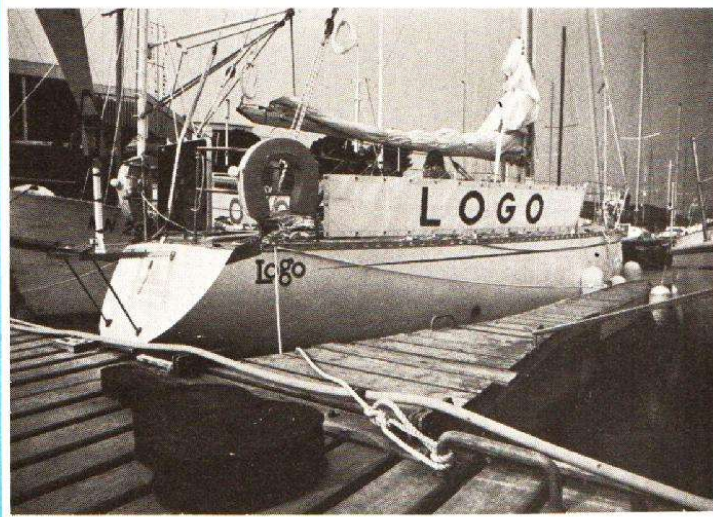
Demandez la documentation et



**vosre
échantillon gratuit.**



60 rue du Dessous-des-Berges
75013 PARIS
Tél. : 583-24-54
Télex : 204317 CK COMPO



qui a été installé ici comme source. La section réception peut évidemment être utilisée, elle ne l'est pas pour le moment. L'appareil a été installé sous les équipets de babord, accessible depuis la couchette, il est alimenté à partir des batteries de bord. Les enceintes, malgré leur petite taille ont été plus difficiles à caser. Les 2015 peuvent s'encastrer dans des cloisons, encore faut-il disposer derrière d'un espace suffisant, inexistant ici. Les membrures forment des obstacles difficiles à contourner. Autre impératif, elles ne doivent pas gêner les mouvements donc être parfaitement dissimulées. Les photos montrent comment elles ont été installées, leur fond a été perforé et des

vis à bois plaquent le fond de l'enceinte contre la membrure. Ces enceintes sont des enceintes à deux voies et les tweeters ont été placés symétriquement vers l'intérieur du carré, pour éviter le piège acoustique des cavités du dessus des équipets. La fixation est suffisamment robuste, ce que nous pourrions constater au retour. Nous pourrions alors juger aussi de l'efficacité du traitement des enceintes, le constructeur pourrait alors commercialiser une version marine, la navigation de plaisance est en plein développement, la Hi-Fi également, alors pourquoi pas à bord ? Mais attention, l'air salin est très corrosif, pour l'auto-radio aussi.

E. LÉMERY



UN TACHYMETRE SIMPLE POUR LE REGLAGE D'UN MOTEUR DE VOITURE

LE réglage du mélange sur un moteur à explosion doit se faire à la vitesse de ralenti recommandée par le constructeur du véhicule.

Il est donc intéressant de posséder un compte-tour qui permette, en permanence, de connaître la vitesse de rotation du moteur, car, même si le véhicule en possède un au tableau de bord, ses indications ne peuvent servir au réglage, à moins de disposer d'un système de miroirs perfectionné.

Par ailleurs, il est exclu, pour un amateur, de faire les frais d'un appareil perfectionné et, par conséquent onéreux, qui ne devrait servir qu'une ou deux fois l'an.

Notre réalisation fait donc appel à des composants courants et bon marché, et de ce fait, n'excèdera pas 20 F ou même 7 à 8 F si le lecteur possède, tout comme nous, des fonds de tiroirs inépuisables. L'appareil de mesure analogique est tout simplement le contrôleur universel, qui est en possession de tout amateur électronique, même débutant, et ayant un calibre de 1 à 3 volts continus.

Le cœur du système est constitué par un circuit intégré monostable SN 74121 ou SFC 4121 en boîtier dual-in-line à 14 pattes.

LE MONOSTABLE (7)4121

Il comporte 3 entrées : les entrées A_1 et A_2 qui font basculer sur les fronts descendants du signal, et l'entrée B qui autorise le basculement sur les fronts ascendants. Si les entrées A_1 ou A_2 sont seules utilisées, l'entrée B doit être au niveau logique, 1, soit au + par une résistance. Si on utilise seulement B, les entrées A_1 et A_2 doivent être mises à la masse, donc au niveau logique 0.

Les entrées A_1 et A_2 nécessitent un flanc raide, tandis que l'entrée B autorise n'importe quelle forme de signal ; la tension de basculement est de l'ordre de 1,5 V, avec une valeur maximum de 5 V, au-dessus de laquelle le circuit peut être détruit.

Il comporte également 2 sorties complémentaires délivrant un créneau à flancs très raides.

Il comporte enfin 3 entrées de temporisation. Deux d'entre elles sont reliées intérieurement par une résistance utilisable pour obtenir sur la sortie Q un créneau positif d'une durée maximale de 50 ns. Pour des durées supérieures, il faut utiliser une résistance extérieure comme le montre la figure 1. Cette résistance associée à la capa-

cité C déterminera la durée du créneau selon la formule :

$$T = R C \ln 2$$

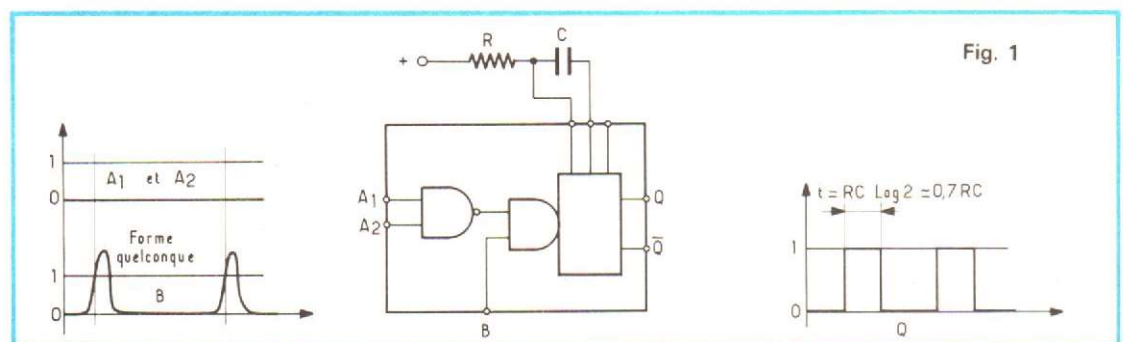
(\ln = logarithme népérien), soit environ (et cette précision nous suffit)

$$T = 0,7 R C$$

DÉTERMINATION DES COMPOSANTS DE TEMPORISATION

La temporisation dépend :
— de la vitesse maximum affichée ;
— du calibre utilisé.

La tension crête de sortie est d'environ 3 V. Si le calibre utilisé est inférieur, le rapport de la durée du créneau positif à la durée du cycle devra être



égal au rapport des tensions CAL/3.

Par exemple, si notre contrôleur comporte un calibre 2 V, le créneau positif devra avoir une durée des 2/3 du cycle.

Par ailleurs, la durée totale du cycle est l'inverse de la fréquence de rupture.

Pour un moteur à 4 cylindres tournant à 3000 t/mn, le nombre de ruptures par minute est de 6000 (2 par tour) soit une fréquence de $6\,000/60 = 100$ Hz.

La durée du cycle sera donc de 0,01 s. En conséquence, si nous désirons lire une vitesse maximum de 3000 t/mn sur un moteur à 4 cylindres, avec un contrôleur 2 V, la durée du créneau positif sera :

$$0,01 \times 2/3 = 0,0066 \text{ s}$$

arrondi à 0,007

Dès lors, les éléments R et C apparaissent, en fixant l'un d'eux il est aisé de calculer l'autre.

Soit $C = 1 \mu\text{F}$, on a :

$$0,007 = 0,7 \times R \times 1$$

d'où

$$R = 0,01 \text{ M}\Omega$$

car pour T en s. on a C en μF et R en $\text{M}\Omega$

soit :

$$R = 10 \text{ k}\Omega.$$

Le tableau ci-dessous donne les valeurs approchées de R en fonction du calibre, de la vitesse maximum lue et du nombre de cylindres, pour une valeur de C de $1 \mu\text{F}$. Toutefois, les vitesses de 1000 t/mn ne sont guère intéressantes, car le mieux est l'ennemi du bien, et une difficulté surgira au moment de l'étalonnage, lequel se fera par l'ajustement de la résistance R qui sera donc remplacée par un potentiomètre.

Sensibilité en volts	Vitesse maximum	Résistance k Ω		
		2 CYL.	4 CYL.	6 CYL.
1.6	1 600	30	15	10
	2 000	30	15	10
2	1 000	60	30	20
	3 000	30	15	10
3	1 000	90	45	30

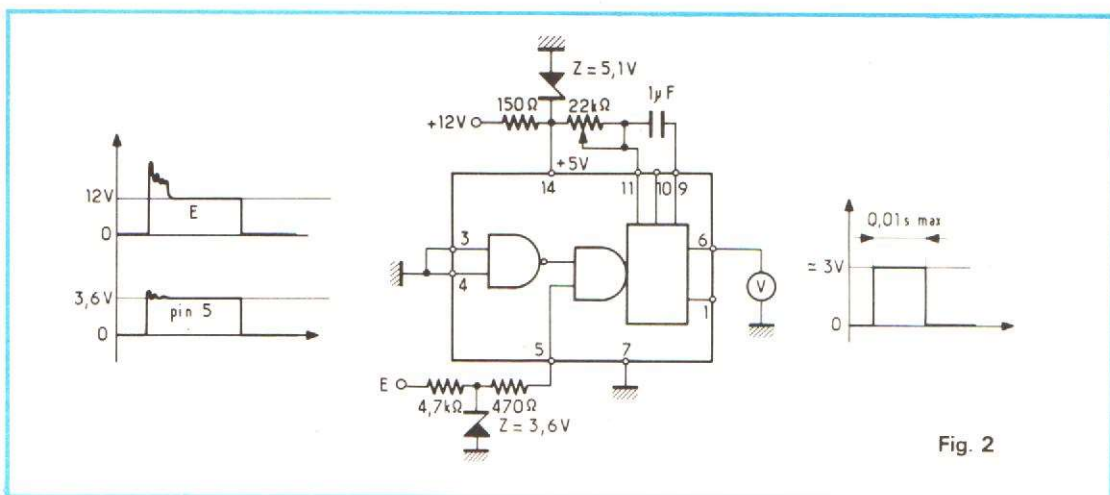


Fig. 2

LE CIRCUIT D'ENTRÉE

Il est très simplement constitué de deux résistances et d'une diode Zener destinée, d'une part à écrêter la tension d'entrée à une valeur compatible avec le C.I., et d'autre part, à supprimer les pointes négatives de tension qui peuvent se produire aux bornes du condensateur du véhicule. La diode est donc utilisée dans les deux sens.

L'ALIMENTATION

Elle est procurée par la batterie de la voiture, abaissée par une résistance associée à une diode Zener.

LE SCHÉMA GÉNÉRAL

Il est donné par la figure 2. La patte 14 est reliée au +12 V par la résistance de 150Ω , à la masse par la diode

Zener et à la patte 11 par la résistance de temporisation, en fait un potentiomètre monté en résistance variable de $22 \text{ k}\Omega$, ou autre valeur selon le tableau ci-dessus. Les pattes 10 et 11 sont reliées par le condensateur de temporisation C de $1 \mu\text{F}$. Le point 6 est branché au + du voltmètre dont le moins est à la masse. Les pattes 3, 4 et 7 sont reliées à la masse, tandis que la patte 5 reçoit le circuit d'entrée. Toutes les autres pattes ne sont pas connectées.

LA RÉALISATION

Le circuit imprimé est vu côté composants sur la figure 3 et côté cuivre sur la figure 4. Ces deux figures sont à l'échelle 1. Toujours fidèles à notre principe, nous réalisons nos circuits « à l'anglaise », dans lesquels le minimum de cuivre se dissout dans le perchlore. Les traits pleins de la figure 4 représentent donc les interruptions du cuivre, de même que les parties ombrées correspondent aux pattes 1, 2, 8, 9, 12 et 13 qui ne doivent pas être connectées.

Il y a intérêt à utiliser un support de C.I.

Les résistances variables miniatures nous ont créé bien des déboires et c'est pour cette raison que nous avons opté pour un bon vieux potentiomètre, que nous avons fait précéder d'une résistance

talon de $4,7 \text{ k}\Omega$. Le condensateur de $1 \mu\text{F}$ non polarisé est un modèle de récupération, et nos lecteurs pourront sans doute se procurer un modèle plus petit. De même, la résistance de 150Ω , qui apparaît sur la photographie, est une 1 W, alors qu'une 1/2 W suffit.

Attention, en montant le C.I. ! Le détrompeur doit se trouver du côté des diodes Zener.

ETALONNAGE

Placer le potentiomètre au minimum. Alimenter en 12 volts continus, et brancher le contrôleur.

Injecter ensuite une tension alternative de 12 volts, provenant du secondaire d'un transformateur, entre entrée du signal et masse. Cette tension à 50 Hz correspond à une fréquence d'allumage de : $50 \times 60 = 3\,000$ allumages par minute, soit 1500 t/mn sur moteur à 4 cylindres.

Tourner doucement le potentiomètre pour amener l'aiguille du contrôleur sur la graduation correspondant à la vitesse.

Cet étalonnage ne convient pas à certaines solutions (moteur à 2 cylindres pour des vitesses de 1000, 1600 et 2000 t/mn et moteur à 4 cylindres pour vitesse de 1000 t/mn). Il faut alors user d'un artifice consistant à placer en série avec le contrô-

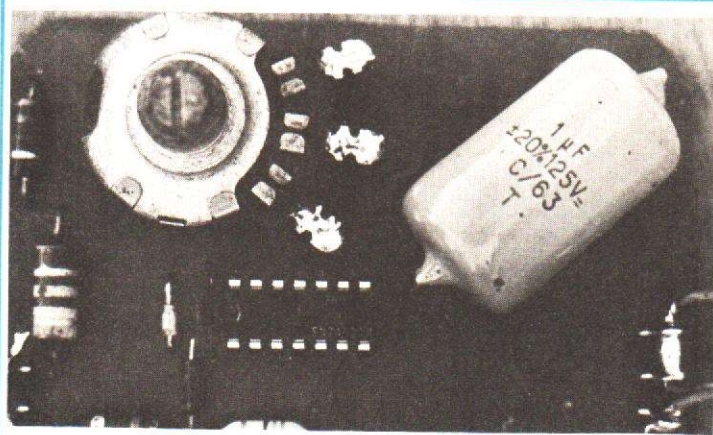


Photo A. - Le circuit et ses composants.

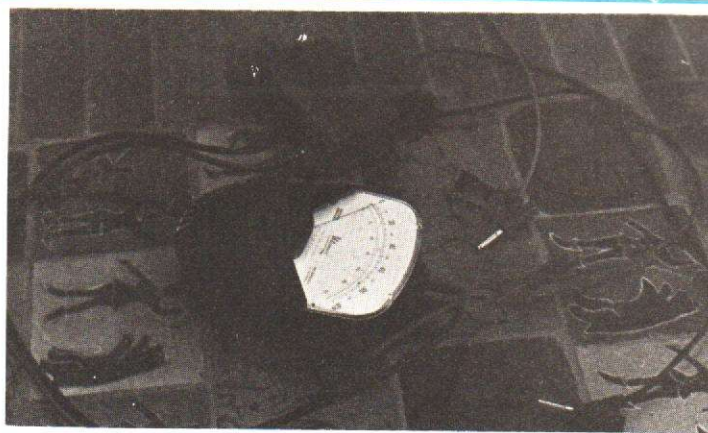


Photo B. - Le réglage de la maquette.

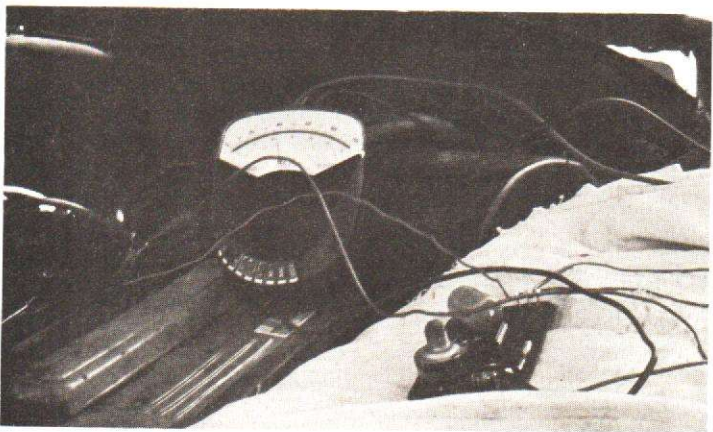


Photo C. - Vue de l'ensemble.

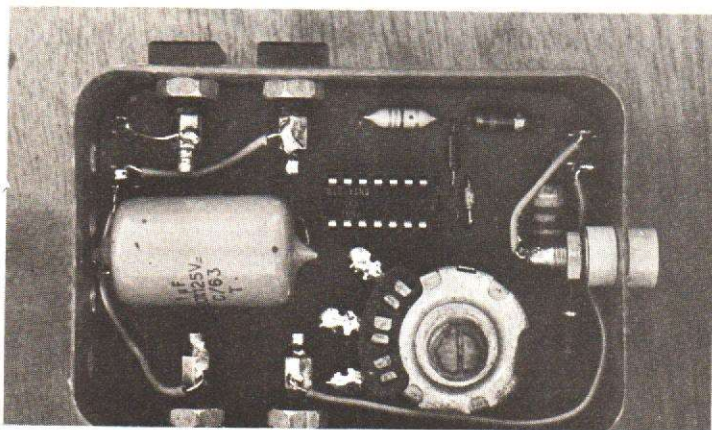


Photo D. - Le circuit dans son boîtier.

leur, une résistance multiple de la résistance du contrôleur.

Soit, par exemple, $V = 1\ 000\ \text{t/mn}$ sur contrôleur de sensibilité

3 V et moteur à 4 cylindres. Placer en série avec le contrôleur un potentiomètre de $100\ \text{k}\Omega$. Brancher aux bornes d'une source stable de tension

connue, par exemple 2 V. Régler le potentiomètre pour une lecture de 1 V. L'ensemble contrôleur-potentiomètre, relié à la sortie du circuit

devra indiquer 750 au moment de l'étalonnage. Celui-ci réalisé il ne reste qu'à retirer le potentiomètre, et on a l'échelle recherchée soit 1000 t/mn.

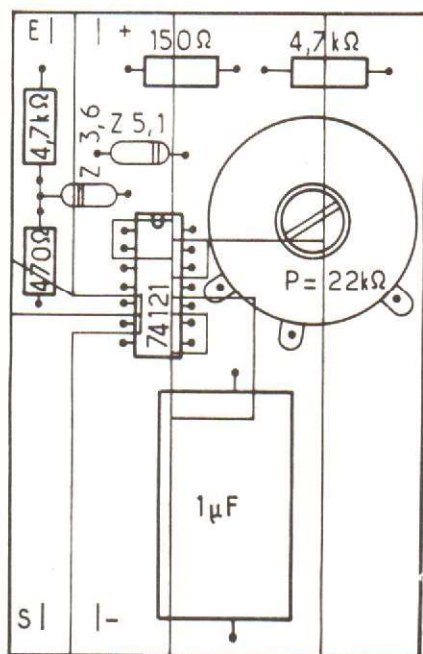


Fig. 3

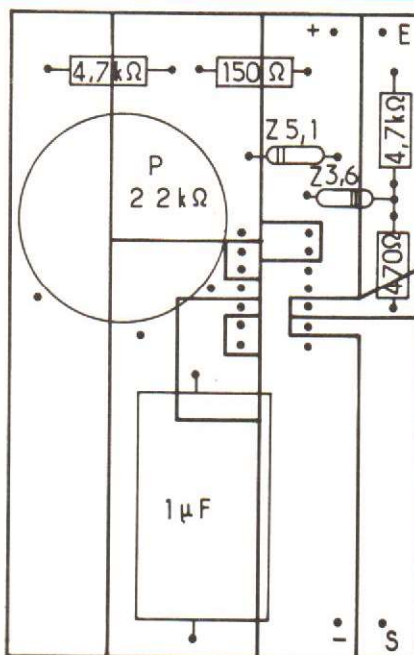
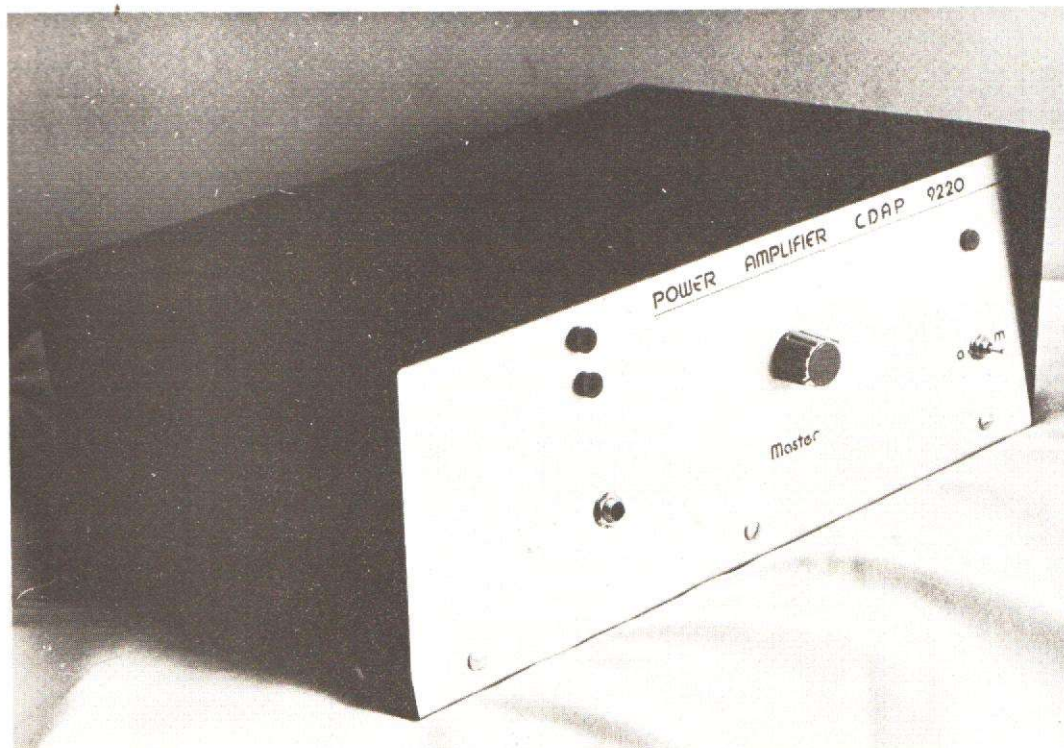


Fig. 4

CARÉNAGE DE L'APPAREIL

Nous avons utilisé une boîte en plastique pour savonnette, qui nous a coûté 1,20 F au monoprix le plus proche, mais le choix de ce magasin n'est pas très important et d'excellents résultats pourront être obtenus avec des boîtes d'autres provenances. Toutefois, après plusieurs essais, notre choix s'est porté sur une boîte de couleur rouge (comme ne le montre pas les photos en noir et blanc), bien qu'un certain nombre de profanes à qui nous avons fait la démonstration de cette réalisation, ont pensé qu'il s'agissait d'une boîte noire.

M. CEDEU



un ampli de sonorisation

NOTRE but est de réaliser un amplificateur de forte puissance à partir d'éléments courants afin de le rendre aisément réalisable par tout amateur. Nous avons également réduit le nombre des composants au strict minimum afin d'abaisser le prix de revient, cet argument entrant pour une part importante dans l'intérêt de la réalisation. Nous pensons donc que cette maquette séduira un grand nombre d'amateurs en raison de sa simplicité, seuls deux réglages de tension sont à effectuer après assemblage de l'ensemble, et ils peuvent être réalisés à l'aide d'un simple voltmètre. Cet amplificateur est spécialement destiné, en raison de sa puissance, à un emploi sur scène. Il convient parfaite-

ment pour la guitare basse ou l'orgue électronique mais pourra tout aussi bien être utilisé en vocal ou pour la guitare électrique ou encore en sonorisation de discothèque. De plus en raison même de sa conception, cet amplificateur possède un rendement élevé d'où une consommation relativement faible vis-à-vis de sa puissance de sortie. Pour un emploi en salle cet amplificateur permet de sonoriser à un niveau proche de celui des dancing un volume d'environ 450 m³ ce qui donne une surface de 180 m² pour 2,5 m de plafond.

La réalisation proposée est monophonique. Pour un emploi en stéréophonie il sera nécessaire de doubler l'ensemble de l'appareil (y compris l'alimentation).

Cet amplificateur a été conçu pour pouvoir s'adapter directement sur notre régie de mélange pour micros et instruments CDAP 9000 décrite dans le numéro 1535. Cependant cet amplificateur pourra être relié à toute autre source pourvu qu'elle possède les caractéristiques suivantes :

$$Z_s \leq 10 \text{ k}\Omega$$
$$V_s \geq 800 \text{ mV}$$

ÉTUDE TECHNIQUE

Afin de pouvoir sortir une puissance très élevée sans employer des transistors coûteux et rares, nous monterons cet amplificateur par pontage

de deux amplificateurs de puissance dont chacun ne fournira que la moitié de la puissance totale. Voyons rapidement le principe du montage.

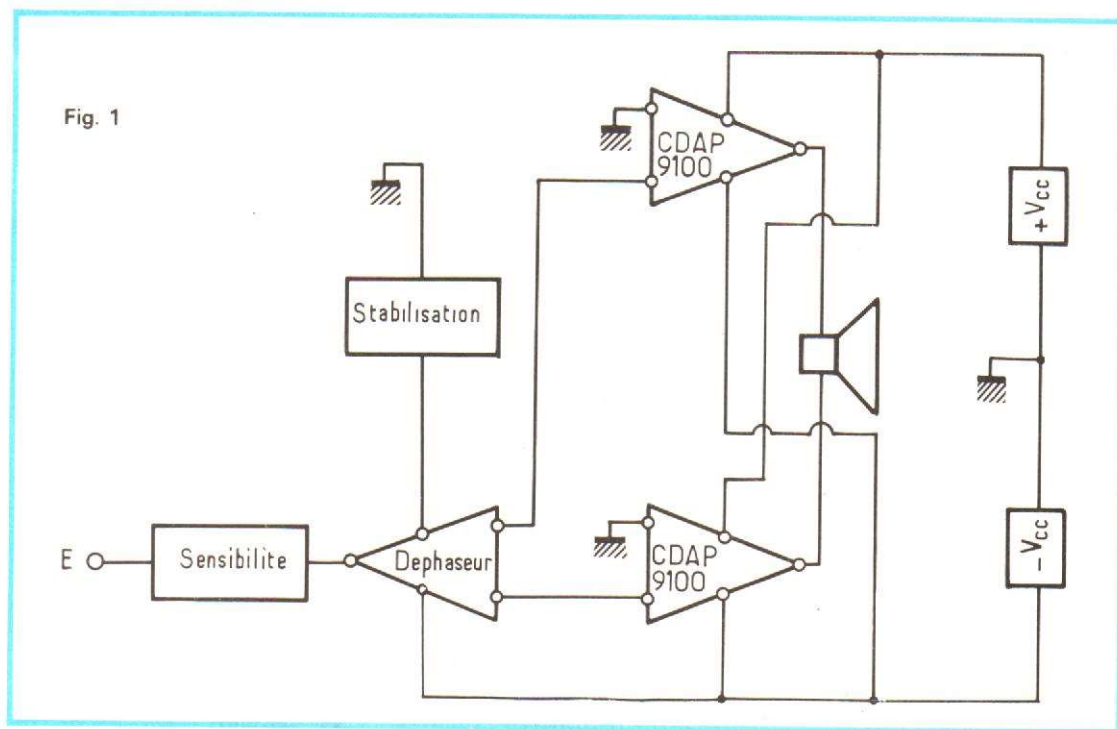
Sur un amplificateur de puissance de type classique l'une des bornes du haut-parleur est directement connectée à la masse, donc à un potentiel constant. Seule l'autre borne, raccordée au push-pull de puissance, subit des variations de potentiel. La variation de potentiel aux bornes de la bobine sera donc, et ceci dans le cas d'un amplificateur idéal, au maximum égale à la tension d'alimentation. Dans le pontage au contraire le haut-parleur n'a pas de borne à la masse, toutes deux sont raccordées à un amplificateur de puissance.

Nous voyons que si les deux amplificateurs sont attaqués par un signal identique les variations de potentiel des bornes seront identiques ; d'où une tension nulle aux bornes de la bobine du haut-parleur. Ce cas ne présente aucun intérêt puisque dans ce cas, la puissance dissipée par le haut-parleur est nulle.

Si par contre nous attaquons les deux amplificateurs de puissance par des signaux d'amplitude et de fréquence égales mais en opposition de phase l'un par rapport à l'autre la tension de sortie de chaque amplificateur sera toujours l'inverse de celle de l'autre.. Cela revient à dire que les variations de potentiel aux bornes de la bobine sont multipliées par deux et que la puissance dissipée par le même haut-parleur sera quatre fois celle du cas précédent. Malheureusement, les transistors employés ne permettent pas de dissiper une telle puissance. Pour compenser cela nous multiplierons l'impédance de notre haut-parleur par deux ce qui dans notre cas nous donne une impédance de 8Ω . Cette étude rapide a mis en évidence que l'emploi d'un étage déphaseur d'entrée était indispensable. Etudions donc ce module. Nous avons jugé bon de le munir d'un potentiomètre ; celui-ci permettant de régler la sensibilité d'entrée de l'amplificateur.

LE DÉPHASEUR

Afin de diminuer son bruit ce module comporte une stabilisation et il sera alimenté en basse tension. Ceci a un double avantage : la stabilisation en tension permet d'obtenir une alimentation parfaitement régulée, donc sans bruit. L'alimentation en basse tension permet de réduire dans des proportions importantes le facteur de bruit de l'ensemble des résistances utilisées



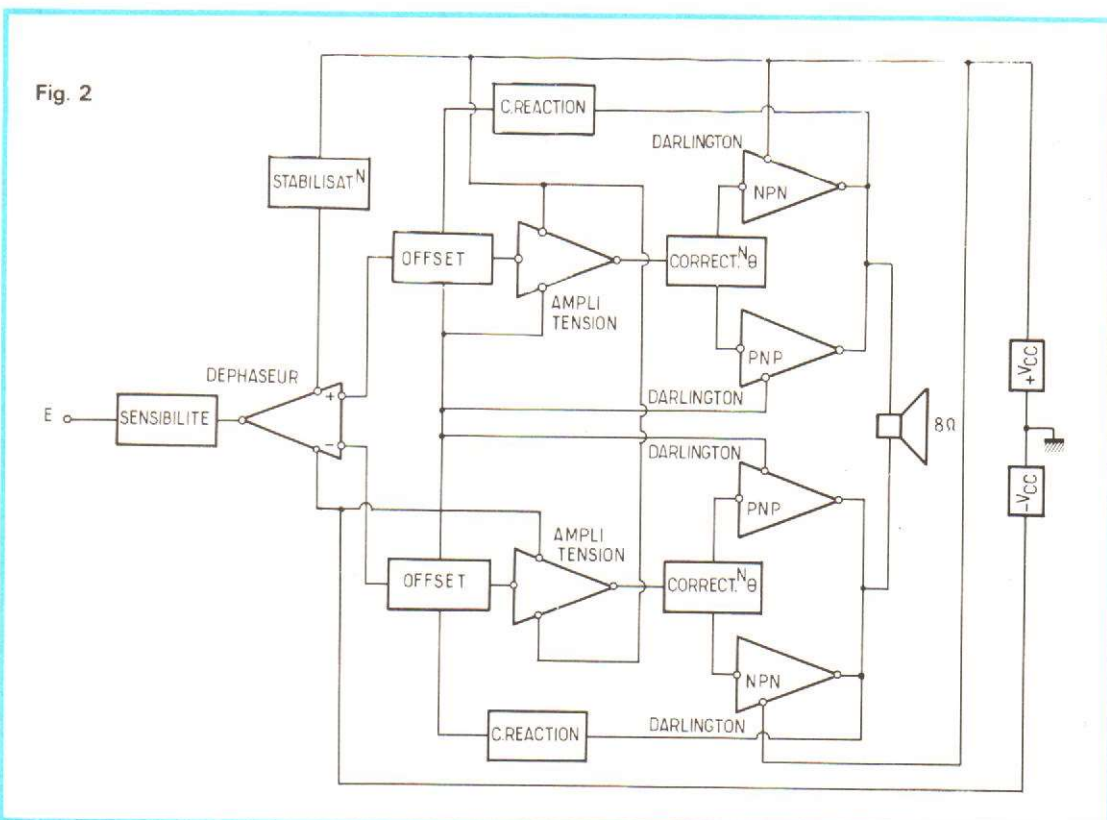
pour ce module. La stabilisation en tension est obtenue à l'aide d'une diode zener de $6,3 \text{ V} - 1 \text{ W}$. Celle-ci est découplée par une capacité de $100 \mu\text{F} - 25 \text{ V}$. Le tout est connecté entre le 0 V et le -40 V par l'intermédiaire d'une résistance de $2,7 \text{ k}\Omega - 1/2 \text{ W}$. Celle-ci a pour effet de limiter la puissance dissipée

par la diode zener à 500 mW environ. L'étage déphaseur est composé d'un transistor BC109 B monté en charge répartie. Une sortie sera effectuée sur son collecteur et l'autre sur son émetteur. La base de ce transistor sera polarisée par un pont tout à fait classique. Une capacité d'entrée permet de conserver

la stabilité des polarisations en continu. Le signal sera appliqué à cette capacité par l'intermédiaire du curseur du potentiomètre de sensibilité.

Etudions à présent le fonctionnement de l'ensemble de l'amplificateur.

Pour cela utilisons le schéma synoptique général de la figure 1.



Le déphaseur d'entrée nous délivre en sortie deux signaux identiques au signal d'entrée mais en opposition de phase l'un par rapport à l'autre. Chaque signal est appliqué à l'entrée d'un amplificateur de puissance pouvant dissiper 100 W efficaces. Nous retrouvons raccordé entre les sorties de ces amplificateurs, le haut-parleur. Chaque amplificateur de puissance est un module CDAP 9100 précédemment décrit mais légèrement modifié. Les possesseurs d'un tel module n'auront qu'à le doubler et à réaliser le déphaseur d'entrée pour doubler la puissance de cet amplificateur. La résistance R_0 de contre-réaction a été diminuée afin de réduire encore les distorsions. Le rôle des résistances R_{14} et R_{10} de polarisation des transistors de sortie est d'améliorer la dynamique de l'ensemble. Un schéma synoptique plus détaillé est donné à la figure 2. Sur celui-ci nous

voions bien que les deux amplificateurs de puissance travaillent indépendamment l'un de l'autre. Ceci posera d'ailleurs un léger problème de réglage pour l'off-set lors de la mise sous tension. Nous procéderons comme suit :

Après avoir mis l'ensemble de l'appareil sous tension nous réglerons indépendamment la tension d'offset de chaque amplificateur. Pour cela nous utiliserons un contrôleur universel ou même un voltmètre à condition que celui-ci possède au moins une échelle 1 V afin d'avoir une précision de mesure suffisante autour de 0 V.

L'une des bornes du contrôleur universel ou du voltmètre sera reliée au 0 V et l'autre à la sortie haut-parleur du premier amplificateur de puissance puis on agira sur son potentiomètre d'offset jusqu'à ce que le voltmètre indique 0 V. Le premier amplificateur sera alors réglé. Nous effec-

tuons alors la même opération sur le second amplificateur de puissance.

Celle-ci effectuée on vérifiera que la tension aux bornes de la sortie haut-parleur est bien nulle en l'absence de modulation.

L'amplificateur est alors prêt à être utilisé. Ce réglage est le seul à effectuer avant l'utilisation de l'amplificateur.

LES CIRCUITS IMPRIMÉS

Nos circuits imprimés ont été réalisés par méthode photo-sensible à l'aide de bandes et d'éléments prépositionnés de marque Brady. Le support employé est du verre époxy en raison de ses bonnes propriétés mécaniques.

Les circuits imprimés des modules de puissance (fig. 4 a) sont prévus pour pouvoir supporter les radiateurs des tran-

sistors de puissance. Cependant ceux-ci pouvant être fixés sur une autre partie du châssis ; c'est d'ailleurs la disposition que nous avons adoptée. Ce circuit imprimé devra être exécuté en deux exemplaires.

Le circuit imprimé du déphaseur sera réalisé de façon identique. Nous ne le tirerons qu'en un seul exemplaire. Ce circuit est prévu pour recevoir directement le potentiomètre de sensibilité. Celui-ci assurera d'ailleurs la fixation de l'ensemble à la face avant. Nous vous rappelons que le tirage de nos circuits imprimés a été réalisé par la Société Sonerel.

IMPLANTATION DES COMPOSANTS

Le câblage des différents modules ne pose pas de problème particulier. Afin de simplifier cette opération et de rendre le câblage plus propre nous souderons les composants par ordre croissant de taille. Nous commencerons donc par les straps des modules de puissance et de celui du déphaseur. Puis nous souderons les diodes des modules de puissance et la diode zener du déphaseur en respectant leur polarité. Nous éviterons de trop chauffer les soudures afin d'éviter d'endommager leur jonction interne. Nous souderons ensuite l'ensemble des résistances puis les condensateurs. En dernier lieu les transistors seront soudés en respectant leur brochage. L'emploi de pinces est conseillé afin d'éviter de trop les chauffer. Cette opération est réalisable par tout amateur muni d'un fer à souder.

CÂBLAGE GÉNÉRAL

Nous sommes donc en présence de trois modules plus l'alimentation. Afin de simpli-

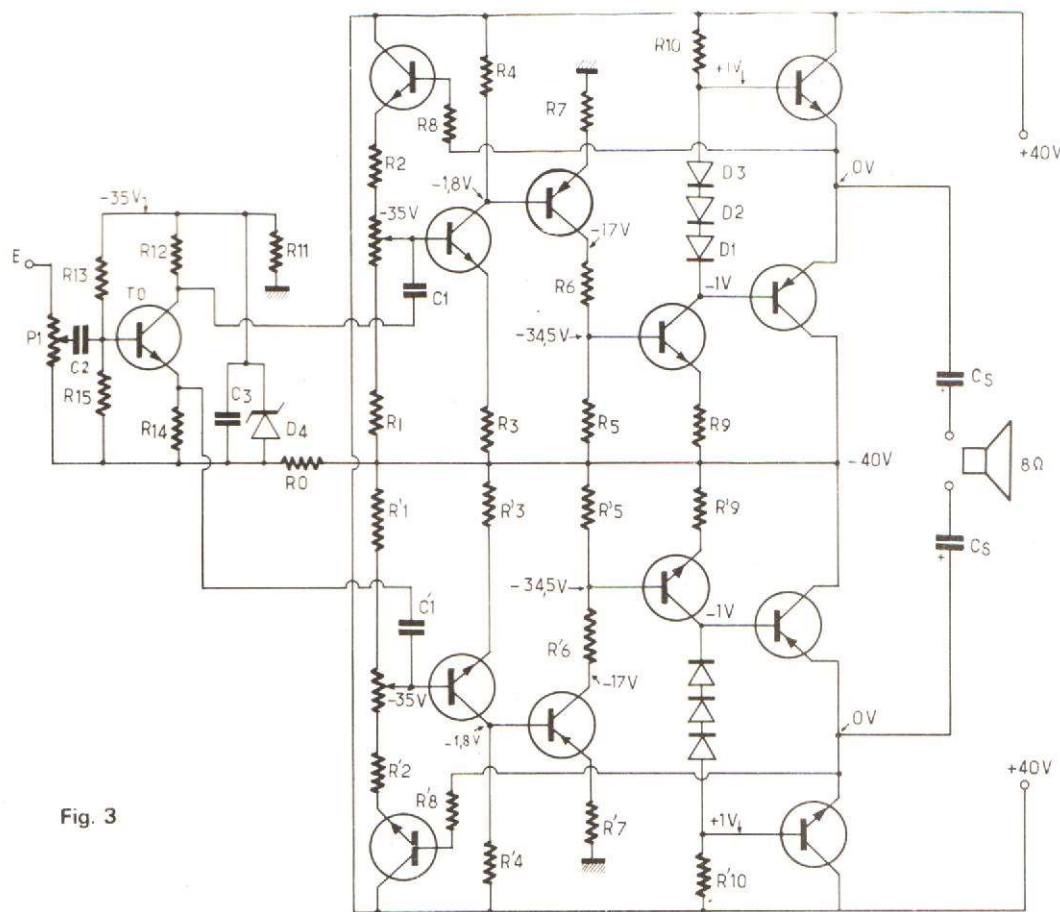
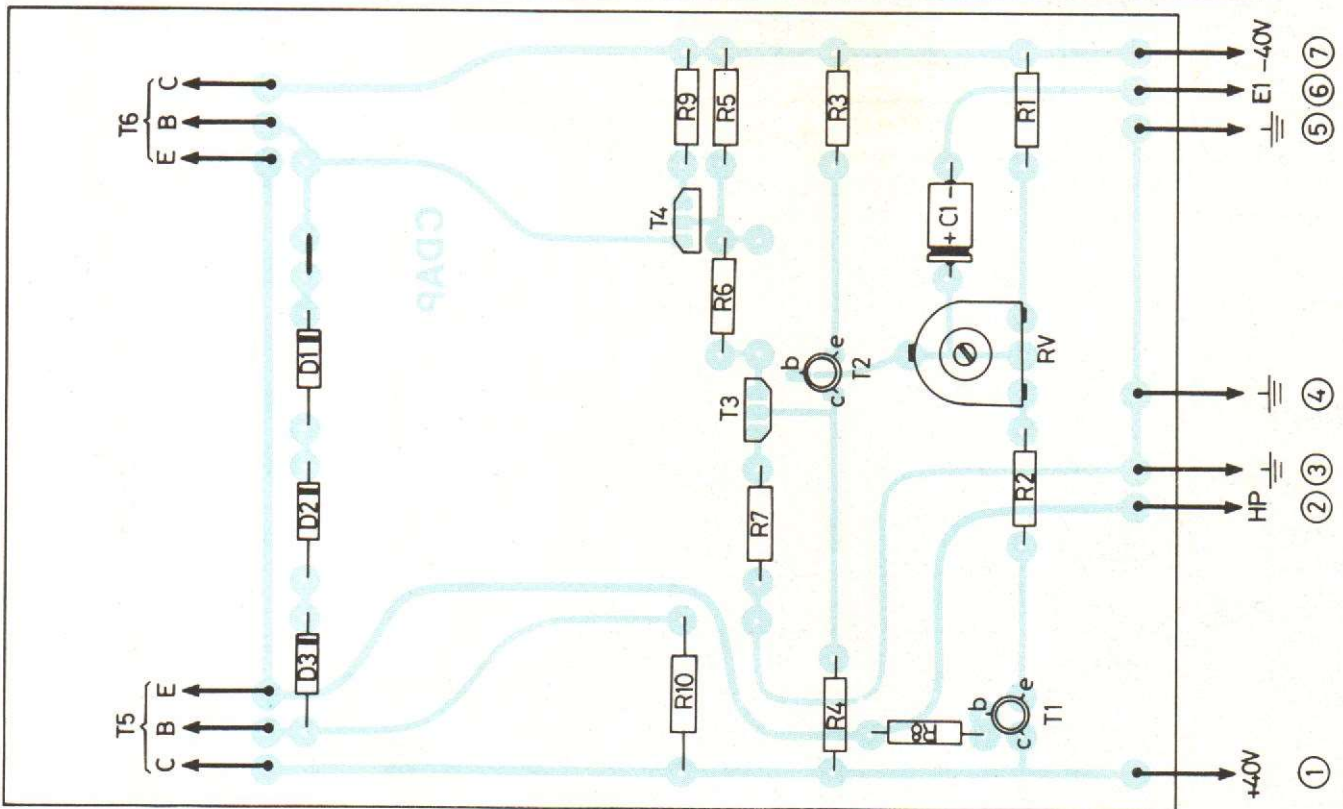
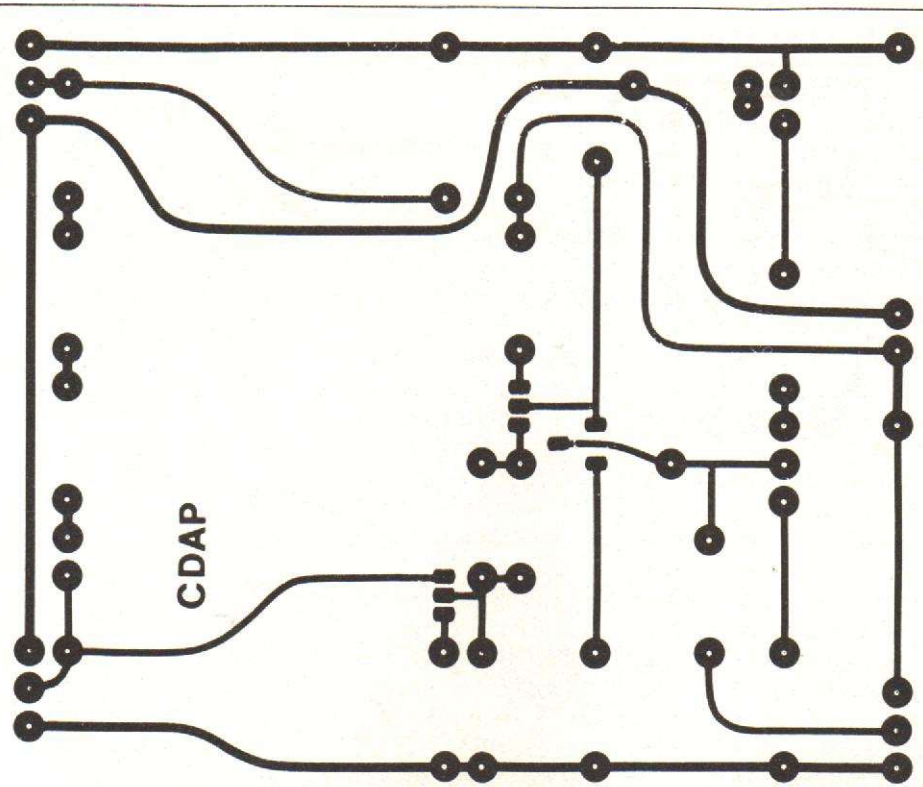


Fig. 3

POWER AMPLIFIER



NOMENCLATURE

- | | | | |
|--|--|--|--|
| $R_0 = 2,2 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$ | $R_5 = 4,7 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$ | $R_{14} = 1 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$ | $C_{\text{alim.}} = 2 \times 8 \text{ } 200 \mu\text{F} \text{ (40-60 V)}$ |
| $R_1 = 11 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$ | $R_6 = 15 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$ | $R_{15} = 10 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$ | $C_3 = 4 \text{ } 700 \mu\text{F} \text{ } 60 \text{ V}$ |
| $R_2 = 100 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$ | $R_7 = 1 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$ | $T_0 = \text{BC109 B ou C}$ | $C_4 = 100 \mu\text{F} \text{ (15-20 V)}$ |
| $R_3 = 4,7 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$ | $R_8 = 10 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$ | $T_1 = T_2 = 2\text{N1893 (RTC)}$ | $T_r = 2 \times 30 \text{ V } 4 \text{ A soit } 240 \text{ VA}$ |
| $R_4 = 47 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$ | $R_9 = 470 \Omega$ | $T_3 = \text{MPS U56 (Motorola)}$ | $D_1 = D_2 = D_3 = 1\text{N914}$ |
| | $R_{10} = 3,9 \text{ k}\Omega$ | $T_4 = \text{MPS U06 (Motorola)}$ | $D_4 = \text{zener } 5,1 \text{ V} - 1 \text{ W}$ |
| | $R_{11} = 10 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$ | $T_5 = \text{BDX 67 B (RTC)}$ | $\text{Pont : } 80 \text{ V } 5 \text{ A mini.}$ |
| | $R_{12} = 1 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$ | $T_6 = \text{BDX 66 B (RTC)}$ | |
| | $R_{13} = 16 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$ | $C_1 = C_2 = C_3 = 10 \mu\text{F} \text{ } 45 \text{ V}$ | |

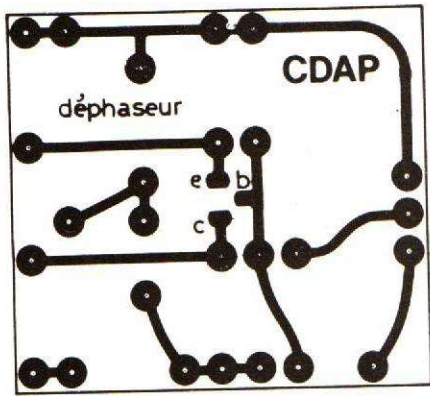


Fig. 5a

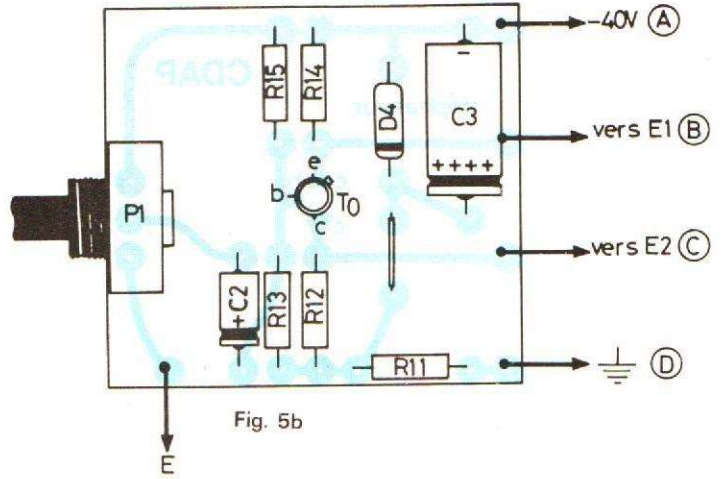


Fig. 5b

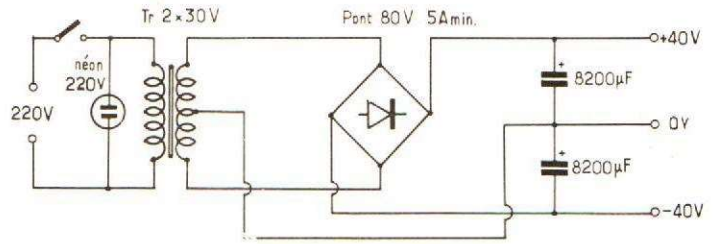


Fig. 5c

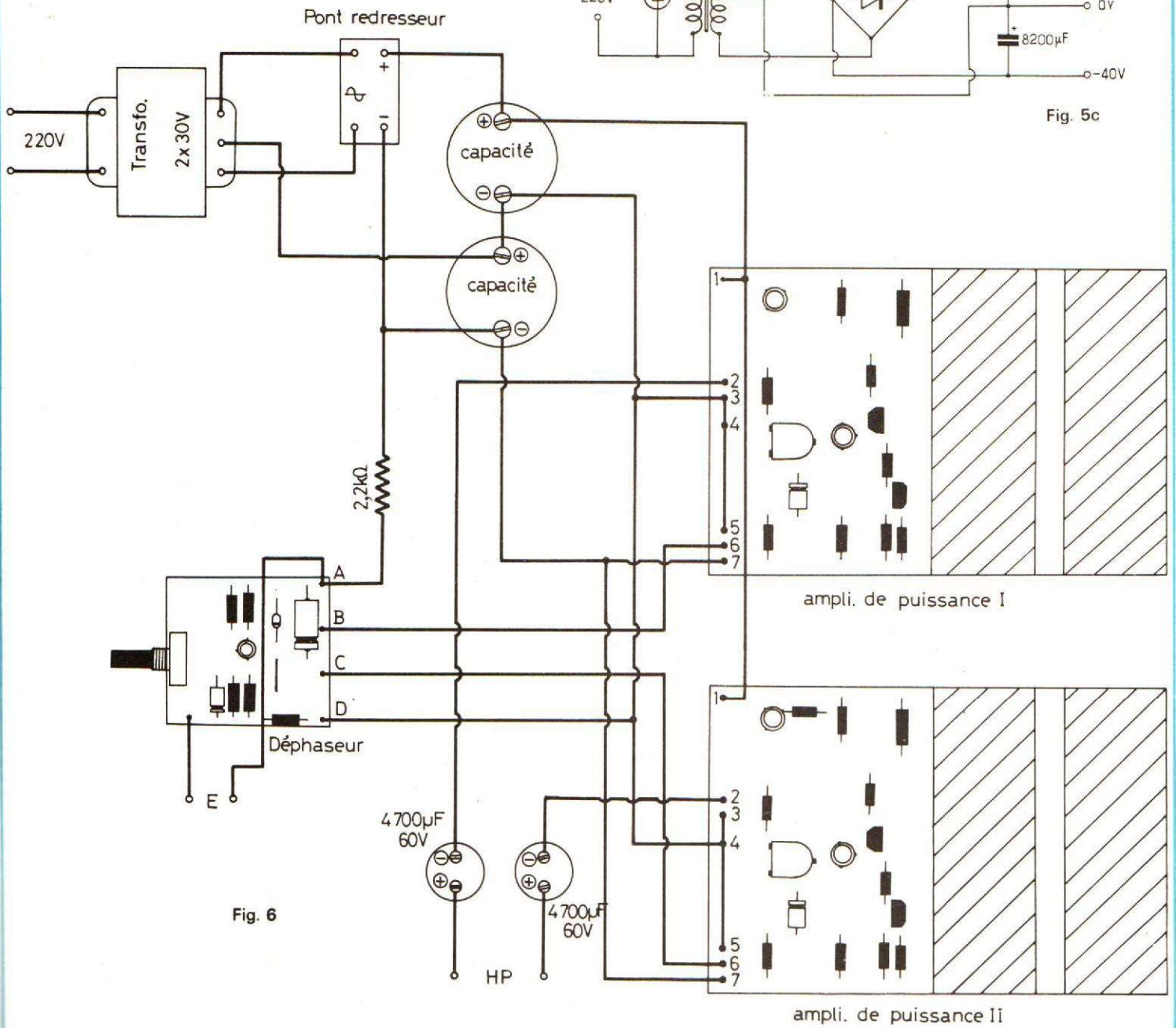
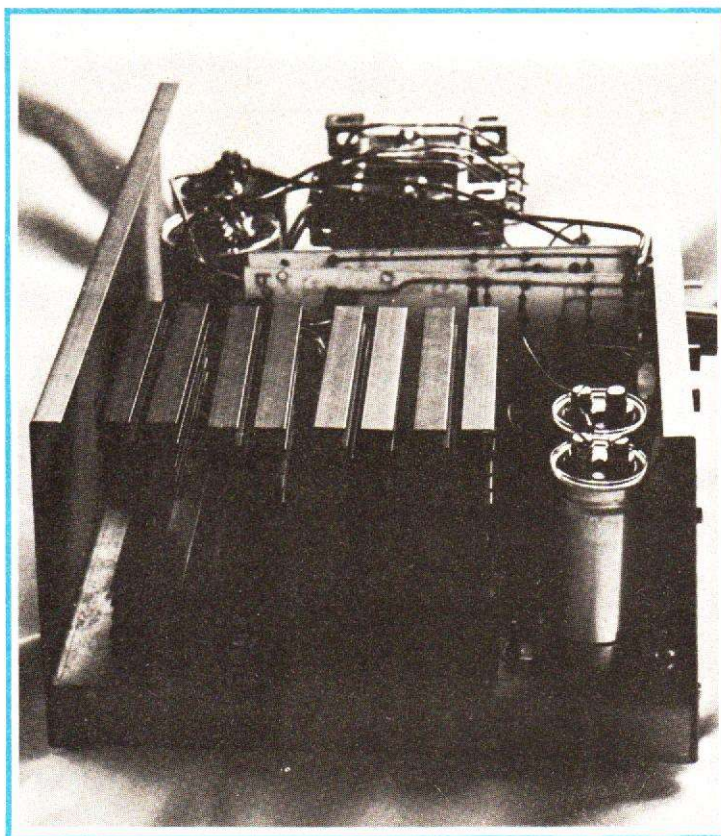


Fig. 6

fier le câblage de l'appareil, nous avons repéré les bornes de chaque module. Les deux amplificateurs de puissance portent des numéros de 1 à 7 et le module déphaseur les lettres A, B, C et D. En premier lieu câblons l'alimentation. Nous utiliserons pour cette partie du fil de forte section, les courants qu'ils devront supporter auront des crêtes pouvant atteindre plus de 15 A. Le point milieu du secondaire du transformateur est directement relié aux bornes communes des deux condensateurs de filtrage. Les deux bornes extrêmes de celui-ci seront connectées à l'entrée notée alternatif du pont de diodes. Les sorties + et - du pont de diodes seront, à leur tour, raccordées aux bornes respectives des condensateurs de filtrage. Passons à présent aux trois modules actifs. Nous relierons tout d'abord les points n° 1 des modules de puissance

entre eux puis à la borne + de l'alimentation. Les points marqués 7 des mêmes modules seront également reliés entre eux puis au point marqué A du module déphaseur, l'ensemble sera



alors raccordé au pôle - de l'alimentation. Relions maintenant les bornes 2, 3 et 4 des modules de puissance entre elles puis au point D du module déphaseur, le tout sera relié au point milieu de l'alimentation. Le câblage de l'alimentation de l'ensemble

des modules est à présent terminé. Câblons maintenant l'arrivée de la modulation. Pour cette opération il est conseillé d'employer du fil blindé dont le blindage sera relié à la masse. L'entrée générale de l'amplificateur s'effectue sur la borne mar-

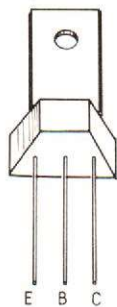
quée E du module déphaseur. Nous effectuerons donc une jonction entre cette borne et la fiche d'entrée. Il nous restera alors à connecter la borne B du déphaseur à la borne n° 6 du premier amplificateur de puissance et la borne C du déphaseur à la borne n° 6 du deuxième amplificateur de puissance. Il ne reste plus qu'à câbler la sortie haut-parleur. Pour cette liaison nous emploierons du fil de forte section étant donné les courants élevés qu'elle devra supporter. La sortie haut-parleur s'effectue entre les deux bornes n° 2 des amplificateurs de puissance. On pourra éventuellement prévoir un fusible en série dans ce circuit ; sa valeur devra alors être 5,6 A.

Le schéma de câblage général est donné à la figure 6.

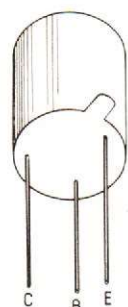
LE COFFRET

Un boîtier de 340 x 260 x 135 mm hors tout, a été choisi pour contenir l'ensemble de l'appareil. Il s'agit d'un boîtier en tôle pliée. Toutes les faces sont vissées les unes aux autres ce qui permet un démontage rapide de l'ensem-

MPS U56
MPS U06

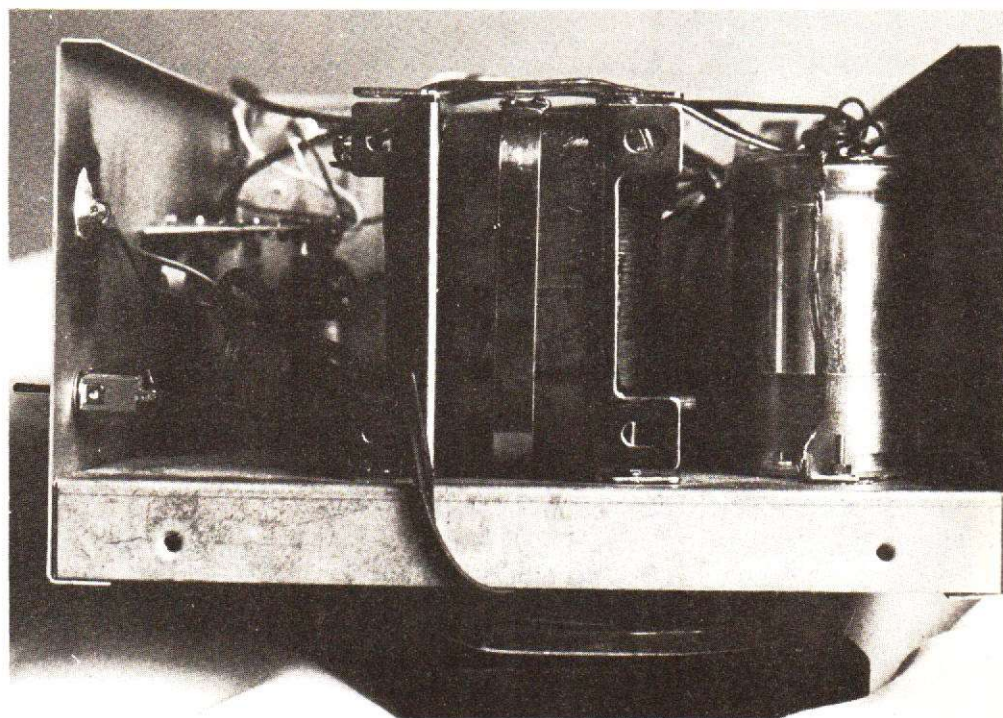
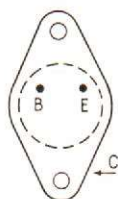


ZN 1893



BDX 66 B
BDX 67 B

Fig. 5d



les capteurs de déplacement et de commande et leurs transformations

NOUS avons déjà indiqué les principes et l'intérêt des différents capteurs ou transducteurs d'information de mesure, de commande et d'automatisme. Ce sont toujours, en fait, des systèmes qui transforment des phénomènes mécaniques ou physico-chimiques en phénomènes électriques ou électroniques. Ceux-ci peuvent être plus facilement contrôlés ou enregistrés à distance ou assurer la commande d'appareils automatiques de plus en plus nombreux dans tous les systèmes industriels, et, en particulier, dans les appareils électroniques.

Il s'agit toujours de disposer d'un organe capteur sensible à la grandeur que l'on se propose d'utiliser, et de la transformer en grandeur électrique. Le capteur est donc presque toujours suivi d'un appareil amplificateur, à la suite duquel on place le ou les appareils indicateurs-enregistreurs, les différents systèmes de commande, de télécommande, de téléindication, d'alarme, de régulation, etc.

Parmi les problèmes posés, il s'agit souvent de contrôler et d'utiliser le déplacement

mobiles ou déformables par rapport à un élément fixe de référence.

La détermination d'un début de déplacement ou de démarrage ou d'un arrêt est non moins intéressante dans de nombreux dispositifs, en particulier, dans des machines électriques et électroniques et électroacoustiques. Il faut pouvoir déceler le début du déplacement ou l'arrêt d'un élément, auquel il faut remédier le plus vite possible afin d'éviter les troubles de fonctionnement, sinon des pannes.

Dans ces domaines, on utilise toujours normalement un capteur et un amplificateur. Dans certains cas, on se contente d'utiliser à la sortie un système indicateur à lecture directe, analogique ou digitale. Dans d'autres cas, on emploie un système d'asservissement qui a pour but de remédier directement à la cause même du déplacement initial, et de ramener l'élément défaillant à sa position première.

Le montage devient un système de contrôle, qui a pour but la surveillance constante de l'élément qui doit être maintenu à une position précise. Il faut souvent utiliser des capteurs à entraînement

tournez la page

infra

vous informe

The advertisement features a black and white photograph of a man in profile, wearing a light-colored shirt and tie, talking on a vintage telephone. To his right is a camera on a tripod, with a large white arrow pointing towards it. The word 'infra' is printed in a bold, sans-serif font on the camera's body. The background is dark with several small 'infra' logos scattered around. The text 'tournez la page' is written in a white, italicized font inside a black speech bubble shape. Below the camera, the text 'vous informe' is written in a white, italicized font inside a black rectangular box.

sensibles capables de déceler des déplacements de l'ordre du millimètre, sinon du micromètre.

Les indications données par le dispositif doivent être précises et l'on doit pouvoir évaluer les déplacements sans risque d'erreur; il faut que les indications ne varient pas avec le temps, c'est-à-dire que les systèmes soient stables et fiables.

LES DIFFÉRENTS TYPES DE CAPTEURS DE DÉPLACEMENT

Il existe différentes méthodes permettant de mesurer les déplacements et, par suite, différents systèmes de capteurs, qu'il s'agisse de déplacements linéaires ou angulaires.

Les dispositifs mécaniques les plus anciens utilisent des leviers amplificateurs, des membranes déformables, des systèmes à cames ou des crémaillères, ou des roues dentées.

Dans les appareils optiques, on peut employer un miroir tournant associé à la pièce en mouvement circulaire; si le miroir effectue un déplacement circulaire d'un angle déterminé, le rayon réfléchi effectue une rotation d'angle double. Enfin, dans les méthodes pneumatiques, le déplacement de la pièce agit sur la pression de sortie de l'air; le déplacement est transformé en variation de pression.

Tous ces systèmes de capteurs peuvent être combinés

avec des dispositifs électriques et électroniques, de façon à obtenir des observations plus précises et la transmission de ces informations à distance ou le renvoi à des systèmes de commande. Enfin, les capteurs électriques et électroniques peuvent être classés, comme à l'habitude en deux catégories: ceux qui exigent une source d'énergie extérieure de tension ou de courant, et ceux qui comportent un élément en fonction du déplacement linéaire ou angulaire.

Cet élément peut être une résistance, un bobinage ou un condensateur; il peut être disposé dans un montage en pont et l'appareil de mesure placé dans une diagonale peut être étalonné.

L'avantage de ces types d'appareils consiste dans le fait qu'ils fonctionnent pour des mesures statiques; si la pièce est, en effet, à une position fixe, un courant traverse cependant l'indicateur.

Il y a, par ailleurs, des capteurs qui développent eux-mêmes leur propre énergie, sous l'influence du déplacement linéaire ou angulaire; ce sont des appareils du type piézo-électrique ou électrodynamique.

Ils ne fournissent aucune indication, lorsque la pièce mobile occupe une position fixe, et il n'y a déviation que si la pièce mobile est en mouvement, et surtout lorsqu'elle est soumise à des vibrations.

Dans ce genre d'appareil, l'indication qui peut être lue directement sur le cadran de l'appareil de sortie est une fonction de la vitesse ou de l'accélération de la pièce mobile.

LES CAPTEURS À VARIATIONS DE RÉSISTANCE

Nous avons déjà noté les principes et l'utilisation des capteurs résistifs pour la mesure des déplacements; ils comportent, en fait, une résistance variable ou potentiomètre à curseur, dont la résistance est modifiée par l'action du mouvement à étudier sur la position du curseur.

Aux bornes de la résistance variable, on mesure une tension proportionnelle au déplacement du curseur. Mais la résistance variable peut aussi être montée, s'il y a lieu, dans un pont de mesure pour obtenir plus de sensibilité.

Les capteurs potentiométriques alimentés sous tension constante servent aussi à la mesure des déplacements angulaires. Le système le plus simple consiste à utiliser un fil résistant linéaire pourvu d'un contact glissant, qui suit le mouvement mesuré, on peut ainsi imaginer un flotteur relié au curseur, et qui permet de mesurer le niveau d'un liquide dans une cuve ou un récipient.

Dans la plupart des cas pratiques, on utilise des potentiomètres circulaires, et on cherche à passer du mouvement linéaire au mouvement circulaire par une transformation mécanique, en raison des avantages du potentiomètre par rapport aux autres systèmes de capteurs.

Le système peut, en effet, admettre une puissance importante, ce qui permet de réduire, dans certains cas, la chaîne d'amplification. la tension de sortie du potentiomètre peut être suffisante pour

être utilisée comme tension d'erreur dans un montage asservi.

Un autre avantage du montage consiste à transformer la forme des signaux. Si l'on applique aux bornes d'une résistance pure un signal de forme quelconque, on retrouve aux bornes de sortie un signal d'amplitude différente, mais de même forme.

Parmi les inconvénients, il faut citer parfois la présence du contact frottant, qui limite la sensibilité du système et peut déterminer un bruit de fond.

On utilise normalement des potentiomètres bobinés et de précision, qui doivent satisfaire à un certain nombre de conditions d'essais définies par des normes déterminées, en particulier, dans la spécification française C.C.T.U.

Ces capteurs potentiométriques permettent de contrôler les déplacements rectilignes; de même que les déplacements rotatifs et, à l'aide de potentiomètres non linéaires, il est possible de contrôler des variations de fonctions très diverses.

Ces capteurs de déplacement potentiométriques ont bénéficié évidemment des perfectionnements de la construction des potentiomètres, qu'il s'agisse de modèles bobinés ou à pistes plastiques, assurant une grande endurance, un pouvoir de résolution élevé, une loi de variation précise, une grande robustesse.

La piste est constituée ainsi, par exemple, d'une seule spire en polymère synthétique chargé de particules conductrices déposées sur un support pourvu de connexions.

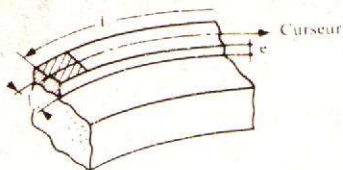


Fig. 1

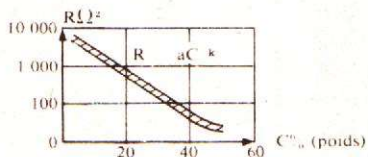


Fig. 2

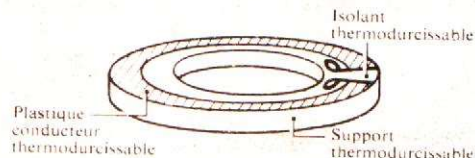


Fig. 3

L'EMPLOI DES POTENTIOMÈTRES À PISTES PLASTIQUES

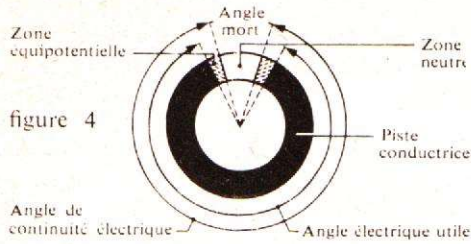


Figure 4

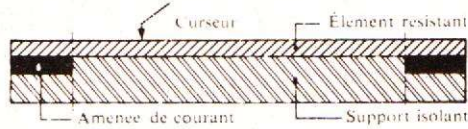


Fig. 5

L'ensemble forme un bloc insensible aux contraintes mécaniques et thermiques.

Un curseur multibrins balaye la plus grande largeur de la piste, et présente les qualités nécessaires pour assurer un contact de qualité à faible bruit et une bonne fiabilité sans coupure. L'ensemble offre ainsi une grande résolution et une longue durée de vie.

Selon les conditions d'utilisation et les tolérances de précision demandées, on peut prévoir des durées de service comprises entre 1 million et 100 millions de révolutions. Une rupture brutale de fonctionnement ne semble plus possible, et l'on peut constater seulement une évolution lente des caractéristiques liée aux conditions de fonctionnement à la fin de la période de service.

Dans ce même domaine, il existe des capteurs de déplacement rectilignes présentant

les mêmes qualités que les potentiomètres à piste plastique. Le plus grand modèle permet une course utile de 100 mm avec une précision de linéarité de 0,1 %.

Dans d'autres modèles, pour les mesures des longs déplacements, le curseur est conçu dans un matériau qui assure une compensation des variations de température. Une pression est appliquée à l'une des extrémités du dispositif à curseur par un ressort ; ce ressort peut être monté de telle manière que le zéro mécanique soit situé à une des extrémités du potentiomètre, ou à un emplacement quelconque.

Le capteur peut être employé avec des enregistreurs potentiométriques galvanométriques, ou convertisseurs analogiques-numériques. La gamme de contrôle s'étend de 0 à 250 mm, et la durée de vie dépasse 2 millions de cycles.

L'utilisation des potentiomètres à pistes plastiques présente ainsi un grand intérêt. Ce nouvel élément a été destiné primitivement à remplacer les modèles bobinés de précision à faible couple de rotation, dans des applications pour lesquelles il ne présentait pas une résistance à l'usure localisées suffisante.

Ce dispositif s'est révélé rapidement plus résistant aux chocs et vibrations mécaniques, et aux contraintes thermiques comme capteur de position.

Des défaillances peuvent se manifester avec des potentiomètres bobinés dans le cas de chocs ou de vibrations, si le curseur frottant constamment sur deux ou trois spires de bobinage risque de provoquer la rupture. De plus, pour obtenir des réglages précis, il faut employer des fils de plus en plus fins pour augmenter la résolution.

Le potentiomètre au carbone à piste agglomérée ne permettait pas de satisfaire, à la fois, des exigences de résolution, de résistance à l'usure localisée, et de faible couple de rotation, en raison même de son principe de fabrication.

Ce dernier consiste à mouler sous pression un mélange de poudres de graphite et de résine thermodurcissable. Les parties conductrices ne sont finalement pas assez finement

dispersées pour permettre l'utilisation efficace de la piste résistante par un contact sous faible pression, et avec une surface d'appui réduite. Le problème a été mieux résolu en utilisant un film épais de plastique conducteur, par exemple dans les modèles M.C.B.

Ce plastique résulte d'une distribution uniforme de micro-particules de carbone de dimensions variables entre 0,015 et 0,5 μm dans un film épais de polymère synthétique. Ce dernier forme un bloc avec le substrat de matière plastique, sur l'une des surfaces duquel il est disposé. L'épaisseur du film obtenu peut varier entre 20 et 100 μm (fig. 1 et tableau 1).

La résistivité R est fonction de la concentration C des particules de carbone dans le polymère, et varie selon la relation $R = aC^K$, dans laquelle a et K sont des constantes dépendant de la nature des particules et du procédé de préparation (fig. 2).

Il est donc possible de faire varier la résistivité dans un intervalle de plusieurs puissances de 10. Elle est très supérieure dans un rapport de 10 000 fois environ à celle du fil métallique, qui entre dans la fabrication des potentiomètres bobinés. Il en résulte un accroissement sensible de la résistance de contact piste-curseur et, par conséquent, un bruit de contact plus important que dans le potentiomètre bobiné.

La résolution de cet élément est pratiquement infinie, puisqu'elle n'est pas limitée

MATÉRIAU CONDUCTEUR	DIMENSIONS	RÉSOLUTION	INCONVÉNIENTS
Fil métallique	$\varnothing 20 \mu\text{m}$	50 points/mm	<ul style="list-style-type: none"> fragilité mécanique ne résiste pas à l'usure localisée sur quelques spires durée de vie, env. 10^6 manœuvres
Film métallique mince <ul style="list-style-type: none"> chrome ou nichrome de $100 \Omega/\square$ chrome ou nichrome de $10 \Omega/\square$ 	$e = 0,01 \mu\text{m}$ $e = 0,1 \mu\text{m}$	Selon polissage du support 200 à 500 points/mm	<ul style="list-style-type: none"> ne résiste pas à l'usure locale durée de vie $< 10^5$ manœuvres
Film Cermet	$e = 5$ à $20 \mu\text{m}$	selon polissage 200 à 500 points/mm	<ul style="list-style-type: none"> usure du curseur durée de vie $< 10^6$ manœuvres
Plastique conducteur	$e = 20$ à $100 \mu\text{m}$	$> 1\ 000$ points/mm	<ul style="list-style-type: none"> courant dans le curseur limité $< 1 \text{ mA}$

par la nature de la piste, ce qui n'est pas le cas pour le potentiomètre bobiné.

Le grand nombre de particules conductrices en contact avec le curseur augmente la densité relative des lignes de courant interceptées par le curseur. L'état de surface de la piste a également une influence sur la résolution, qui paraît être de l'ordre de $0,1 \mu\text{m}$. La tension de sortie dépend également de la précision mécanique, indépendante de la piste et de la taille du potentiomètre ; elle peut être très élevée et supérieure à $0,05 \%$.

La fiabilité est due essentiellement au principe même de réalisation. La piste est déposée sur un support en plastique portant les connexions gravées et éventuellement des prises additionnelles. L'ensemble est monobloc et présente une très grande résistance aux effets mécaniques et thermiques (fig. 3 et 4).

Une rupture de la piste est presque impossible. Sous un autre rapport, la piste consistant en une seule spire de large section balayée par un curseur multibrins assure au potentiomètre une sécurité de contact, qui lui permet de résister à toutes les épreuves mécaniques (fig. 4 et 5).

La durée de vie en rotation est 50 à 100 fois plus grande que celle d'un potentiomètre bobiné. Le niveau de bruit est

plus élevé au début, et reste ensuite à peu près constant ; pour un modèle bobiné, il s'accroît très fortement et dépasse vite le niveau de bruit du modèle à plastique.

La résolution reste constante vers $0,1 \mu\text{m}$, quelle que soit la valeur nominale, et le gain est de 50 à 100 fois plus grand par rapport à un modèle bobiné.

La résistance à l'usure localisée sous un faible angle de rotation a une faible influence sur la linéarité, en raison de la grande largeur de la piste par rapport à celle du curseur.

En regard de ces avantages multiples, il y a sans doute des limitations. L'intensité du courant dans le curseur détermine une décroissance progressive de la durée de vie vers 20 ms, ce qui ne permet pas l'utilisation en rhéostat. Le coefficient de température a une valeur absolue plus élevée pour le modèle bobiné.

L'action de l'humidité agit de manière réversible sur la valeur de la résistance nominale, mais ne modifie pas les autres caractéristiques.

Il existe, dans cette catégorie, nous l'avons indiqué plus haut, plusieurs types de potentiomètres rotatifs présentant un angle de rotation mécanique de 360 degrés, une vitesse de rotation admissible de 600 tours/minute, une durée de vie à 100 tours/minute avec un curseur à 1 mA de 10 millions de

passages. La tolérance standard sur les valeurs ohmiques est normalement de $\pm 10 \%$, mais peut être réduite à $\pm 5 \%$. Le nombre d'étages possible varie de 1 à 8.

A cette gamme d'appareils de performances élevées, s'ajoutent des modèles plus industriels, qui gardent cependant les avantages de la piste à plastique conducteur. Un premier modèle peut supporter une puissance de 1,5 watt à 40°C ; il est utilisable entre -40°C et $+105^\circ\text{C}$. La tolérance standard sur les valeurs ohmiques est cependant plus élevée, elle atteint $\pm 20 \%$ mais peut être réduite à $\pm 10 \%$. (fig. 6).

Les potentiomètres linéaires du même type ont une dissipation par centimètre de course utile à 70°C de $0,2 \text{ watt}$; la gamme de valeurs ohmiques s'étend de $1 \text{ k}\Omega$ à $100 \text{ k}\Omega$ pour des courses de 25 mm à 100 mm. La tolérance sur valeur ohmique est de $\pm 10 \%$, le nombre de pistes peut atteindre 2, la résistance d'isolement à 20°C est de $1\,000 \text{ M}\Omega$ à 500 volts.

LES DIFFÉRENTS TYPES DE CAPTEURS INDUCTIFS

Comme leur nom l'indique, ces capteurs fonctionnent suivant le principe de l'induction

électro-magnétique : ils peuvent être électromagnétiques, électrodynamiques, ou à variation d'inductance.

Les capteurs électromagnétiques comportent un aimant permanent et une bobine, comme les microphones électromagnétiques et les haut-parleurs anciens. Une plaque ferro-magnétique est ainsi placée devant un pôle d'aimant ; en se déplaçant par rapport à celui-ci, elle détermine une variation de l'entrefer du circuit magnétique, et, par suite, de l'intensité du flux magnétique, qui traverse la bobine.

Le bobinage devient le siège d'une tension induite proportionnelle à

$$\frac{d}{dt}$$

suivant un phénomène qui se produit également dans une tête magnétique de magnétophone.

La tension est proportionnelle à la vitesse de déplacement, mais dépend aussi de l'entrefer, c'est-à-dire de la distance entre la plaque et l'aimant. Ce fait n'a pas d'importance, cependant, lorsque l'amplitude du déplacement est réduite par rapport à l'entrefer.

Ce capteur peut assurer des contrôles sans contact, si le corps dont on contrôle le mouvement est ferro-magnétique, ou si on le recouvre

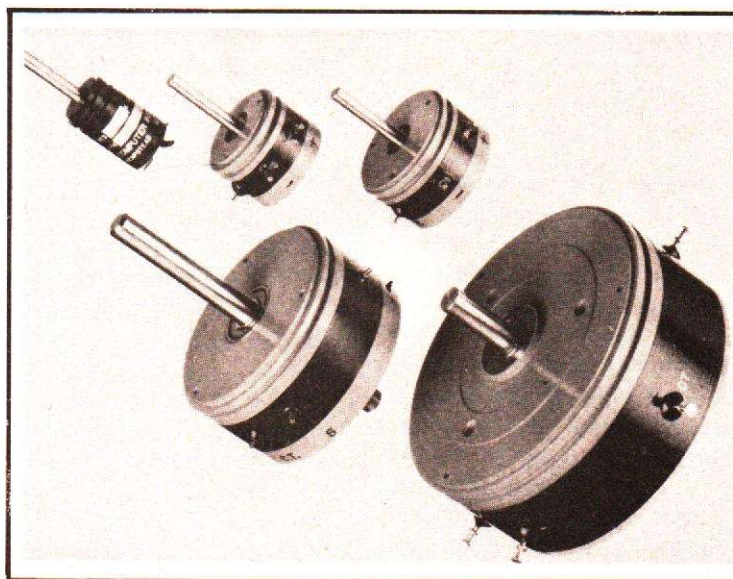


Fig. 6

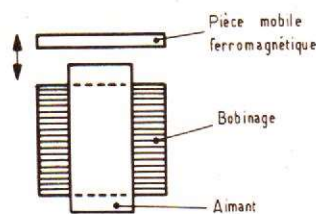


Fig. 7

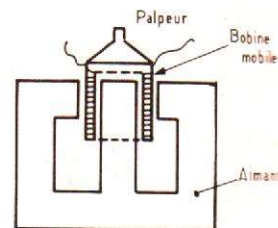


Fig. 8

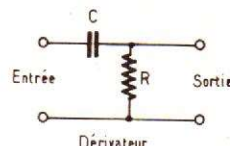
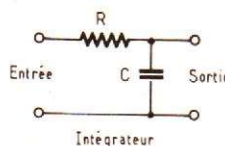


Fig. 9

BIBLIOGRAPHIES

EMISSION RÉCEPTION RTTY

Par J.-C. PIAT

IL existe un certain nombre d'ouvrages destinés aux professionnels qui utilisent couramment les téléimprimeurs dans toutes leurs applications, mais nous n'avons jamais trouvé un livre qui traite à la base des communications par voie hertzienne à l'aide des téléimprimeurs.

Au moment d'aborder la construction d'une station RTTY, nous avons donc cherché dans les revues étrangères tout ce qui avait un rapport avec ce sujet et nous nous sommes adressés aux constructeurs de téléimprimeurs dans le but de parfaire nos connaissances dans ce domaine.

Nos lecteurs trouveront dans ce livre le reflet d'une expérience personnelle et nous espérons qu'ils pourront obtenir dans la progression de leurs réalisations les mêmes satisfactions que nous avons pu tirer de notre travail durant les quelques mois nécessaires à la construction d'un ensemble de communication RTTY.

Nous tenons à remercier la société SAGEM qui a bien voulu nous autoriser à reproduire une partie de la documentation d'un de ses équipements destinés à une utilisation professionnelle et que les radio amateurs peuvent se procurer actuellement dans les magasins spécialisés.

Ces deux ouvrages édités par E.T.S.F. sont en vente à la Librairie Parisienne de la Radio.

ELECTRONIQUE DES MAGNÉTOPHONES

Par P. HEMARDINQUER

LES magnétophones et les cassettes sont vendus partout. Les appareils actuels sont très différents des premiers types, ainsi que les supports magnétiques. Tous les éléments d'un magnétophone jouent un rôle essentiel pour assurer la qualité des inscriptions et des sons obtenus en monophonie et stéréophonie 2 à 4 canaux. Les progrès ont porté sur les dispositifs mécaniques et sur les éléments magnétiques et électroniques. Dans un premier ouvrage, « La mécanique des magnétophones », on a étudié ces éléments.

Dans le présent livre, on décrit les nouveaux éléments magnétiques et électroniques, les machines les plus récentes et leurs emplois, l'utilisation rationnelle des nouvelles bandes magnétiques à oxyde dopé et au bioxyde de chrome, le réglage et la détermination de la polarisation et de génération des signaux ultra-sonores, les montages les plus récents permettant de réduire le bruit de fond, d'augmenter la qualité des enregistrements, spécialement sur les machines à cassettes et à cartouches, les systèmes de trucage et de correction de tonalités les plus divers, tous les tours de mains permettant le contrôle, la mise au point et l'amélioration de ces nouveaux appareils, les notions nécessaires pour les choisir et les utiliser, pour une gamme d'applications de plus en plus étendue.

d'une plaquette ferro-magnétique (fig. 7).

Ces capteurs sans contact direct ne produisent pas de phénomènes de résonance de contact ; mais ne permettent pas de contrôler des fréquences élevées. Ils peuvent, en outre, être influencés par un champ magnétique extérieur et doivent donc comporter un blindage efficace.

Ils doivent aussi être éloignés des champs perturbateurs possibles, des moteurs et des transformateurs. Ils sont plus sensibles aux effets perturbateurs, parce que leur circuit magnétique est ouvert à une extrémité.

Le principe des capteurs électrodynamiques est le même que celui des microphones ou des haut-parleurs du même nom. Ils comportent une bobine mobile, avec un grand nombre de spires disposées dans le champ d'un aimant permanent. (fig. 8).

La bobine est montée sur un support élastique, et peut être entraînée par une membrane avec un palpeur, lorsqu'il s'agit de détecter des vibrations ou des déplacements. La bobine se déplace perpendiculairement aux lignes de force de l'électroaimant ou de l'aimant permanent, et produit ainsi à ses extrémités une tension induite, qui est proportionnelle à la vitesse de déplacement dx/dt de la pièce à contrôler.

Cette tension a, d'ailleurs, pour valeur en volts :

$$10^{-8} H l \frac{dx}{dt}$$

Dans cette expression H est l'intensité moyenne du champ magnétique en oersteds et la l longueur du bobinage en centimètres.

Le déplacement de la bobine par rapport à l'aimant permet ainsi de contrôler le déplacement d'une pièce mobile par rapport à une autre, dont le mouvement est connu. Lorsqu'il n'existe aucun point de référence, l'aimant permanent est soli-

daire du boîtier de la pièce vibrante, et l'aimant peut se déplacer par rapport à une bobine fixe.

En utilisant un circuit intégrateur, on peut obtenir une tension proportionnelle à l'amplitude du mouvement de la pièce à contrôler ; avec un circuit dérivateur, on obtient une tension proportionnelle à l'accélération (fig. 9).

Enfin, dans les capteurs à inductance variable, l'inductance d'un bobinage varie en déplaçant à l'intérieur de celui-ci un noyau magnétique sans frottement. Plus le noyau plongeur est enfoncé dans la bobine, plus l'inductance est élevée.

On peut aussi faire varier l'inductance de la bobine en déplaçant par rapport à celle-ci une plaquette de métal conducteur, tel que du cuivre. Plus la plaquette est rapprochée, plus l'inductance est faible, en raison des courants de Foucault. Mais, pour que cette variation soit sensible, il est indispensable, nous le verrons, que le courant alimentant la bobine soit à fréquence élevée.

Ces variations d'inductance sont ensuite contrôlées au moyen d'un pont de mesure ou d'un circuit oscillant, dans lequel la résonance dépend de la capacité et de l'inductance ; la variation de l'inductance fait ainsi varier la transmission. Ces capteurs peuvent comporter deux bobines reliées en demi-pont.

La longueur peut être réduite au minimum et ils sont peu sensibles aux variations de température.

A une extrémité du capteur, il y a généralement un palpeur solidaire du noyau plongeur, et aligné automatiquement dans la bobine ; l'installation est donc facile.

R.S.

(à suivre)



(suite voir N° 1557)

NOUS commençons dans ce numéro l'examen d'une partie très importante d'un téléviseur, à savoir les étages de balayage et de synchronisation.

En télévision, il ne suffit pas de transmettre les variations d'intensité lumineuse de chaque point, mais il faut aussi déplacer ce point lumineux sur toute la surface de l'écran, et nous avons vu que ce déplacement est réalisé à l'aide de courants en dents de scie parcourant les bobinages placés sur le col du tube cathodique.

La synchronisation a aussi un rôle primordial en télévision, car les points doivent se retrouver sur l'écran du téléviseur, à la même place où ils se trouvent sur la scène prise par la caméra. Cela veut dire que chaque ligne doit commencer à un moment précis,

en synchronisme avec la caméra. Pour arriver à cela, on a imaginé d'incorporer aux signaux de luminance, des signaux ou « tops » de synchronisation qui servent à

donner le départ à chaque début de ligne. De même, lorsque l'exploration de la dernière ligne est terminée, un autre « top » différent des autres, donne le signal pour

« faire partir » l'image suivante.

Les signaux de synchronisation sont donc de deux sortes : les signaux de synchronisation « ligne » et les signaux de synchronisation « image ».

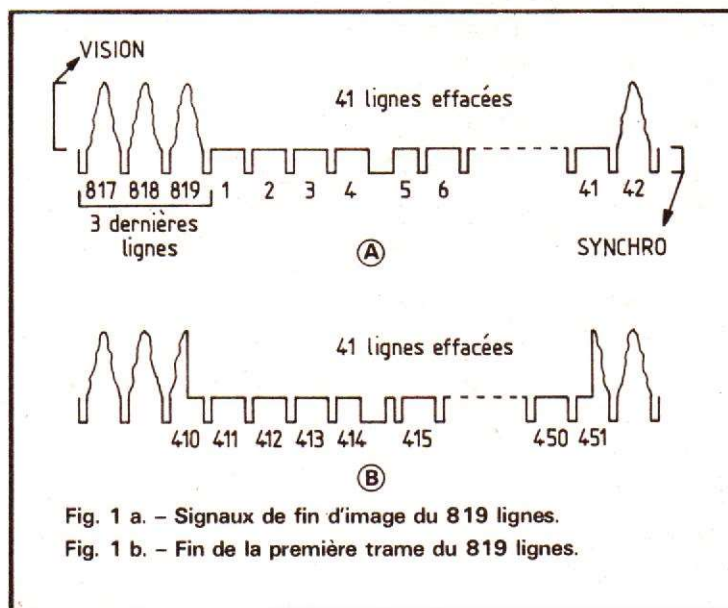


Fig. 1 a. - Signaux de fin d'image du 819 lignes.

Fig. 1 b. - Fin de la première trame du 819 lignes.

SIGNAUX T.V.

La séparation de la partie « vision » du signal et de la partie « synchronisation » est réalisée grâce à leur différence d'amplitude.

La figure 1 a représente les signaux complets à la fin d'une image 819 lignes. On remarque à gauche les trois dernières lignes ; la partie « vision » représente 75 % du signal complet, les signaux de synchronisation ont une durée de 2,5 ms, tandis que la

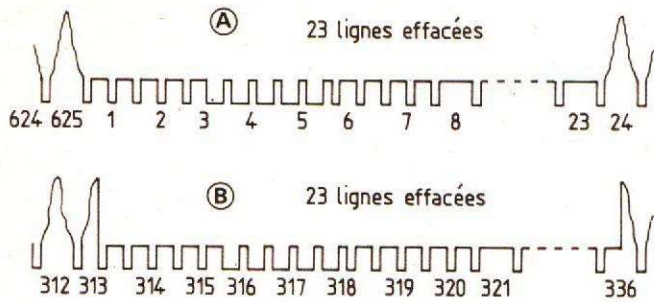


Fig. 2 a. - Signaux de fin d'image du 625 lignes.

Fig. 2 b. - Signaux de fin de trame du 625 lignes.

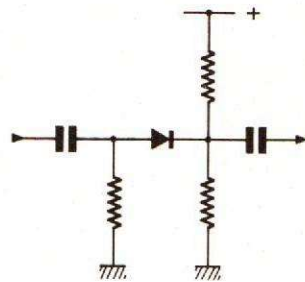


Fig. 3. - Diode polarisée pour écrêtage.

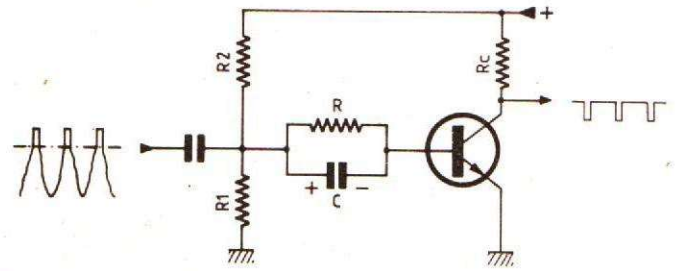


Fig. 4. - Filtre d'amplitude.

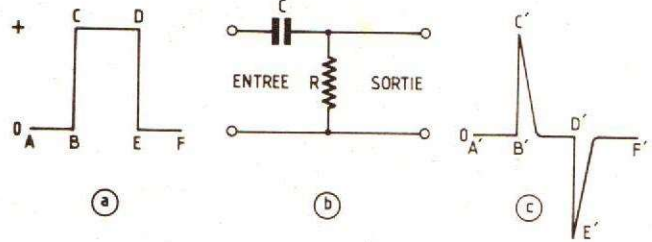


Fig. 5. - Circuit différentiateur et les signaux d'entrée et de sortie.

durée d'une ligne est de 49 ms. On aperçoit ensuite que 4 lignes sont dépourvues de modulation vidéo, elles donnent donc sur l'écran 4 lignes noires. Vient ensuite l'impulsion « trame », plus large, dont la durée est de 20 ms. Vous vous souvenez qu'une image de télévision est entrelacée, ce qui signifie que l'exploration est réalisée en deux fois : pendant un cinquantième de seconde une ligne sur deux est explorée. Puis à la fin de cette première trame, l'analyse de l'image est reprise, de sorte que pendant le cinquantième de seconde suivant, les lignes alors non explorées le sont maintenant. Pour le 819 lignes, la première trame comporte 819/2 soit 409 lignes 1/2. C'est la fin de la première trame qui est représentée sur la figure 1 b, et vous pouvez remarquer la ligne n° 410 modulée sur la moitié de sa durée.

Pour le 625 lignes (fig. 2) la durée des signaux n'est évidemment pas la même. Elle est de 4,5 ms pour l'impulsion ligne, et la durée d'une ligne

est de 64 ms. La synchronisation de l'image se fait, comme nous allons le voir, par une technique différente de celle utilisée pour le 819 lignes. C'est pour cette raison qu'après le balayage d'une trame, 5 tops ligne se suivent, rapprochés d'une durée d'une demi-ligne. Viennent ensuite, à la même cadence 5 signaux de synchronisation inversés, puis enfin, 5 impulsions dans le sens des impulsions ligne. Suivent ensuite 16 lignes d'effacement, pour laisser le temps au spot de revenir en haut de l'image.

FILTRE D'AMPLITUDE

L'étage séparateur, ou filtre d'amplitude, a pour rôle de se débarrasser de la partie « image » et de ne conserver que les tops ligne et image.

Pour cette tâche, le premier circuit qui vient à l'idée est un circuit écrêteur utilisant une diode à seuil, c'est-à-dire une

diode qui ne serait conductrice que pour les valeurs de tensions anodiques positives par rapport à la cathode. Un tel circuit est représenté figure 3.

Dans la pratique courante ce montage n'est pas employé. On préfère utiliser un transistor car il y a alors possibilité d'amplifier les signaux de synchronisation, et obtenir ainsi des « tops » de grande amplitude avec des flancs bien raides. Le principe de fonctionnement est le suivant : la polarisation du transistor (fig. 4) est telle qu'il est bloqué au repos, et il ne devient conducteur que pour des impulsions positives d'une certaine amplitude. L'ensemble résistance-capacité placé dans le circuit de base, en série avec l'espace base-émetteur, constitue un circuit redresseur. Le condensateur C se charge suivant la polarité indiquée sur la figure. La tension à ses bornes est presque égale à la valeur de crête, du signal d'attaque. Cette tension déplace automatiquement le point de fonc-

tionnement dans la région bloquée du transistor. Seules les crêtes positives sont amplifiées par l'étage. Les signaux recueillis sur le collecteur sont négatifs et leurs flancs sont très nets. Pratiquement le signal qui est envoyé sur la base est d'amplitude élevée, de plusieurs dizaines de volts, soit de 50 à 80 V. Généralement c'est sur le collecteur du dernier étage vidéo que l'on recueille ce signal puisque les conditions de tension et de phase (impulsions de synchronisation positives) sont réunies.

Si la polarité des impulsions recueillies sur le collecteur doit être positive, il est toujours possible d'ajouter un étage inverseur, ou bien on peut employer comme séparateur un transistor PNP. Dans ce cas, le signal sur la base doit avoir une polarité inverse, avec les impulsions « vers le bas », c'est-à-dire avec les impulsions de synchronisation du côté négatif du signal.

La stabilité ligne et image dépend pour beaucoup du

fonctionnement correct de cet étage. La forme des signaux doit être conservée, autrement dit les signaux doivent être bien rectangulaires, sans aucune trace de modulation vidéo résiduelle.

En conclusion, à la sortie de l'étage séparateur, on est en présence d'un train de signaux lignes à la fréquence de 15 625 impulsions par seconde pour le 625 lignes, ou de 20 475 impulsions par seconde pour le 819 lignes. A cela s'ajoute l'impulsion trame tous les cinquantièmes de seconde.

INTÉGRATION DIFFÉRENTIATION

Maintenant que le contenu vidéo est éliminé, il faut à présent séparer les impulsions ligne des impulsions trame. Ces dernières peuvent différer des tops ligne de deux façons : soit par leur fréquence, comme pour le 625 lignes, soit par leur durée, ce qui est le cas pour le 819 lignes.

Pour ces opérations, les signaux à séparer traversent des ensembles se composant de résistances et de condensateurs appelés intégrateurs et différenciateurs.

Afin de bien comprendre le fonctionnement de ces circuits, il faut se souvenir de trois points fondamentaux :

Premièrement, une capa-

cité se comporte comme un court-circuit pour des variations très rapides de tension.

Deuxièmement, une capacité est équivalente à un circuit ouvert pour le courant continu.

Troisièmement, la charge ou la décharge d'une capacité ne varie pas d'une façon instantanée, mais la variation de tension à ses bornes dépend de sa propre valeur et de la résistance des circuits associés. Le produit capacité x résistance est appelé « constante de temps ».

Prenons pour exemple le circuit différenciateur représenté sur la figure 5 b. Ce circuit ne comporte que deux éléments en série : une capacité et une résistance. On recueille à la sortie du circuit la tension aux bornes de la résistance R. Considérons les différentes parties d'un signal rectangulaire qui lui est injecté (fig. 5 a). Les valeurs de tension de cette impulsion sont nulles entre A et B ainsi qu'entre E et F. Elle est maximale et positive entre C et D, et extrêmement rapide pour les positions BC et DE.

La partie du signal entre A et B ne donne évidemment aucune tension en sortie (fig. 5 c). D'après ce que nous savons, pour le flanc du signal BC, le condensateur est considéré comme un court-circuit. La tension BC se retrouve donc en entier aux bornes de la résistance R. Ceci donne la position B'C' du signal à la

sortie du différenciateur. Entre C et D, la tension du signal est constante, c'est une tension continue positive qui va charger le condensateur à travers la résistance. C'est le produit $I \text{ charge} \times R$ qui donne la forme de la tension C'D'. La pente de C'D' dépend alors des valeurs de C et de R, donc de la constante de temps. Dans le but d'avoir un top très bref pour commencer chaque ligne à un moment bien précis, il est indispensable d'avoir une constante de temps faible. Pour la position DE du signal, on retrouve en sortie l'intégralité de l'amplitude. Puisqu'à ce moment le signal passe d'une valeur positive à une valeur moins positive (0 V), la partie D'E' est une pointe négative. Après E, on retrouve aux bornes de la résistance la même forme de signal mais en sens opposé qu'entre C et D.

Remarquons que si la constante de temps est élevée par rapport à la durée de l'impulsion, on a aux bornes de la résistance une forme de signal beaucoup moins déformée (fig. 6); le condensateur est beaucoup plus long à se charger. Le signal résultant synchroniserait assez mal les bases de temps ligne et image. En résumé, tout dépend de la valeur de la constante de temps $R \times C$ par rapport à la durée du « top ».

Le circuit intégrateur (fig. 7) est également composé d'une

résistance et d'un condensateur connectés en série. La seule différence est que l'on recueille le signal de sortie aux bornes du condensateur C, et non aux bornes de la résistance. Le fonctionnement est plus facile à comprendre que pour le différenciateur. Pendant la durée de son passage, une impulsion est équivalente à une tension continue. Appliquée à un circuit intégrateur, ce signal charge le condensateur. Ici aussi la forme du signal à la sortie dépend de la valeur de la constante de temps par rapport à la durée de l'impulsion. Après le passage de cette dernière, le condensateur se décharge dans le circuit sur lequel il est connecté (position D'F'). Si le produit $R \times C$ est très faible, le signal rectangulaire sera à peine déformé.

TRI DES TOPS

Voyons maintenant ce qui se passe pour le tri des tops ligne et image aussi bien pour les deux standards 625 et 819 lignes, et considérons un montage comprenant un ensemble intégrateur à constante de temps élevée et un différenciateur à constante de temps faible (fig. 8).

On entend par constante de temps élevée, une constante de temps égale à plusieurs fois



Fig. 6. - Cas où la constante de temps est élevée par rapport à la durée de l'impulsion.

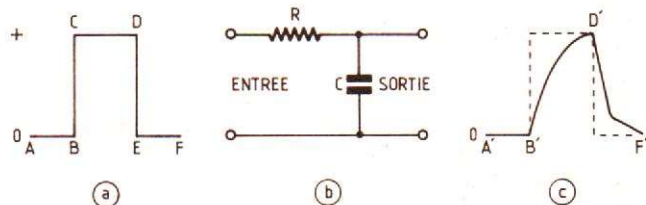


Fig. 7. - Circuit intégrateur et les signaux d'entrée et de sortie.

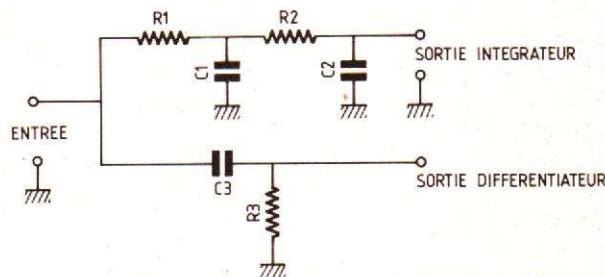


Fig. 8. - Circuit pour le tri des tops.

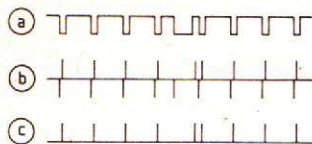


Fig. 9. - Signaux de synchronisation (819 l.) avant et après différenciation.

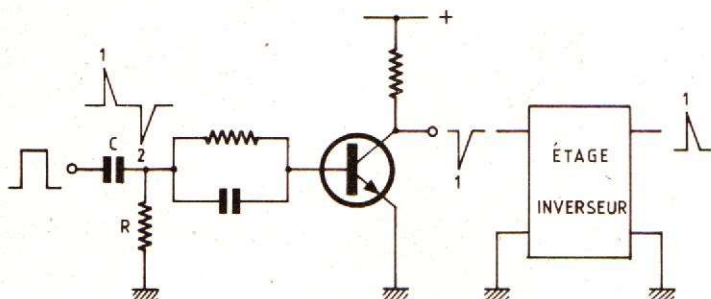


Fig. 10. - Suppression de l'impulsion négative.



Fig. 11. - Signaux de synchronisation (819 l.) intégrés.

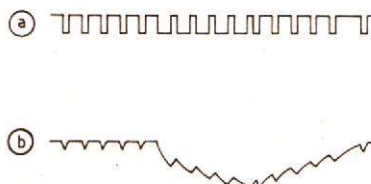


Fig. 12. - Signaux de synchronisation (625 l.) intégrés.

la durée de l'impulsion ligne. Ici, 50 ms peut être considéré comme une constante de temps élevée. Elle peut être donnée par $R_1 = R_2 = 10\,000\ \Omega$ et $C_1 = C_2 = 5\ \text{nF}$. Une constante de temps est considérée comme faible si sa durée est une fraction de l'impulsion ligne. Une microseconde est alors une constante de temps courte. Elle peut être réalisée par $R_3 = 100\,000\ \Omega$ et $C_3 = 10\ \text{pF}$.

Reprenons d'abord les signaux de fin de trame 819 lignes à la sortie du filtre d'amplitude, nous avons une suite d'impulsions de durée égale, puis l'impulsion trame de durée plus longue (fig. 9 a). En passant dans le circuit différentiateur, cette suite d'impulsions donne un train de signaux représentés sur la figure 9 b. Il suffit de supprimer les impulsions négatives pour avoir des tops très fins qui déclencheront la base de temps ligne. Cette dernière n'a besoin en effet pour fonctionner que d'impulsions ayant le même sens.

La suppression des signaux négatifs peut être réalisée

avec un montage semblable à celui que l'on utilise comme filtre d'amplitude. La figure 10 montre un tel circuit associé au circuit différentiateur. A la sortie de ce dernier on reconnaît le signal différencié représenté par une pointe positive (1) et une pointe négative (2). Le transistor étant bloqué au repos, seules les pointes positives peuvent le rendre conducteur. Ces points réapparaissent inversées et amplifiées sur son collecteur. Si la polarité nécessaire pour déclencher la base de temps doit être positive, un étage inverseur sera ajouté à la suite du transistor.

Toujours pour le standard 819 lignes, revenons au circuit de la figure 8. Nous voyons, à la sortie du circuit intégrateur, des signaux dont l'amplitude - ici négative - est fonction de la durée du top (fig. 11). L'impulsion trame se distingue donc par son amplitude. Il est possible de déclencher une base de temps trame sensible à cette amplitude de tension et insensible aux tops ligne intégrés, d'amplitude inférieure.

Passons maintenant au standard 625 lignes. A la sortie du séparateur, nous avons une suite d'impulsions comme celle représentée sur la figure 12 A.

A la sortie du circuit différentiateur nous avons une suite de pointes positives et négatives qui seront traitées de la même façon que pour le 819 lignes.

Les signaux de fin de trame 625 lignes traversant le circuit intégrateur sont transformés comme l'indique la figure 12 b. Et c'est en jouant sur la différence d'amplitude que l'on peut actionner la base de temps image.

Les signaux de synchronisation ainsi transformés peuvent maintenant jouer leur rôle pour synchroniser les oscillateurs ligne et image des bases de temps. Ces oscillateurs seront suivis d'amplificateurs de puissance. Il est en effet nécessaire d'avoir une certaine puissance pour alimenter les bobinages du bloc de déviation. Nous examinerons dans le prochain article ces différents amplificateurs.

Pour aujourd'hui, nous allons voir les trois circuits utilisés pour obtenir un signal en dents de scie à la fréquence ligne et image. Ces trois circuits sont : l'oscillateur bloqué, le multivibrateur et l'oscillateur sinusoïdal.

OSCILLATEUR BLOQUÉ

Commençons par l'oscillateur bloqué, appelé aussi « blocking ». C'est un montage que l'on rencontre très souvent aussi bien pour la ligne que pour l'image. Il se compose essentiellement d'un transistor et d'un transformateur créant un couplage extrêmement serré entre le collecteur et la base (fig. 13). Le pont de résistances R_1 et R_2 rend le transistor normalement bloqué. Une impulsion positive envoyée sur la base amorce le déblocage du transistor. Son courant collecteur commence à augmenter. Le branchement du transformateur est tel, qu'il en résulte

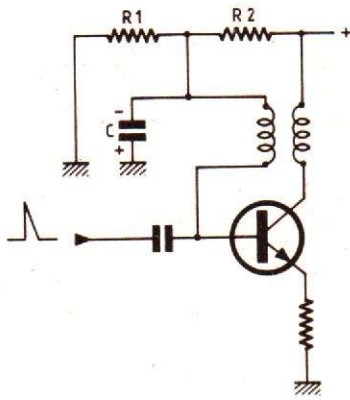


Fig. 13. - Oscillateur bloqué.

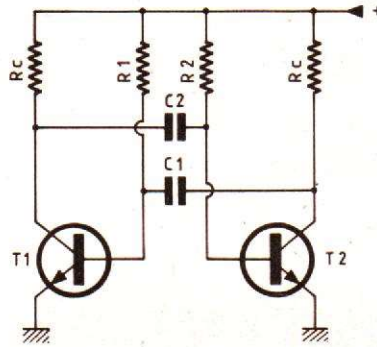


Fig. 14. - Multivibrateur.

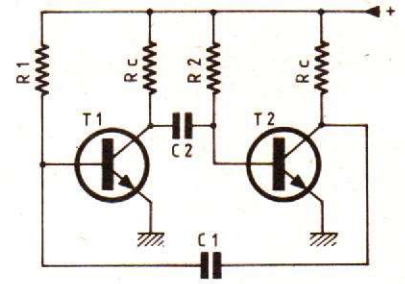


Fig. 15. - Autre représentation du multivibrateur.

une tension instantanée encore plus élevée sur la base, et un courant collecteur encore plus fort. La polarité de la tension sur la base est telle, que le condensateur C se charge à travers l'espace base-émetteurs agissant en diode de redressement. Le condensateur se charge rapidement, son armature côté base devient très négative et bloque à nouveau le transistor. Ce dernier restera bloqué aussi longtemps que C ne sera pas déchargé. Cette décharge n'est possible qu'à travers les résistances du circuit.

L'oscillateur bloqué donne donc périodiquement des impulsions qu'il est possible de recueillir à l'aide d'un troisième enroulement du transformateur, ou bien, par exemple, aux bornes de la résistance placée dans le circuit émetteur. La variation de tension aux bornes du condensateur est une dent de scie. C'est le choix de C et des résistances qui détermine la période de la dent de scie. Cette période est calculée légèrement plus longue que la période de balayage d'une ligne. Et c'est le signal de syn-

chronisation envoyé sur la base qui déclenche et qui règle la fréquence de l'oscillateur.

MULTI VIBRATEUR

Dans un montage multivibrateur, deux transistors sont montés comme l'indique la figure 14. Le collecteur de chaque transistor est relié à la base de l'autre. L'ensemble est en réalité composé de deux étages amplificateurs montés en émetteur commun à liaison résistance-capacité, dont l'étage final serait relié à l'étage d'entrée (fig. 15).

Une augmentation de tension sur la base de T₁ est amplifiée par les deux transistors et on obtient ainsi sur le collecteur de T₂ une augmentation de tension très amplifiée dont la phase est la même que sur la base du transistor T₁. Il y a donc existence d'une oscillation. Le couplage étant très élevé, les deux étages sont très vite saturés et la forme de la tension résultante,

sur les collecteurs, est une tension rectangulaire. Celle-ci sera ensuite transformée en dent de scie.

Le multivibrateur a donc deux états : soit bloqué, soit saturé. On a un maximum de tension sur le collecteur si le transistor est bloqué, et un minimum de tension lorsque le transistor est saturé.

La fréquence du signal donné par le multivibrateur dépend de la valeur des condensateurs et des résistances. Les constantes de temps R₁C₁ et R₂C₂ peuvent être très différentes pour avoir un signal dissymétrique correspondant à l'aller et au retour du balayage.

Il existe de nombreuses variantes du multivibrateur. Le couplage entre les deux transistors peut également se faire par un circuit commun des deux émetteurs. Il y a aussi des multivibrateurs composés d'un transistor, le deuxième transistor étant celui de l'étage final de puissance.

La synchronisation peut être réalisée en injectant le signal sur la base d'un des transistors.

OSCILLATEURS SINUSOIDAL

C'est un oscillateur LC classique. Sa fréquence est de 15 625 Hz pour le 625 lignes et de 20 475 Hz pour le 819. Les oscillations sinusoïdales fournies par cette oscillateur sont ensuite transformées en signaux rectangulaires ou en signaux en dents de scie.

L'avantage de ce système est qu'il est plus stable que le multivibrateur ou le blocking dans le cas de variations de tension d'alimentation ou des impulsions parasites.

La synchronisation peut être faite par un circuit modifiant l'accord de l'oscillateur. Ce dernier est calculé pour que sa fréquence soit un peu plus basse que la fréquence ligne nominale. Celle-là sera ajustée par une diode « varicap » couplée au circuit oscillant. La polarisation de la diode est réalisée par une tension continue dont l'amplitude est fonction des signaux de synchronisation.

J. PATTE

BOBINAGES ET CONDENSATEURS EN COURANT ALTERNATIF

(Suite voir N° 1548, N° 1553 et N° 1557)

UN CONDENSATEUR CHARGÉ ET UN BOBINAGE

Puisque le moment est venu de parler d'oscillation, nous allons supposer que nous prenons un condensateur, de capacité C , initialement chargé à la tension E_M . A l'instant pris comme origine du temps ($t = 0$); nous branchons ce condensateur aux bornes d'un bobinage, de coefficient de self-induction L , dont nous supposons

tout d'abord la résistance ohmique (en courant continu) négligeable.

Le tout est donc disposé comme l'indique la figure 10 juste avant que l'on ferme l'interrupteur K .

Après la fermeture de K (fig. 11), nous voulons connaître l'évolution dans le temps de la tension v aux bornes de C et de l'intensité i qui passe dans C et L .

Représentons graphiquement ce qui va se passer (fig. 12). Nous allons avoir, dès le début du phénomène, un courant qui va provenir de

la décharge de C , or nous savons déjà que ce courant peut s'exprimer par la formule :

$$i = - C \frac{dv}{dt}$$

formule dans laquelle le terme

$$\frac{dv}{dt}$$

« dérivée » de la tension v aux bornes du condensateur par rapport au temps t , exprime simplement la vitesse instantanée de variation de v par rapport au temps (en volts par seconde).

Mais cette intensité i ne peut absolument pas augmenter à toute allure car le bobinage s'y oppose, du fait de son « inertie ».

En effet, la vitesse de variation de l'intensité i en fonction du temps t (qui s'exprimera sous la forme de la « dérivée de i par rapport à t » et qui se notera di/dt).

est donnée, en fonction de la tension v aux bornes du bobinage par la formule :

$$v = L \frac{di}{dt}$$

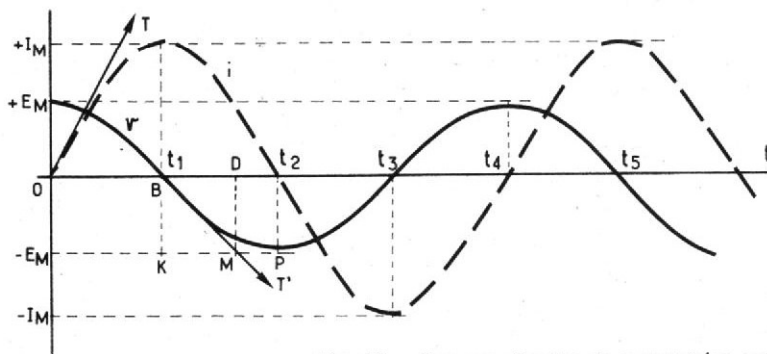
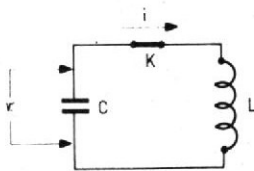
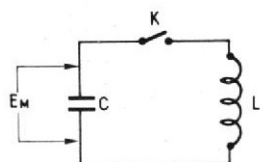


Fig. 10. - Juste avant la fermeture de K , le condensateur C , chargé à la tension E_M , contient une certaine énergie.

Fig. 11. - Juste après la fermeture de K , il y a échange d'énergie entre C et L sous forme d'une oscillation.

Fig. 12. - Formes d'ondes de courant (en pointillé) et de tension (en trait plein) dans le circuit de la figure 11 après la fermeture de l'interrupteur (nous supposons le bobinage parfait, il n'y a aucune perte).

(le signe résulte de la convention utilisée pour les sens des tensions et courants).

Ce n'est pas par hasard que nous avons pris la même notation v pour désigner la tension aux bornes du bobinage et la tension aux bornes du condensateur : dès que l'interrupteur K est fermé, ces tensions sont évidemment les mêmes.

Dès la fermeture de K , le courant dans L , nul au début, va croître progressivement.

Au début, comme ce courant est très faible, le condensateur C se décharge à peine : la courbe représentant la variation de v en fonction du temps part donc avec une tangente parallèle à l'axe des temps.

Il y a donc une tension quasi-constante, au début, aux bornes de L : il en résulte, comme nous avons déjà eu l'occasion de le voir, une croissance quasi-linéaire du courant dans L .

Si nous traçons la tangente OT à la courbe donnant la variation de i en fonction du temps, à l'origine O de cette courbe, elle doit donc avoir une pente :

$$\frac{di}{dt} = \frac{e_M}{L}$$

puisque la tension initiale aux bornes de L est e_M .

La tension aux bornes de C , pratiquement constante et égale à e_M au début, va se mettre à diminuer, puisque le condensateur se trouve déchargé par un courant croissant. Elle va même diminuer de plus en plus vite, ce qui signifie que la courbe de variation de tension « plonge » vers la droite, avec une pente croissante en valeur absolue, autrement dit que la concavité de la courbe en trait plein (variation de la tension aux bornes de C) est tournée vers le bas.

Puisque la tension aux bornes du bobinage diminue, la vitesse d'accroissement du courant dans le bobinage en fait autant. Le courant ne cesse de croître, bien sûr, mais il croît de moins en moins

vite : la concavité de la courbe en pointillé (variation du courant dans L en fonction du temps) est, elle aussi, tournée vers le bas, puisque la pente de cette courbe ne cesse de diminuer, cette pente

$$\frac{di}{dt}$$

étant, à chaque instant, proportionnelle à la tension v (décroissante) aux bornes de C .

En particulier, lorsque le condensateur sera complètement déchargé, la tension v étant arrivée à zéro, la pente de la courbe en pointillé sera nulle : nous aurons une tangente horizontale à cette courbe : elle est arrivée à son point le plus haut.

Comme toute l'énergie

$$\frac{1}{2} C (e_M)^2$$

du condensateur est passée dans le bobinage et que l'énergie contenue dans un bobinage où il circule une intensité i est

$$\frac{1}{2} L i^2$$

on peut en conclure que le courant maximal I_M dans le bobinage, atteint au temps t_1 où la tension v s'est annihilée, est tel que :

$$\frac{1}{2} L (I_M)^2 = \frac{1}{2} C (e_M)^2$$

soit :

$$\left(\frac{I_M}{e_M}\right)^2 = \frac{C}{L}$$

ou :

$$I_M = e_M \sqrt{\frac{C}{L}}$$

EST-CE FINI ?

Le condensateur étant complètement déchargé, on pourrait penser que les choses vont en rester là. Ce serait compter sans le bobinage, qui contient de l'énergie et va

immédiatement commencer à la restituer au condensateur.

Ce dernier est déchargé, et le courant continue à passer dans le même sens : le condensateur va donc se recharger en sens inverse : la tension à ses bornes va devenir négative.

Arrêtons-nous un instant sur ce qui se passe juste au temps t_1 , quand la tension aux bornes de C est nulle et que le courant est maximal et égal à I_M .

Ce courant est égal à :

$$-C \frac{dv}{dt}$$

On en déduit que, si l'on trace la tangente BT' à la courbe en trait plein au point B , on lui trouve une pente :

$$\begin{aligned} \frac{dv}{dt} &= \frac{-I_M}{C} = \frac{-e_M}{C} \sqrt{\frac{C}{L}} \\ &= -e_M \sqrt{\frac{C}{LC^2}} = -e_M \sqrt{\frac{1}{LC}} \end{aligned}$$

soit :

$$\frac{dv}{dt} = \frac{-e_M}{\sqrt{LC}}$$

La courbe en trait plein est presque droite autour du point B : comme le courant i est voisin de son maximum, il varie peu, donc la pente de la courbe varie peu également, et la courbe est proche d'une droite.

Au fur et à mesure que le condensateur se charge en sens inverse, l'énergie contenue dans le bobinage diminue, tandis que celle que contient C augmente.

L'intensité ne peut que diminuer, ce qui fait que la pente de courbe en trait plein devient de plus en plus faible en valeur absolue. Comme cette pente est négative, on en conclut que la concavité de la courbe en trait plein est maintenant tournée vers le haut. Le courant de charge diminuant, C se charge de moins en moins vite.

Finalement, au temps t_2 , le bobinage a restitué la totalité de l'énergie qu'il avait stockée, le condensateur a donc

tout récupéré : il est chargé à une tension égale à e_M , mais dans le sens opposé à la charge initiale.

C'est là que nous supposons une résistance ohmique nulle dans le bobinage : sinon, il y aurait eu de l'énergie perdue en chaleur dans cette résistance et l'énergie renvoyée au condensateur serait plus faible que celle que ce dernier avait fournie initialement.

A partir de l'instant t_2 , nous allons retrouver les mêmes phénomènes qu'initialement, mais inversés. Le courant va devenir négatif (il passera dans le sens opposé à celui de la flèche de la figure 11).

Le condensateur aura donc à ses bornes une tension qui remonte de $-e_M$ vers zéro, la concavité de la courbe étant toujours tournée vers le haut. L'intensité, négative, tend vers un maximum en valeur absolue, qui sera également I_M (mais négatif). Cette valeur extrême $-I_M$ sera atteinte au moment où la tension aux bornes de C s'annule. Nous serons alors au temps t_3 .

A partir de cet instant, le courant qui recharge le condensateur va amener la tension aux bornes de ce dernier à une valeur croissante, tendant vers le maximum e_M , atteint au temps t_4 , à l'instant précis où le courant s'est annihilé.

A l'instant t_4 , tout est exactement comme au temps zéro, et tout va recommencer identiquement.

ANALOGIE MÉCANIQUE

Ce système dans lequel il y a perpétuellement échange d'énergie entre une forme « dynamique » (l'intensité dans un bobinage) et « statique » (la charge d'un condensateur) est l'équivalent exact du fonctionnement du pendule de la figure 13, constitué par une masse pesante, accro-

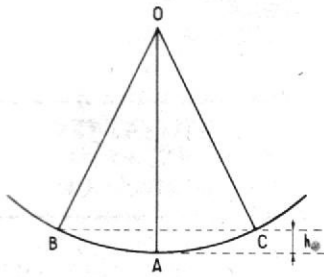
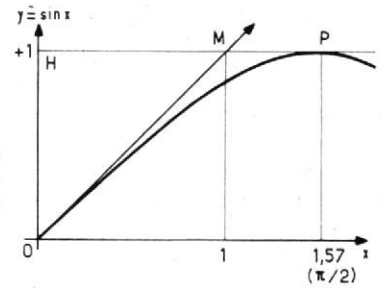


Fig. 13. - Le fonctionnement du circuit oscillant est analogue à celui d'un pendule où il y a constamment échange d'énergie entre la forme cinétique (due au mouvement de la masse M) et la forme potentielle (due à l'élévation de la dite masse d'une hauteur h).

Fig. 14. - Construction de la tangente à l'origine d'une sinusoïde, pour montrer que l'on trouve la période de la sinusoïde en multipliant l'abscisse de M par 2π .



chée au bout d'un fil qui a un point fixe O.

Si l'on écarte la masse de sa position d'équilibre A normale (juste à la verticale du point O) et que l'on abandonne cette masse, sans vitesse, au point B par exemple, l'énergie potentielle que l'on aura accumulée dans cette masse, en la faisant remonter de la hauteur h, va passer progressivement en énergie cinétique : la masse va accélérer et se diriger vers le point A, avec une vitesse croissante (mais l'accroissement de la vitesse sera de plus en plus lent au fur et à mesure que l'on se rapproche de A).

La vitesse de cette masse sera maximale quand elle passera au point A. Son élan lui fera continuer son mouvement en direction du point C, avec une vitesse décroissante, l'énergie cinétique de la masse se transformant progressivement en énergie potentielle, au fur et à mesure que la masse s'élève.

La masse atteindra C avec une vitesse nulle, repartira en sens inverse, passera au point A avec une vitesse maximale, mais en sens opposé de la vitesse qu'elle avait lors de son premier passage en A, tendra vers le point B qu'elle atteindra avec une vitesse nulle... etc.

EST-CE UN MOUVEMENT SINUSOIDAL ?

Dans le cas du pendule, on peut le démontrer, on n'aura un mouvement du type sinu-

soïdal que si l'amplitude est très petite, pour que l'on puisse confondre l'angle de déviation du fil par rapport à la verticale avec son sinus.

Dans le cas du circuit L-C de la figure 11, on voit, en examinant les courbes de la figure 12 que la variation de tension et la variation d'intensité ont toutes les deux une allure qui ressemble bien à des sinusoïdes.

Comme la démonstration du fait qu'il s'agit réellement de sinusoïdes nécessiterait une équation différentielle (pas trop compliquée d'ailleurs), nous sauterons allègrement à la conclusion du calcul en affirmant que ces variations sont effectivement sinusoïdales l'une et l'autre. Il y a même mieux : contrairement au cas du pendule, la loi de variation de l'intensité dans le circuit reste parfaitement sinusoïdale même si la tension e_M au début est élevée : on a le droit d'écarter beaucoup le système de sa position d'équilibre au début.

Il nous reste quelque chose de fort important : trouver la fréquence de cette variation sinusoïdale.

Nous utiliserons pour cela une loi assez simple : la pente de la tangente à une sinusoïde.

Sur la figure 14, nous avons tracé un quart de période d'une loi sinusoïdale, amplitude unité, représentant tout simplement la fonction :

$$y = \sin x$$

En abscisse, l'angle est donné en radians ; c'est la seule unité que l'on utilise

pour les calculs théoriques. Rappelons que le radian vaut environ 57,296 degrés (ou 57° 17' 45") : c'est l'angle qui, sur un cercle ayant son centre au sommet de l'angle, intercepte sur le cercle un arc ayant une longueur égale au rayon du cercle. Comme la circonférence entière vaut 6,28 fois (2π fois) le rayon, il y a 6,28 radians dans 360°, d'où la valeur donnée plus haut.

Il faut que x prenne la valeur :

1,571 radians (soit $\pi/2$ radians) qui correspond à un angle droit, pour que le sinus vaille l'unité.

Comme nous avons utilisé le radian comme unité d'angle, pour les petites valeurs de x, la ressemblance entre $\sin x$ et x (en radians) est remarquable : que l'on en juge sur le tableau ci-dessous où, en fonction de x en radians, on donne l'erreur relative :

$$d = \frac{x - \sin x}{x}$$

x	d
0,05	0,04 %
0,1	0,17 %
0,15	0,37 %
0,2	0,66 %
0,25	1,04 %

On voit donc bien que, pour les points de la sinusoïde près de l'origine O, la sinusoïde se confond pratiquement avec une droite de pente 1 (bissectrice des axes).

C'est cette bissectrice qui est donc la tangente à l'origine à la sinusoïde.

Cette tangente OT va donc couper la parallèle à l'axe Ox d'ordonnée 1 en un point M dont l'abscisse est égale à l'unité.

Le point P, sommet de la sinusoïde, a une abscisse de $\pi/2 = 1,571$.

On en conclut que la période complète de la sinusoïde, vaut :

$$2\pi \times \text{abscisse du point M.}$$

LA PÉRIODE DE L'OSCILLATION

Reprenons la figure 12, dans laquelle nous admettons que les courbes sont des sinusoïdes. Pour la courbe en trait plein (tension aux bornes de C), nous prendrons l'origine en B pour appliquer ce que nous avons trouvé sur la figure 14.

Le sommet bas de la sinusoïde a pour ordonnée $-e_M$.

La pente de la tangente en B à la sinusoïde est, on l'a vu :

$$\frac{-e_M}{\sqrt{LC}}$$

Elle est aussi égale à DM/BD ; or, DM, compté algébriquement, est l'ordonnée de M, soit $-e_M$.

On arrive donc à la valeur de BD (abscisse de M avec l'origine en B) en égalant les valeurs de pente :

$$\frac{DM}{BD} = \frac{-e_M}{BD} = \frac{-e_M}{\sqrt{LC}}$$

d'où l'on tire :

$$BD = \sqrt{LC}$$

D'après le résultat trouvé sur la figure 14, nous avons la période de la sinusoïde en multipliant l'abscisse de D par 2π ; la période T est donc :

$$T = 2\pi \sqrt{LC}$$

Nous venons de démontrer la « formule de Thomson », fondamentale dans ce domaine, sans utiliser la moindre équation différentielle.

QUELQUES ORDRES DE GRANDEUR

Nous allons prendre quelques exemples pratiques de valeurs de L et de C pour voir à quelle période (donc à quelle fréquence) cela nous conduit :

1) Nous supposons un bobinage de 10 H et un condensateur de $22 \mu\text{F}$, soit : $L = 10$, $C = 2,2 \cdot 10^{-5}$, on trouve :

$T = 2\pi \sqrt{LC} = 9,32 \cdot 10^{-2}$ d'où : $F = 1/T = 10,73 \text{ Hz}$, soit une très basse fréquence.

2) Supposons maintenant un bobinage de 5 mH et un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$, soit : $L = 5 \cdot 10^{-3}$, $C = 10^{-7}$, on trouve :

$T = 2\pi \sqrt{LC} = 1,40 \cdot 10^{-4}$ ($140 \mu\text{s}$), d'où : $F = 1/T = 7,12 \text{ kHz}$.

3) Nous supposons maintenant un bobinage de $3 \mu\text{H}$ et un condensateur de 470 pF , soit $L = 3 \cdot 10^{-6}$, $C = 4,7 \cdot 10^{-10}$, on trouve :

$T = 2\pi \sqrt{LC} = 2,36 \cdot 10^{-7}$ ($0,236 \mu\text{s}$), d'où : $F = 1/T = 4,24 \text{ MHz}$.

4) Pour terminer, prenons un bobinage de $0,2 \mu\text{H}$ et un condensateur de 15 pF , soit $L = 2 \cdot 10^{-7}$ et $C = 1,5 \cdot 10^{-11}$; on trouve :

$T = 2\pi \sqrt{LC} = 1,088 \cdot 10^{-8}$ ($10,88 \text{ ns}$), d'où : $F = 1/T = 91,9 \text{ MHz}$.

On voit que l'on peut réaliser une gamme de fréquences considérable, allant de quelques hertz à une centaine de mégahertz.

Signalons une manière sim-

ple de trouver approximativement la valeur de L et C correspondant à une fréquence donnée.

On convertit la fréquence en longueur d'onde (exprimée en mètres) et l'on prend une valeur de C (en picofarads) et de L (en microhenrys) égales, l'une et l'autre, à la moitié de la longueur d'ondes en mètres.

Par exemple, on désire une fréquence de 2 MHz, soit une longueur d'onde de $3 \cdot 10^8 / 2 \cdot 10^6 = 150 \text{ m}$ (la vitesse des ondes est de $3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$).

On prend la moitié de cette longueur d'onde, soit $150/2 = 75$. Nous prendrons $C = 75 \text{ pF}$ et $L = 75 \mu\text{H}$ (en réalité, cela donne 2,12 MHz).

Il est, bien sûr, possible de diviser la capacité par un nombre et de multiplier la self-induction par le même nombre. Au lieu de 75 pF et $75 \mu\text{H}$, on peut prendre $75/3 = 25 \text{ pF}$ et $75 \times 3 = 225 \mu\text{H}$.

Cette formule est approximative, mais le calcul est si simple que cela vaut la peine de le signaler : on le fait facilement de tête.

L'AMORTISSEMENT

Evidemment, il est un peu utopique de dire que, si l'on branche un condensateur chargé sur un bobinage, on

aura une oscillation de période $2\pi\sqrt{LC}$ qui va continuer indéfiniment.

En réalité, il y a toujours une certaine résistance R qui se trouve en série avec le bobinage L. Il y aura donc une petite énergie perdue sous forme de chaleur à chaque période, donc une diminution progressive de l'amplitude.

La forme réelle de l'oscillation, par exemple de la variation de tension en fonction du temps sera celle qu'illustre la courbe de la figure 15.

On trouve donc une fonction analogue à une sinusoïde, mais multipliée par une fonction lentement décroissante du temps. La période n'est plus exactement $2\pi\sqrt{LC}$, elle est un peu plus grande que cette valeur.

La fonction qui intervient pour multiplier l'amplitude est une fonction dite « exponentielle ». Il en résulte que chaque amplitude maximale est le produit de la précédente par une constante, que l'on appelle le « décrétement logarithmique ».

Après un certain nombre d'oscillations, l'amplitude devient si faible que l'on peut considérer le phénomène oscillant comme terminé.

Il convient toutefois de préciser que l'on peut parfaitement réaliser un amortissement très faible : la diminution d'amplitude d'une période à l'autre peut très bien

être inférieure à 1%. On se rapproche alors beaucoup des formes d'ondes de la figure 12.

UTILISATION DE LA RÉSONANCE

Nous venons donc d'établir qu'un condensateur chargé branché sur un bobinage engendre une oscillation qui peut être à peine amortie. Sans aucun apport d'énergie extérieure, juste en utilisant celle qui était au départ dans le condensateur, le circuit va être le siège d'un phénomène oscillant important : une intensité alternative élevée va circuler dans ce circuit presque « toute seule », consommant lentement la faible énergie initialement apportée par le condensateur.

On conçoit donc très bien qu'en ouvrant ce circuit et en appliquant aux bornes de cette « ouverture » une tension alternative e (fig. 16) on puisse faire passer une intensité alternative considérable, si la fréquence de la tension e est justement celle à laquelle le circuit aurait oscillé par lui-même.

Cette fréquence est, on l'a vu :

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

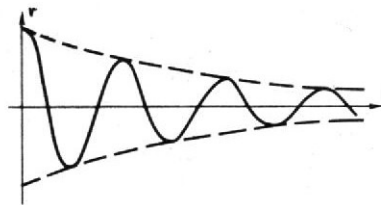


Fig. 15. - Si le circuit oscillant comporte un terme résistif, il y a « amortissement » des oscillations, dont l'amplitude décroît suivant une loi exponentielle (chaque élongation maximale est égale au produit de la précédente par un facteur constant).

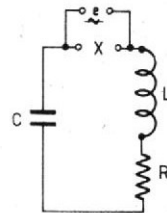


Fig. 16. - Dans le circuit oscillant de la figure 11, nous avons coupé le fil pour injecter aux bornes de la coupure une tension alternative e.

Elle correspond donc à une pulsation $\omega = 2\pi F$, soit :

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Or, à la pulsation ω , l'impédance Z_L du bobinage est, en module :

$$Z_L = \omega L = \frac{L}{\sqrt{LC}} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

et, à cette même pulsation ω , le module de l'impédance de C est :

$$Z_C = \frac{1}{C\omega} = \frac{\sqrt{LC}}{C} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Nous retrouvons bien le résultat précédent, à savoir que la résonance correspond à la fréquence pour laquelle les impédances de L et de C ont la même valeur arithmétique (mais elles sont, en réalité, opposées, ce qui fait qu'elles

se « neutralisent » l'une l'autre dans le circuit).

Donc, avec une tension e de bonne fréquence, mais de petite amplitude, puisque plus rien ne va gêner le passage du courant, nous aurons un courant alternatif de grande amplitude. Il en résultera une forte valeur de tension aux bornes de L, une forte tension aux bornes de C, ces tensions, en opposition de phase se retranchant l'une de l'autre, pour donner la petite tension e, qui serait presque nulle si la résistance parasite du bobinage était presque éliminée.

On trouve donc une tension de valeur efficace $e_M/\sqrt{2}$ aux bornes de C, par exemple (ou de L), alors que l'on applique seulement une tension efficace e comme l'indique la figure 16.

Il y a une « surtension » importante due à la résonance. On définit le coeffi-

cient de surtension (ou coefficient de qualité) que l'on désigne par Q comme le rapport de la tension aux bornes de L et de la tension alternative appliquée au circuit.

On peut démontrer que ce rapport est :

$$Q = \frac{\omega L}{R}$$

ω étant la pulsation qui correspond à la résonance, soit

$$\frac{1}{\sqrt{LC}}$$

on peut donc transformer cette expression pour arriver à :

$$Q = \frac{\sqrt{L/C}}{R}$$

soit le quotient de la valeur de l'impédance commune de L et de C à la résonance par la résistance R.

Notons bien que l'on doit tenir compte ici uniquement

de la « résistance parasite » du bobinage L. Sur la figure 16, on l'a représentée comme s'il s'agissait d'un résistor introduit en série avec le bobinage, en fait il s'agit d'une résistance répartie dans le bobinage.

Pour être plus précis, on doit même tenir compte de certaines autres causes d'amortissement (par exemple les pertes dans le noyau magnétique, si le bobinage en a un). On peut toujours les considérer comme venant d'une résistance parasite, qui serait celle d'un résistor en série avec L.

J.-P. OEHMICHEN
Ingénieur E.P.C.I.

(à suivre)

BIBLIOGRAPHIES

CONSTRUISEZ VOS RÉCEPTEURS TOUTES GAMMES

Par **B. FIGHIERA**

APPRENEZ la Radio, a permis de porter à la connaissance du public les principes fondamentaux de l'électronique appliquée à la réception des ondes électromagnétiques, en suivant une méthode d'initiation chère à l'auteur qui consiste à ponctuer les notions théoriques énoncées par des montages pratiques simples.

Le succès remporté par ce titre a conduit l'auteur à présenter un ouvrage essentiellement pratique et réservé à la construction des radio-récepteurs.

Chacun sait que la réalisation de tels montages constitue le cheval de bataille de l'amateur débutant. Dans ces conditions l'auteur a recher-

ché un maximum de détails pratiques qu'il a traduit à l'aide de très nombreux croquis et photographies.

A) PRATIQUE

Les circuits imprimés et leur réalisation - La méthode traditionnelle - Une autre méthode par produit de transfert - L'opération de soudure - Comment réussir les montages.

B) INITIATION

Tous les composants en photographie.

C) LES MONTAGES

Amplificateur pour écoute au casque - Amplificateur pour écoute sur haut-parleur - Préamplificateurs d'antenne - Récepteur à amplification directe (1 transistor) - Un tuner grandes ondes - Un récepteur reflex à deux transistors - Récepteur PO/GO/OC à deux transistors - Récepteur à accord électronique - Récepteur OC à un

transistor - Récepteur PO/GO et bande « chalytier » - Un adaptateur convertisseur ondes courtes - Récepteur antique, une lampe - Récepteur OC très sensible - Convertisseur pour la réception du trafic aviation - Récepteur VHF à transistor FET - Récepteur VHF + préampli + amplificateur.

D) ACHATS

Liste d'adresses de vente des pièces détachées.

INITIATION A LA RADIOCOMMANDE DES MODÈLES RÉDUITS.

Par **C. PERICONE**
Ingénieur Arts et Métiers
3^e Edition

L'AUTEUR s'adresse aux débutants désirant réaliser la radiocommande des petits modèles de bateaux, avions, automobiles.

Ce livre leur apprendra à

réaliser tous les dispositifs électroniques de radiocommande. Ils trouveront également tous les renseignements concernant le matériel commercial nécessaire ainsi que des notions suffisantes sur les procédés de commande à distance.

Extrait du sommaire

Généralités sur la radiocommande. Principe de l'émission-réception. L'électronique des montages de radiocommande. Le matériel et les composants. Comment débuter en radiocommande. Les appareils de mesure et de contrôle. Réalisations pratiques d'émetteurs et de récepteurs. Les formalités administratives.

Un volume broché, format 15 x 21, 80 pages, couverture quadrichromie, pelliculée. Nombreux schémas. Prix : 18 F.

En vente à : Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

DATA THÉQUE

DU

TRANSISTOR

(suite voir N° 1557)

Transistors de faible puissance

1.4. AMPLIFICATEUR POUR TENSIONS CONTINUES, À FAIBLE CONSOMMATION

Disposant d'un voltmètre (ou d'un contrôleur universel) donnant 1 V à déviation totale et dont la résistance interne est de 20 k Ω , on désire construire un préamplificateur permettant :

a) de réaliser un voltmètre dont la résistance d'entrée est de 10 M Ω /V (soit 10 M Ω sur gamme 1 V, 100 M Ω sur gamme 10 V) ;

b) des mesures d'intensité avec 0,1 μ A à déviation totale ;

c) de servir de préamplificateur pour oscilloscope à courant continu, pour analyse de phénomènes lents.

L'appareil devra être conçu de façon qu'il puisse travailler, en alimentation permanente, pendant un an, sur deux piles des 1,5 V. Il devra supporter, en surcharge, une tension d'entrée de 250 V.

A. - CHOIX DU MONTAGE ET DE SES COMPOSANTS

Un fonctionnement permanent, pendant un an, sur piles, ne sera possible que si l'intensité d'alimentation reste de l'ordre de 30 μ A au repos (soit, en première approximation, 30 + 50 = 80 μ A, lorsque l'appareil dévie totalement). Dans ces conditions, l'utilisation d'un circuit intégré est exclue (ces circuits consomment nettement plus, sauf types spéciaux et très chers).

On fera donc appel à un amplificateur opérationnel à composants discrets (fig. 14-1), composé d'un étage différentiel (T_1, T_2), et d'un étage de sortie (T_3).

Pour obtenir facilement une protection contre la surcharge, on utilise cet amplificateur en « inverseur », ce qui fait que la résistance d'entrée (10 M Ω sur la gamme 10 V) est pratiquement donnée par la valeur de R_G (fig. 14-1), qui joue ainsi, accessoirement, le rôle d'une résistance de protection.

Une version complémentaire de l'amplificateur de la figure 14-1 (des NPN pour T_1, T_2 , et un PNP pour T_3) permettrait la mesure de tensions négatives par rapport à la masse. Cependant, dans un montage alimenté sur piles, la notion de « masse » est sans grande importance, si on relie le blindage de l'appareil toujours à celle des bornes d'entrée qui se trouve reliée à la « masse » de la source mesurée.

Choix des transistors T_1, T_2 ?
L'appareil est en fait un mesureur d'intensités de courant, car, pour mesurer une tension, on crée un courant dans R_G . On a donc avantage à choisir des transistors à gain en courant élevé (BC 178 C, ou BC 179 C, si la notion de bruit est importante).

Intensités de collecteur (I_C) ?
Puisqu'on ne dispose que d'une intensité totale de 30 μ A, au repos, la solution la plus rationnelle consiste dans un partage équitable, soit 10 μ A par transistor.

Résistance d'émetteur (R_E) ?
Aux bornes de R_E , on dispose

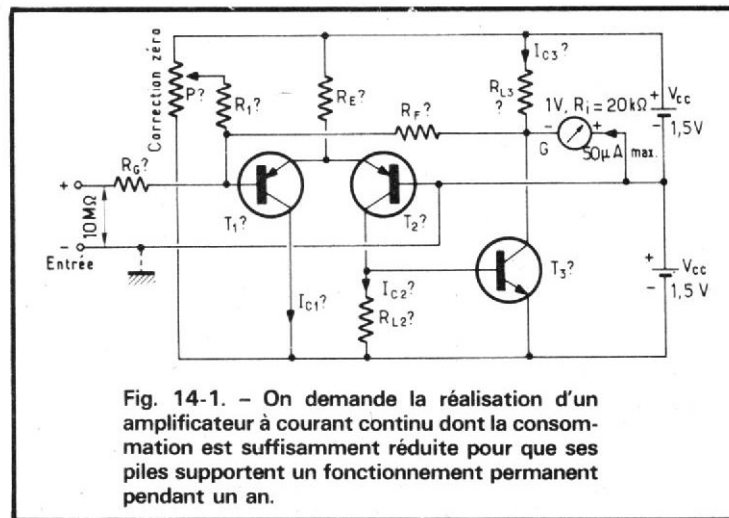


Fig. 14-1. - On demande la réalisation d'un amplificateur à courant continu dont la consommation est suffisamment réduite pour que ses piles supportent un fonctionnement permanent pendant un an.

d'une tension égale à $V_{CC} - V_{BE}$. L'un des réseaux en commande par tension (annexe 7, en haut), donne $V_{BE} = 0,54 \text{ V}$ pour $I_C = 10 \mu\text{A}$. On aura donc :

$$R_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_{C1} + I_{C2}}$$

Exemple :

$$R_E = \frac{1,5 - 0,54}{2 \times 10} = 48 \text{ k}\Omega$$

(prendre 47 kΩ)

Résistance de charge (R_{L2}) ?

La chute aux bornes de cette résistance doit être égale, au repos, à la tension base-émetteur de T_3 . On n'a pas encore choisi T_3 , qui pourra être un BC 108 A, BC 108 B ou BC 108 C. Mais puisque ces trois types obéissent à un même réseau en commande par tension (annexe 3). On peut déjà déterminer $V_{BE3} = 0,49 \text{ V}$ (pour $I_{C3} = 10 \mu\text{A}$). On peut donc calculer :

$$R_{L2} = \frac{V_{BE3}}{I_{C2}}$$

Exemple :

$$R_{L2} = \frac{0,49 \text{ V}}{10 \mu\text{A}} = 49 \text{ k}\Omega$$

(prendre 47 kΩ)

Polarisation de T_1 (P, R_1) ?

Le graphique donnant le gain en courant statique en fonction de I_C (annexe 6, en bas, BC 178 C) donne $B = 280$ pour $I_C = 10 \mu\text{A}$, soit :

$$I_{B1} = \frac{I_C}{B} = \frac{10}{280} = 0,036 \mu\text{A}$$

Compte tenu de la dispersion, on devra admettre une intensité au moins 10 fois plus grande dans P , et au moins trois fois plus grande dans R_1 , soit :

$$P < \frac{2 V_{CC}}{10 I_{B1}}$$

$$R_1 < \frac{V_{CC}}{3 I_{B1}}$$

Exemples :

$$P < \frac{2 \times 1,5 \text{ V}}{10 \times 0,036 \mu\text{A}} < 8,3 \text{ M}\Omega$$

$$R_1 < \frac{1,5 \text{ V}}{3 \times 0,036 \mu\text{A}} < 13,9 \text{ M}\Omega$$

Comme on risque d'observer des instabilités avec des valeurs trop élevées, on prendra $P = 2,2 \text{ M}\Omega$ et $R_1 = 10 \text{ M}\Omega$. Une consommation exagérée résulterait d'une valeur de P nettement plus faible, alors qu'une valeur trop réduite de R_1 rendrait l'ajustage du zéro trop pointu.

Choix de T_3 ? Pour une valeur donnée de I_C , la résistance d'entrée d'un transistor (h_{11e}) est à peu près proportionnelle à son gain en courant (h_{21e}). Si on utilise, pour T_3 , un transistor de grand gain, sa résistance d'entrée risque d'être grande devant R_{L2} . La majeure partie de l'intensité de commande se dissipera alors dans R_{L2} , et T_3 n'en profite pas. On peut donc se contenter d'un transistor de gain relativement faible, BC 108 C. En extrapolant la courbe correspondante de h_{11e} (annexe 4, au centre) jusqu'à $I_C = 10 \mu\text{A}$, on arrive à quelques centaines de kilohms, ce qui est toujours grand devant $R_{L2} = 47 \text{ k}\Omega$.

Résistance de charge de T_3 (R_{L3}) ? Elle doit maintenir une intensité de collecteur de repos de $10 \mu\text{A}$, quand l'inten-

sité dans le galvanomètre G est nulle :

$$R_{L3} = \frac{V_{CC}}{I_{C3}}$$

$$R_{L3} = \frac{1,5 \text{ V}}{10 \mu\text{A}} = 150 \text{ k}\Omega$$

B. - GAIN ET CONTRE-RÉACTION

Tous les éléments du montage sont maintenant déterminés, sauf les résistances de contre-réaction, R_F, R_G qu'on ne pourra calculer lorsqu'on connaîtra le gain que présente le montage sans contre-réaction. Pour le calcul de ce gain, on devra tenir compte du fait que I_{C3} varie en fonction de la déviation de G , et on devra travailler avec une valeur $I_{C3\text{moy}}$, correspondant à la déviation à mi-course de G . L'intensité dans G sera alors de $I_{G\text{moy}} = 25 \mu\text{A}$, la chute de tension sur R_{L3} de 2 V, d'où :

$$I_{C3\text{moy}} = I_{G\text{moy}} + \frac{V_{CC} + I_{G\text{moy}} R_L}{R_L}$$

Exemple :

$$I_{C3\text{moy}} = 25 \mu\text{A} + \frac{1,5 \text{ V} + 25 \mu\text{A} \times 20 \text{ k}\Omega}{150 \text{ k}\Omega} = 38,3 \mu\text{A}$$

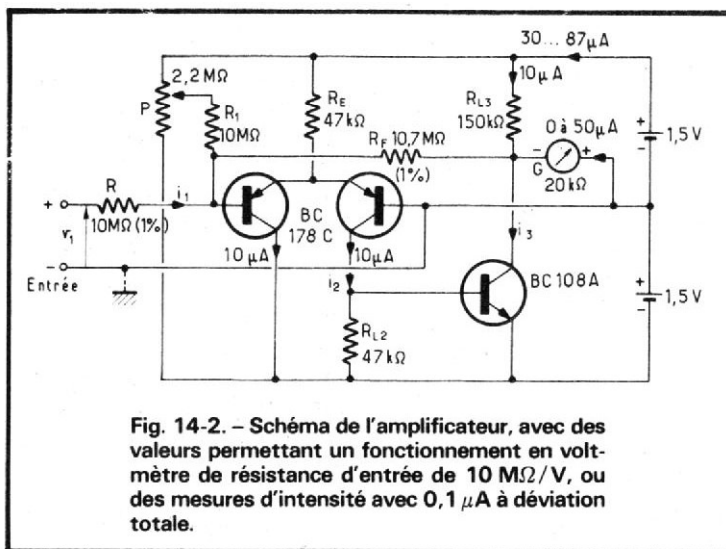


Fig. 14-2. - Schéma de l'amplificateur, avec des valeurs permettant un fonctionnement en volt-mètre de résistance d'entrée de $10 \text{ M}\Omega/\text{V}$, ou des mesures d'intensité avec $0,1 \mu\text{A}$ à déviation totale.

Gain en courant de l'étage différentiel (G_{Id})² ? Dans la figure 14-2, ce gain est donné par le rapport i_2/i_1 . Quand on peut admettre R_E infinie, ce gain est égal à celui de l'un des transistors constituant (on a avantage à sélectionner T_1 et T_2 de façon qu'ils présentent un même gain, à 10 % près). Lorsqu'on travaille avec une valeur faible de V_{CC} , on est obligé à une valeur de R_E suffisamment réduite pour que l'approximation mentionnée ne soit plus valable. Il faut donc calculer :

$$G_{Id} = \frac{h_{21e} R_E}{h_{11e} + R_E}$$

Or, on a beau chercher dans toute la documentation relative au BC 178 C, les valeurs de h_{11e} et de h_{21e} ne sont pas données pour $I_C = 10 \mu\text{A}$. Il aurait été, d'ailleurs, bien trop facile de choisir un exemple d'application où il n'y a qu'à...

Dans le cas présent, il faut donc extrapoler à partir de ce qu'on a. Cela n'aura pas besoin d'être très précis, car on prévoit une contre-réaction qui arrangera bien des choses. Pour $I_C = 10 \mu\text{A}$, on ne dis-

pose guère que de la valeur du gain statique (annexe 6, en bas), $B = 280$. Comme le gain dynamique sera un peu plus faible, on pourra prendre $h_{21e} = 250$. Quant à h_{11e} , on peut, aux faibles intensités de collecteur, appliquer une relation qu'on démontre dans la Physique des Solides :

$$h_{11e} = \frac{0,025 h_{21e}}{I_C}$$

Exemple :

$$h_{11e} = \frac{0,025 \times 250}{10 \mu\text{A}} = 625 \text{ k}\Omega$$

Muni de ces données, on

peut calculer le gain de T_1 , T_2 par :

$$GI_d = \frac{250 \times 47}{\frac{625}{250} + 47} = 237$$

Gain en courant de l'étage de sortie (GI_3) ? D'après les renseignements dont on dispose (annexe 4, BC 108 A), on peut estimer $h_{21e3} = 70$. En appliquant la relation mentionnée ci-dessus, on obtient :

$$h_{11e3} = 0,025 h_{21e3} / I_{C3 moy} \\ = 0,025 \times 70 / 38,3 \mu A \\ = 46 \text{ k}\Omega$$

Tenant compte de la dérivation de courant par R_{L2} , on calcule le gain (externe) en courant :

$$GI_3 = \frac{h_{21e3} R_{L2}}{h_{11e3} + R_{L2}}$$

Exemple :

$$GI_3 = \frac{70 \times 47}{46 + 47} = 35,4$$

Gain total en courant (GI_{tot}) ? Il est, évidemment, égal au produit des deux gains en courant qu'on vient de calculer :

$$GI_{tot} = GI_d \times GI_3$$

Exemple :

$$GI_{tot} = 237 \times 35,4 = 8390$$

Or, on demande que le galvanomètre de sortie ($50 \mu A$) dévie totalement pour une intensité d'entrée de $0,1 \mu A$, soit un gain en courant de 567, compte tenu de la consommation dans R_{L3} . La réduction de 8390 à 567 se fera par la contre-réaction.

Résistance d'entrée de l'étage différentiel (r_i) ? Pour calculer la résistance de contre-réaction, il est commode de passer par la notion de résistance d'entrée de l'étage différentiel :

$$r_i = h_{11e} + \frac{h_{21e} R_E}{h_{11e} R_E + 1}$$

Exemple :

$$r_i = 625 + \frac{250 \times 47}{\frac{250}{625} \times 47 + 1} \\ = 1218 \text{ k}\Omega$$

Gain interne (total) en tension (GV_i) ? C'est le gain sans contre-réaction, entre la base de T_1 et le collecteur de T_3 . Pour simplifier son calcul, on peut introduire la **résistance globale de charge**,

$$R_{L'} = \frac{R_{L3} R_i}{R_{L3} + R_i}$$

Exemple :

$$R_{L'} = \frac{150 \times 20}{150 + 20} = 17,65 \text{ k}\Omega$$

L'expression du gain est :

$$GV_i = \frac{GI_{tot} R_{L'}}{r_i}$$

Exemple :

$$GV_i = \frac{8390 \times 17,65}{1218} = 121,6$$

Résistance de contre-réaction (R_F) ? On utilise les relations régissant la contre-réaction parallèle de tension, en posant $GI_F = 567$ comme valeur du gain en courant qu'on désire, en présence de contre-réaction :

$$R_F = \frac{GI_F R_{L'} (1 + GV_i)}{GV_i - \frac{GI_F R_{L'}}{r_i}}$$

Exemple :

$$R_F = \frac{567 \times 17,65 \times (121,6 + 1)}{121,6 - \frac{567 \times 17,65}{1218}}$$

= 9,52 M Ω (résistance de précision, 9,53 M Ω à 1 % pour la valeur normalisée la plus proche).

Notez qu'un calcul simplifié, basé sur l'amplificateur opérationnel idéal (à gain infini) aurait donné $R_F = 10 \text{ M}\Omega$, on n'est donc pas trop loin des conditions idéales.

La valeur de GI_F s'obtient en remarquant qu'on a, à déviation totale, 2,5 V aux bornes de R_{L3} , soit une inten-

sité de $16,7 \mu A$, à laquelle il faut ajouter les $50 \mu A$ du galvanomètre. De ce total de $66,7 \mu A$, on retranche les $10 \mu A$ de l'intensité de repos de T_3 , pour trouver la variation $\Delta I_{C3} = 56,7 \mu A$ et qui, divisée par la variation du courant d'entrée ($0,1 \mu A$), donne $GI_F = 567$.

Résistance série d'entrée (R_G) ? Si l'amplificateur était idéal, on aurait, pour la gamme de 1 V,

$$R_G = 1 \text{ V} / 0,1 \mu A = 10 \text{ M}\Omega,$$

puisque le courant d'entrée est de $0,1 \mu A$ à déviation totale. Pour voir si c'est vrai, il suffit de calculer la résistance d'entrée (en présence de contre-réaction) entre la base de T_1 et la masse :

$$r_{iF} = \frac{1}{\frac{1}{r_i} + \frac{1 + GV_i}{R_F}}$$

Exemple :

$$r_{iF} = \frac{1}{\frac{1}{1281} + \frac{1 + 121,6}{10730}} \\ = 81,9 \text{ k}\Omega$$

Comme cela fait moins de 1 % de $10 \text{ M}\Omega$ (R_G), on peut négliger r_{iF} . Dans le cas contraire, il aurait fallu déduire r_{iF} de R_G .

C. PERFORMANCES DU MONTAGE

Dérive du zéro avec la température ? Dans tout transistor, une élévation de température de $\Delta T = 1^\circ \text{C}$ équivaut à une diminution de V_{DE} de 2 mV, soit $\Delta V_{BE} = 0,02 \Delta T$. La tension de base étant maintenue constante dans l'étage différentiel, ΔV_{BE} entraîne une variation de l'intensité dans R_E , et cette variation se répercute à parts égales sur les intensités de collecteur :

$$\Delta I_{C2} = \frac{0,002 \Delta T}{(2 R_E)}$$

Créant une chute dans R_{L3} , la variation ΔI_{C2} affecte V_{BE3} . Mais comme V_{BE3} subit déjà une diminution du fait de l'échauffement de T_3 , il faut considérer la somme :

$$\Delta V_{BE3} = 0,002 \Delta T \\ + \frac{0,002 R_{L2}}{2 R_E}$$

Faisant intervenir les paramètres de T_3 , on peut maintenant calculer la variation qui en résulte pour I_{C3} . Pour tenir compte de la contre-réaction, il suffit de multiplier l'expression par le rapport GI_F/GI_{tot} (rapport dans lequel le gain en courant se trouve diminué par la contre-réaction) :

$$\Delta I_{CE} = \frac{GI_F h_{21e3} 0,002 \Delta T}{GI_{tot} h_{11e3}} \\ \left(\frac{R_{L2}}{2 R_E} + 1 \right)$$

Puisqu'on considère la condition de repos ($I_{C3} = 10 \mu A$), les valeurs précédentes de h_{11e3} et de h_{21e3} ne sont plus utilisables, et il faut les reprendre pour $I_C = 10 \mu A$, soit $h_{21e3} = 65$, $h_{11e3} = 163 \text{ k}\Omega$, et $GI_{tot} = 3720$.

Exemple pour une variation de température de $\Delta T = 10^\circ \text{C}$:

$$\Delta I_{C3} = \frac{567 \times 65 \times 0,002 \times 10}{3720 \times 163000}$$

$$\times \left(\frac{47}{2 \times 47} + 1 \right) = 1,21 \mu A$$

soit 1 % environ de la déviation totale de l'appareil.

Quelle sera la linéarité d'indication ? Comme l'intensité de collecteur de T_3 augmente fortement, quand l'appareil dévie, on peut craindre que le gain ne reste pas constant. Pour s'en rendre compte, il suffit de reprendre tout le calcul précédent en remplaçant $I_{C3 moy} = 38,3 \mu A$ par des valeurs correspondant à une déviation assez faible et à une déviation presque entière, soit $I_{C3} = 20 \mu A$ et $I_{C3} = 60 \mu A$. Supposant que les valeurs correspondantes de h_{21e3} sont de

70 et de 75, on trouve, par la relation :

$$\frac{0,025 h_{21e}}{I_C}$$

les valeurs de $h_{11e3} = 87,5$ et $31 \text{ k}\Omega$, respectivement. Et si, ensuite, on procède à cet excellent exercice qui consiste à recalculer les nouvelles valeurs de GV_i et de les poser dans :

$$GI_F = \frac{GV_i}{R_{L'} \left(\frac{1 + GV_i}{R_F} + \frac{1}{r_1} \right)}$$

On constate que GI_F n'est plus exactement égal à la valeur imposée (567). A $I_{C3} = 60 \mu\text{A}$, on a près de 1 % de trop, et à $I_C = 20 \mu\text{A}$, il manque environ 3 %, ce qui ne fait, toutefois, que 0,6 % sur la précision globale, puisqu'on se trouve à 1/5 environ de la déviation totale de l'appareil.

Peut-on corriger cette non-linéarité ? Oui, d'abord très simplement, en diminuant R , mais alors la consommation augmente, et le gain en tension devient plus faible. Il est donc préférable d'opérer une correction par diode de « mise en forme », figure 14-3. Cela consiste à doter le galvanomètre d'un shunt qui n'entre en service que lorsque la tension de seuil de la diode (0,5 V pour une diode « signal » telle que 1N4148, 1N4149, 1N4449) est atteint. Pour corriger une erreur de linéarité de 3 % (= 0,03), la valeur de cette résistance devra être approximativement de $R_{L'}/0,03$, soit $17,65/0,03 = 588 \text{ k}\Omega$ (prendre 560 ou $620 \text{ k}\Omega$) avec les valeurs de l'exemple. Bien entendu, il faut maintenant reprendre le calcul de R_F , en tenant compte de la nouvelle valeur de $R_{L'}$, et de celle de GI_F qui en résulte.

Et quand les piles se vident ? Dans l'étage d'entrée, c'est essentiellement la chute aux bornes de R_E qui diminue, quand V_{CC} baisse. Cela implique une diminution de I_{C2} ,

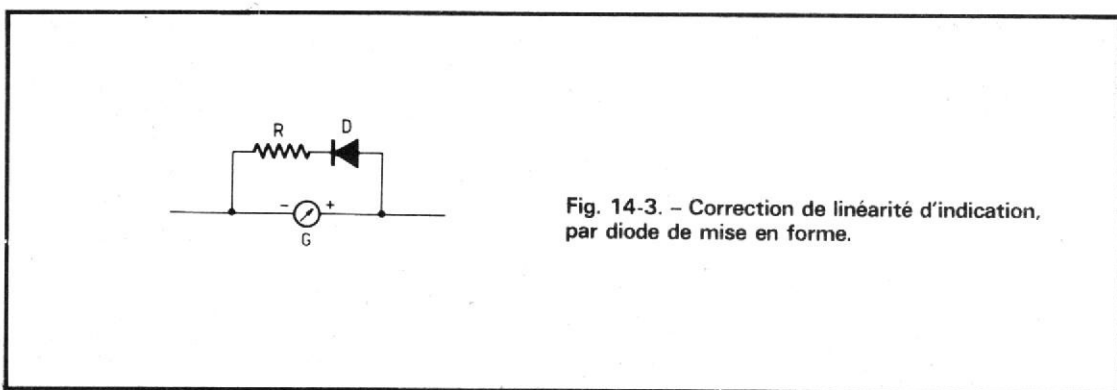


Fig. 14-3. - Correction de linéarité d'indication, par diode de mise en forme.

mais comme cette intensité doit toujours rester telle que le galvanomètre reste sur zéro, on est obligé de retoucher le zéro par P. Expérimentalement, on pourra déterminer une résistance de butée, en série avec P, et choisie telle qu'on ne puisse plus faire le zéro, quand les piles ont atteint une tension de $2 \times 1,35 \text{ V}$, par exemple.

Quant aux variations du gain, il faut, encore une fois, tout reprendre avec $V_{CC} = 1,35 \text{ V}$, pour constater que GI_F reste constant à 0,5 % près. Cela s'explique du fait qu'une V_{CC} moindre implique un gain en tension plus faible, mais une résistance d'entrée (r_1) plus forte, ce qui se compense approximativement. Toutefois, cela n'est vrai que si l'amplificateur différentiel fonctionne d'une façon suffisamment symétrique ($I_{C1} = I_{C2}$). Au besoin, on pourra modifier R_{L2} ou R_E , pour que cela soit bien le cas. En cas d'asymétrie, on constaterait aussi un léger déplacement de l'aiguille du galvanomètre, quand on court-circuite les bornes d'entrée de l'appareil.

La bande passante ? Elle dépend essentiellement de T_3 , car l'amplificateur différentiel travaille avec une capacité de réaction très faible. Pour la chiffrer, il faut d'abord déterminer le gain en tension externe que possède T_3 sans contre-réaction, et ce avec $R_{L3} = 150 \text{ k}\Omega$ (galvanomètre retiré et remplacé par un oscilloscope) :

$$GV_{e3} = \frac{h_{21e3} R_{L3}}{h_{11e3} + R_{L2}}$$

Exemple ($I_{C3} = 10 \mu\text{A}$) :

$$GV_{e3} = \frac{65 \times 150}{163 + 47} = 46,4$$

En utilisant GV_{e3} pour le calcul de la largeur de bande, on prendra $C_{CBO} = 10 \text{ pF}$, compte tenu des capacités de câblage, soit :

$$B = \frac{1}{2 \pi C_{CBO} R_{L2} GV_{e3}}$$

Exemple :

$$B = \frac{1}{6,28 \times 10 \times 10^{-12} \times 47 \times 10^3 \times 46,4} = 7,3 \text{ kHz}$$

Il s'agit là, évidemment, de la largeur de bande sans contre-réaction, c'est-à-dire valable seulement pour $R_G = 0$. Dans tous les autres cas, B sera plus grande, et on pourra la calculer en admettant que le produit gain (en tension) par largeur de bande est constant. Cependant, pour des valeurs élevées de R_G , on ne manquera pas de rencontrer des problèmes de capacités réparties et de câblage, nécessitant une mise au point expérimentale.

**ET QUAND
ON NE CONNAIT
QUE LE GAIN
EN COURANT ?**

Pour certains types de transistors, certains fabricants ne fournissent, en dehors de caractéristiques limites, qu'un seul paramètre d'amplification, le gain en courant, désigné par β , h_{21e} ou h_{fe} . Alors, aucun calcul sérieux n'est possible ?

Si, car pour les autres paramètres, tout transistor obéit à certaines lois dont l'application permet de déterminer un ordre de grandeur suffisant pour la pratique.

Ainsi, la figure B1 donne, en fonction de l'intensité continue de collecteur, la fourchette entre laquelle se trouve normalement située la valeur de la résistance interne

de sortie, $p = 1/g_{22e}$. Pour des transistors HF à faible tension de collecteur, on peut rencontrer des valeurs plus faibles, alors que des valeurs plus fortes sont possibles dans le cas des transistors de haute tension.

Pour la résistance d'entrée, (h_{11e}) la figure B2 donne un ordre de grandeur, en fonction de l'intensité I_C , et du gain en courant, $\beta = h_{21e}$.

(à suivre)

H. SCHREIBER

Nota : la suite des annexes citées dans cet article paraîtra dans notre prochain numéro.

P N P

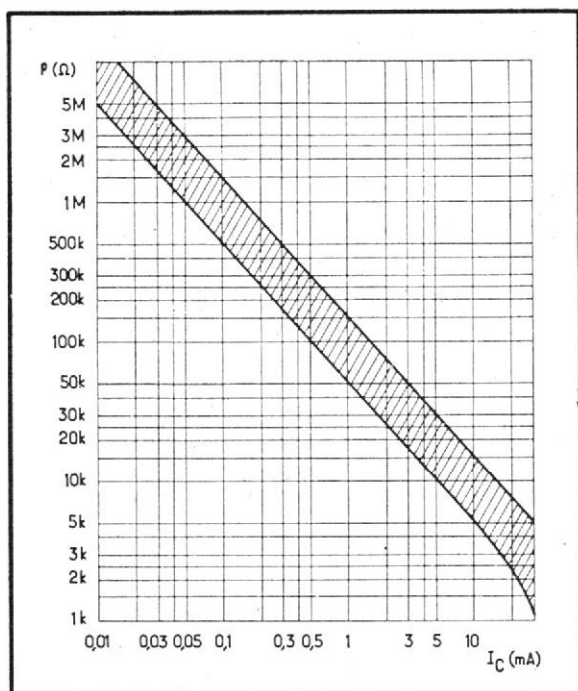
CARACTÉRISTIQUES DES TRANSISTORS D'UTILISATION COURANTE Types BC 177, A, B - BC 178, A, B, C - BC 179, B, C Amplification BF de faible puissance - Silicium - Technologie Planar Epitaxial

CARACTÉRISTIQUES LIMITES

	BC 177	BC 178	BC 179
Tension collecteur-émetteur ($I_B=0$) V_{CEO}	45	25	20 V max
Tension collecteur-émetteur ($V_{BE}=0$) V_{CES}	50	30	25 V max
Tension collecteur-base ($I_E=0$) V_{CBO}	50	30	30 V max
Tension émetteur-base V_{EBO}		5	V max
Intensité de collecteur I_C		100	mA max
Intensité de collecteur de crête I_{CM}		200	mA max
Intensité de base I_B		50	mA max
Puissance dissipée ($T_{amb}=25\text{ °C}$) P_{tot}		300	m W max
Température de jonction T_j		175	°C max
Résistance thermique jonction- ambiance R_{thj-a}		0,5	°C/mW
Résistance thermique jonction- boîtier R_{thj-b}		0,2	°C/mW

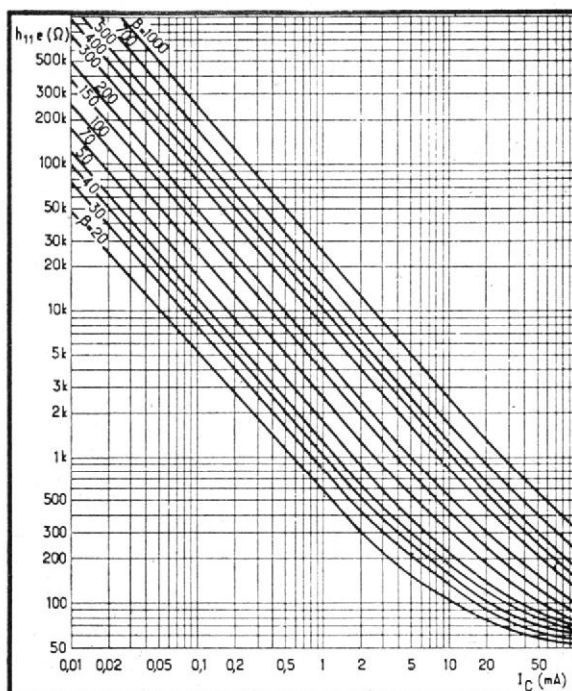
Fig. 177-1. - Identique à figure BC 107-1.

BC 177, BC 178, BC 179 : Disposition des électrodes et encombrement. Le boîtier est électriquement relié au collecteur.



(B1)

Fig. B1. - Abaque permettant de déterminer un ordre de grandeur de la résistance interne de sortie d'un transistor, en partant de l'intensité continue de collecteur avec laquelle on l'utilise.



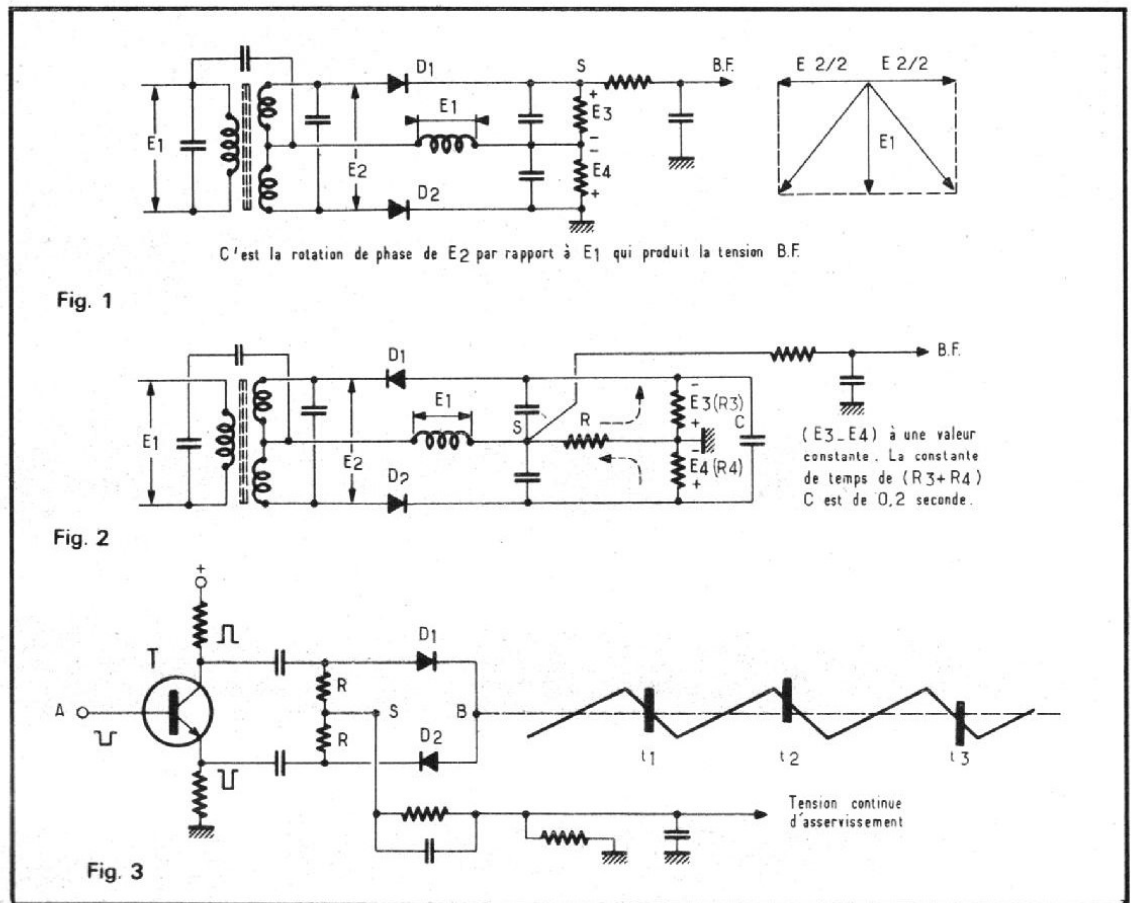
(B2)

Fig. B2. - Quand on connaît le gain en courant d'un transistor, et son intensité continue d'utilisation I_C , cet abaque permet de déterminer un ordre de grandeur de la résistance d'entrée, h_{11e} .

discriminateurs de fréquence

démodulateurs à coïncidence

PARMI les discriminateurs de fréquence employés dans les récepteurs de type ancien, nous trouvons celui de la figure 1 où la tension E_1 du signal non modulé en fréquence se trouve à 90° par rapport à la tension E_2 de l'enroulement secondaire. La déviation de fréquence de E_1 se traduit par une rotation de phase de E_2 . Celle-ci produit une augmentation ou une diminution des vecteurs somme de $E_{2/2}$ et E_1 et une variation des courants I_{D1} et I_{D2} . Une augmentation de la tension E_3 correspond à une diminution de la tension E_4 d'où naissance d'une tension positive au point S dont l'amplitude augmente avec la déviation de fréquence de E_1 qui sera par exemple $+\Delta F$. Dans le cas d'une déviation $-\Delta F$, le point S devient négatif. Si $\Delta F = 0$, la tension à la sortie S sera nulle. Le discriminateur de la figure 1 ne pro-



duit aucun effet limiteur du signal. La tension d'entrée fait varier la tension de sortie.

Le discriminateur de la figure 2 présente par contre cet effet limiteur étant donné que la tension aux bornes de C ne varie pas avec la déviation de fréquence de E_1 . Une déviation ΔF produira une augmentation (ou une diminution) du courant I_{D1} traversant R et R_3 et une diminution (ou une augmentation) du courant I_{D2} traversant R et R_4 . Dans ces conditions la tension E_3 augmente pendant que E_4 diminue et $E_3 + E_4$ reste constante. Une augmentation de I_{D1} correspond à une diminution de I_{D2} . Ces deux courants traversent R en sens inverse et donnent naissance à une tension positive au point S. Cette tension est fonction du rapport I_{D1}/I_{D2} d'où le nom de discriminateur de rapport.

Le discriminateur de la figure 3 est généralement employé en discriminateur de

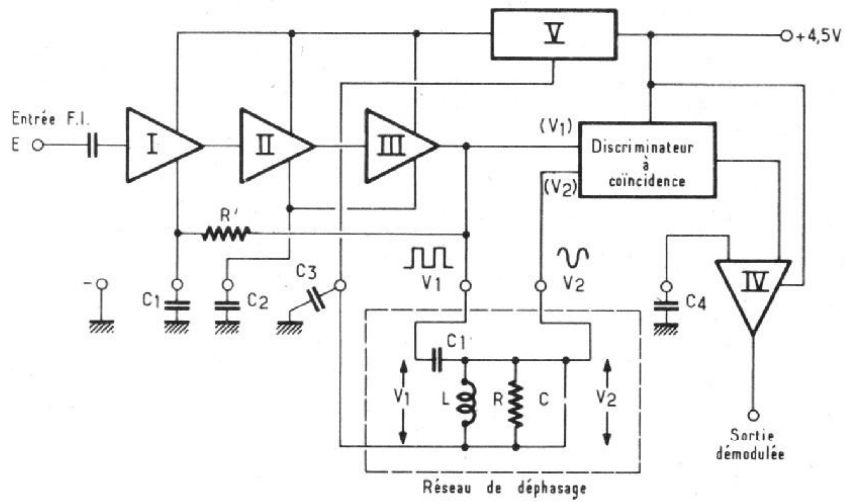


Fig. 4. - Schéma synoptique d'un discriminateur à coïncidence intégré. Le signal à fréquence intermédiaire (F.I.) est appliqué à l'entrée du 1er amplificateur limiteur. Après les 3 étages I, II et III le signal écrêté est transmis à l'entrée V_1 du discriminateur à coïncidence et à l'entrée du réseau de déphasage. Le signal sinusoïdal (V_2) de la sortie du réseau de déphasage est transmis à l'entrée V_2 du discriminateur à coïncidence. Celui-ci délivre un signal dont l'amplitude varie en fonction de la fréquence du signal F.I. à l'entrée. Le signal démodulé est transmis à un étage séparateur IV qui effectue la désaccoutation par C_4 . Le régulateur de tension V est alimenté à 4,5 V. Le découplage des limiteurs est assuré par C_1 , C_2 et C_3 . La résistance R' est insérée dans le circuit de contre-réaction en continu. L'ensemble du circuit (TAA661) est intégré sur une pastille monolithique de silicium de 1,25 x 1,25 mm.

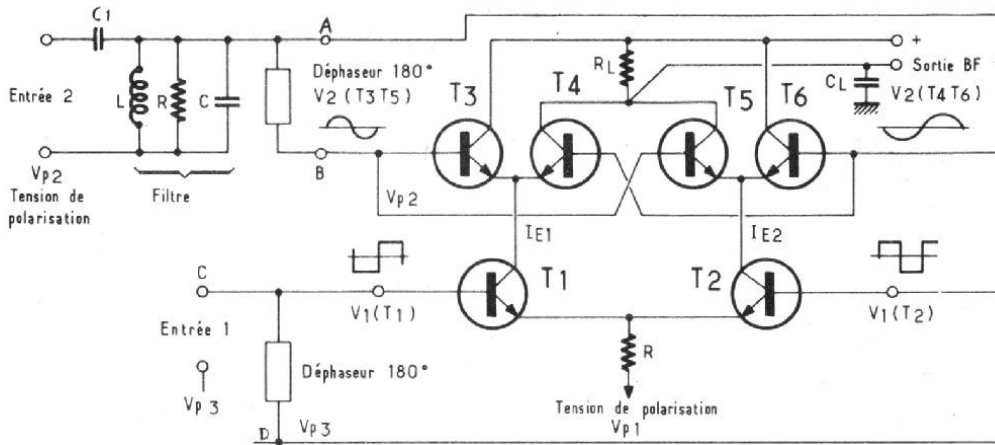


Fig. 5. - Fonctionnement du discriminateur à coïncidence. Le fonctionnement du discriminateur à coïncidence dépend essentiellement de la réponse en phase du réseau C_1, L, R, C . Le signal V_1 est le signal à fréquence intermédiaire modulé en fréquence après passage dans l'étage limiteur d'où sa forme rectangulaire. Une fraction de ce signal traverse le filtre L.R.C. et devient le signal sinusoïdal V_2 . Celui-ci est déphasé de 90° à la fréquence f_0 par rapport à V_1 . Le déphasage φ diminue avec $+\varphi f$ et augmente avec $-\varphi f$. La déviation de fréquence devient ainsi une déviation proportionnelle de phase laquelle sera ensuite mise en évidence à l'aide d'un détecteur de phase appelé circuit à coïncidence. Le transistor T_2 conduit quand $V_1(T_2)$ est positive et le transistor T_1 conduit quand $V_1(T_1)$ est positive. Pendant la conduction de T_2 , l'un, des transistors T_5 ou T_6 est débloqué par $V_2(T_3 T_5)$ ou par $V_2(T_4 T_6)$. La coïncidence de $+V_1(T_2)$ et $+V_2(T_3 T_5)$ débloque T_5 et produit le courant I_5 . La coïncidence de $+V_1(T_1)$ et $+V_2(T_4 T_6)$ débloque T_4 et produit I_4 . Les courants I_5 et I_4 produisent aux bornes de R_L la tension de sortie détectée. Les figures 7, 6 et 5 montrent que cette tension augmente proportionnellement avec le déphasage φ entre V_1 et V_2 .

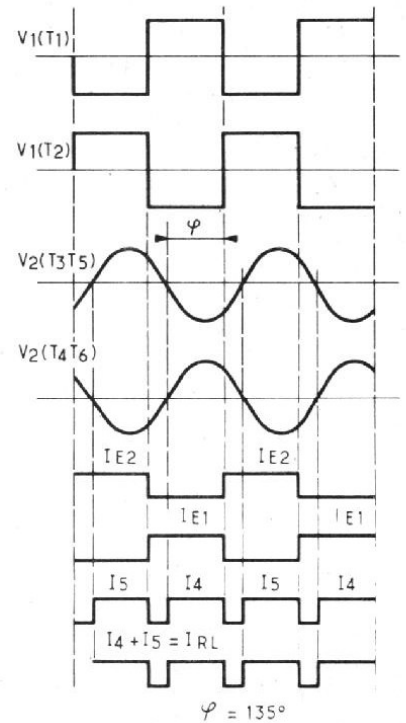


Fig. 6

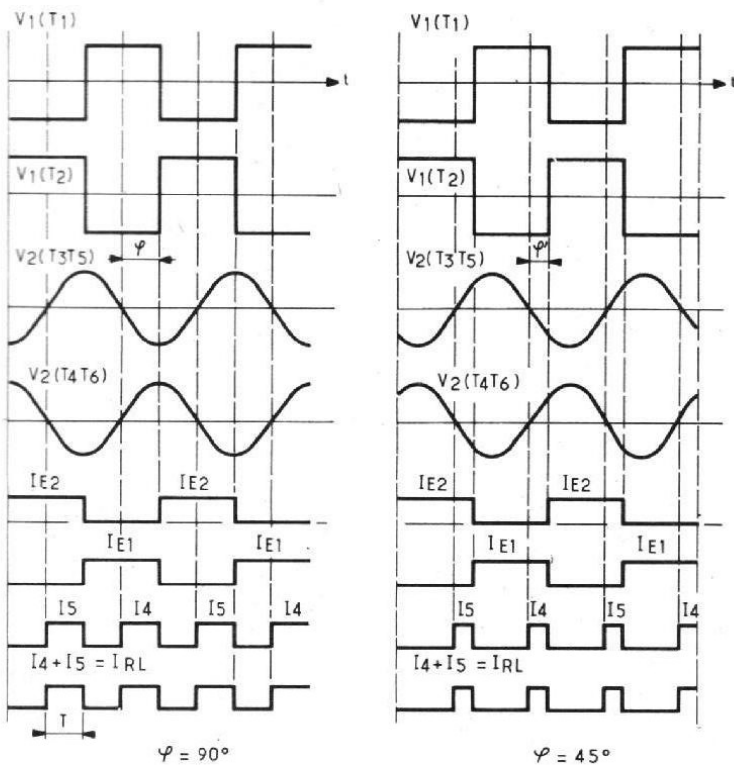


Fig. 7

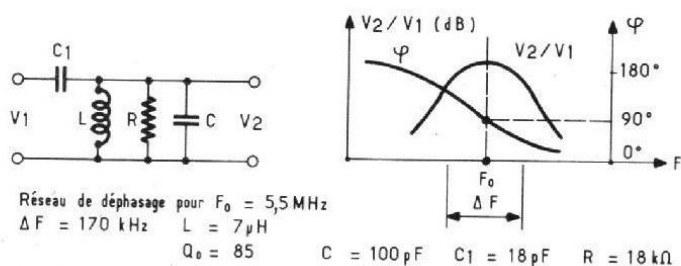


Fig. 8

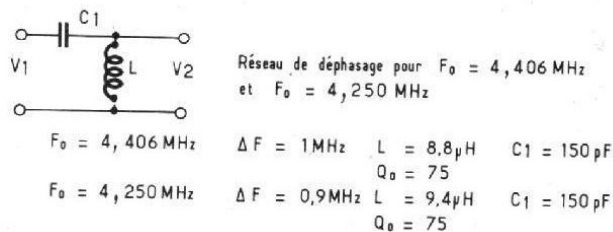


Fig. 9

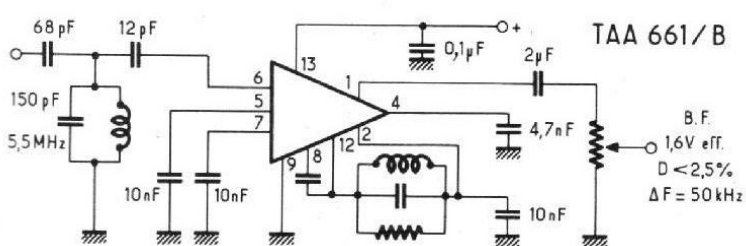


Fig. 10

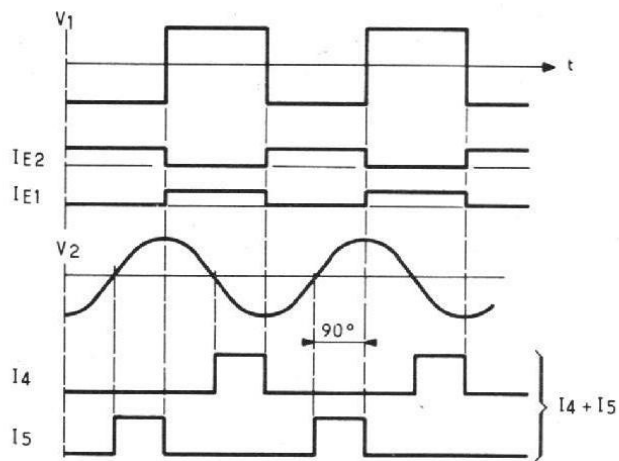


Fig. 11 a

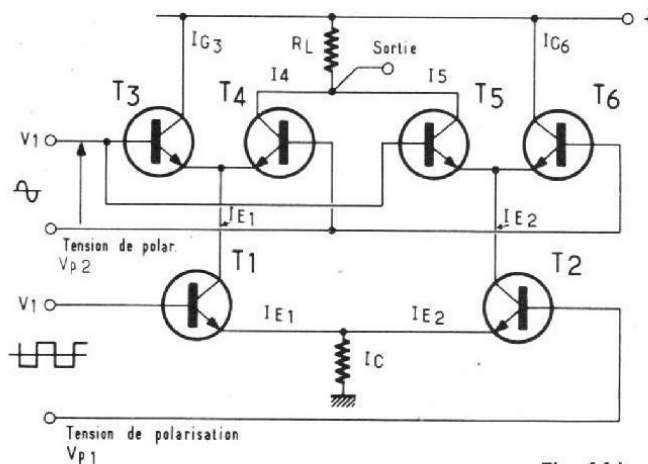


Fig. 11 b

Fig. 11. - Lorsque V_1 est positive, le transistor T_1 conduit étant donné que son circuit collecteur se ferme par T_3 ou T_4 . L'un de ces deux transistors sera toujours en conduction si V_1 est positive. Lorsque V_1 est négative, I_{E1} devient zéro et le transistor T_2 peut conduire du fait que son courant collecteur se ferme par T_5 ou T_6 . L'un de ces deux transistors sera toujours en conduction si V_1 est négative. Lorsque V_2 est positive et V_1 négative, le transistor T_5 conduit. Lorsque V_2 est négative et V_1 positive, le transistor T_4 conduit. Les courants I_4 et I_5 traversent la résistance de charge R_L et produisent le signal démodulé. La valeur moyenne I_m du courant de sortie est fonction du déphasage φ . Pour $\varphi = 90^\circ$, $I_m = I_5/2 = I_4/2$. Le courant I_m est fonction de φ . Il varie suivant une fonction linéaire de φ , c'est-à-dire avec la différence de phase entre V_2 et V_1 . $\varphi = 90^\circ$ à la fréquence F_0 . Une déviation de fréquence $-\Delta F$ produit une augmentation $+\Delta\varphi$ donc une augmentation $+\Delta I_m$ et une diminution $-\Delta V$ de la tension continue au point chaud de la résistance de charge R_L . Une déviation de fréquence $+\Delta F$ produit une augmentation de la tension continue au point chaud de R_L . Le discriminateur de la figure 11 est insensible aux variations du rapport cyclique de V_1 . Il est également insensible aux perturbations. Il peut être employé comme démodulateur F.M. du signal à fréquence intermédiaire suivant le schéma de la figure 10 où $F_0 = 5,5 \text{ MHz}$. En modifiant son réseau de déphasage (figure 9), il peut démoduler les sous-porteuses SECAM. Son emploi en fréquence intermédiaire 39,2 MHz correspondant au son de la télévision française permet de réaliser la commande automatique de fréquence de l'oscillateur U.H.F. L'étage suiveur-séparateur de la figure 4 produit une tension de sortie qui varie linéairement avec φF .

phase dans les téléviseurs où la tension au point S commande l'asservissement de la base de temps horizontale. Le point B reçoit un signal en dent de scie provenant des impulsions intégrées du transformateur ligne. Le transistor T reçoit à sa base les impulsions de synchronisation provenant de l'étage séparateur. Les deux diodes D₁ et D₂ sont soustraites à ces impulsions et aux dents de scie. Lorsque les impulsions ont lieu à l'instant T₁, la tension au point S est nulle car les diodes conduisent simultanément avec le même courant. Une avance des dents de scie (voir l'instant T₂) produit une augmentation du courant dans D₂ d'où naissance d'une tension négative au point S.

Un retard de phase (t₃) augmente le courant dans D₁ et produit une tension positive à S. La tension d'asservissement que l'on obtient après filtrage est fonction de la phase et de la fréquence de l'oscillateur ligne.

LE DISCRIMINATEUR A COINCIDENCE

Sa version intégrée est donnée par le synoptique de la figure 4. Le signal à fréquence intermédiaire modulée en fréquence est appliqué à l'entrée E. Il est ensuite amplifié et échantillé par les étages I, II, III. La sortie de l'étage III est reliée à l'entrée (V₁) du discriminateur et à l'entrée d'un réseau de déphasage dont la tension de sortie V₂ se trouve déphasée de 90° par rapport à la tension d'entrée V₁. La tension V₂ est appliquée à la seconde entrée (V₂) du discriminateur. Ce déphasage de 90° correspond à la fréquence F₀ du signal F.I. à l'entrée E. Si la fréquence du signal F.I. augmente, le déphasage φ diminue et si la fréquence diminue le déphasage φ augmente. Les caractéristiques de

phase et d'amplitude du réseau de déphasage sont montrées en figures 8 et 9. Le schéma du discriminateur est celui de la figure 5 où le point C représente l'entrée de la tension échantillée V₁ et le point A l'entrée de la tension sinusoïdale déphasée V₂. Afin de faciliter l'exposé concernant le fonctionnement du discriminateur, nous avons supposé que les transistors T₃ T₅ sont commandés par la tension V₂ (T₃ T₅) et les transistors T₄ T₆ par la tension V₁ (T₄ T₆) de phase opposée. Le même raisonnement a été admis pour les transistors T₁ et T₂ avec V₁ (T₁) et V₂ (T₂). Le fonctionnement dans ces conditions est facile à comprendre si l'on regarde les oscillogrammes des figures 6 et 7 concernant les courants émetteur I_{E2}, I_{E4} et I_{E5}. Ce sont ces deux derniers I_{E5} et I_{E4} qui traversent la résistance de charge R_L et qui produisent le signal démodulé aux bornes de R_L discriminateur de la figure 5. Pour φ = 0° on n'a pratiquement aucune impulsion I₄ et I₅. Les impulsions I₄ et I₅ prennent naissance avec φ et leur durée augmente avec φ. Pour φ = 90°, le courant I_{RL} se compose des impulsions de la figure 7a dont les durées sont T. Une augmentation de la fréquence réduit φ et T (fig. 7b). Une diminution de la fréquence augmente φ et T (fig. 6). Il en résulte à la sortie du discriminateur un signal variable, proportionnel à la différence de phase entre V₁ et V₂. Ce signal est intégré par R_L C_L. Le fonctionnement du circuit intégré de la figure 4 est décrit à l'aide de la figure 11. La commande des transistors s'effectue seulement sur T₃, T₅ sinusoïdal et sur T₁ en signal carré.

Une application de ce circuit est donnée en figure 10.

BIBLIOGRAPHIE

INITIATION PRATIQUE À L'EMPLOI DES CIRCUITS INTÉGRÉS DIGITAUX

Par F. HURÉ

LES amateurs utilisent couramment, depuis de nombreuses années déjà, les transistors avec lesquels ils sont complètement familiarisés. Ils semblent, par contre, réticents en face de l'emploi des circuits intégrés. Ces derniers-nés de la technique leur paraissent en effet, réservés à une classe de techniciens avertis. Ne dit-on pas que ces éléments sont dotés d'une extrême fragilité, difficiles à manier en raison de leur petitesse, et adaptés à des circuits extrêmement compliqués qui sortent le plus souvent de la compétence de l'amateur moyen.

Il convient d'apporter le démenti le plus formel à ces affirmations erronées. Les circuits digitaux, au contraire, apportent des solutions très simples à des problèmes qui ne pouvaient être abordés jusqu'alors. Ils permettent la réalisation de circuits extrêmement intéressants, même par l'amateur le moins chevronné. Ces composants ne sont pas plus fragiles que les transistors si l'on observe les précautions applicables à tous les semi-conducteurs. Leur utilisation, peut-être un peu plus délicate en raison du plus grand nombre de broches très rapprochées, ne constitue pas un obstacle insurmontable.

Enfin, que l'on se rassure, il n'est pas nécessaire d'avoir fait des études de mathématiques supérieures pour utiliser les circuits digitaux. Si la connaissance de l'algèbre de Boole facilite la compréhension des résultats, celle-ci n'est nullement indispensable. D'ailleurs, les jeunes élèves sont maintenant rompus à la théorie des ensembles qui renferment les notions essentielles.

Les quelques définitions de base que nous lui consacrons, parce que nous pensons qu'elles sont accessibles à tous et qu'elles permettent une meilleure compréhension des circuits de base, ne sont nullement indispensables.

L'ouvrage que nous vous présentons tend à démythifier le circuit intégré, en comprenant son fonctionnement à l'aide de quelques simples circuits de manipulation. Nous espérons ainsi le mettre au service d'un plus grand nombre d'amateurs en leur apportant les connaissances de base indispensables, et en les amenant à réaliser des circuits dont la facilité les surprendra.

SOMMAIRE

Généralités sur les circuits logiques - Caractéristiques de la famille 74 - Les bases de l'algèbre de Boole - Portes - Manipulations avec différents types de portes - Matériel nécessaire - Alimentation 5 V pour circuits intégrés - Essai simultané d'une chaîne de portes NAND - Réalisation d'un simulateur logique - générateur 1 Hz à 5 Hz - Tableau résumé des fonctions logiques - Les bascules : simple R-S, R-S-H, D, J-K, Maître-Esclave, monostables - Trigger de Schmitt - Comptage et affichage - Le calcul binaire - Décodeur BCD ou binaire codé décimal - Les tubes Nixie et décodeur BCD - Le display à sept segments - Réalisation d'un compteur par 10 - Registre à décalage.

Un livre de 112 pages, format 15 x 21, broché sous couverture pelliculée en couleur. Prix : 25 F.

En vente à : Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris.

NOTRE COURRIER TECHNIQUE

par R.-A. RAFFIN

RR - 3.09 - M. JULLIEN, 35 Rennes nous soumet le schéma (qu'il a relevé lui-même) d'un récepteur récupéré et nous demande conseil pour sa remise en état.

Nous ne pouvons que très difficilement vous répondre valablement. En effet, votre « schéma » n'est pratiquement pas exploitable, car il manque de nombreuses valeurs et de nombreuses connexions (sans parler des erreurs !). En outre, la partie se rapportant aux commutations est absolument incompréhensible, les commutations opérées par les poussoirs n'étant pas indiquées ; de ce fait, il est impossible de déterminer à quoi sert le bouton 3 (par exemple).

Les transistors Texas Instruments que vous nous citez ne figurent pas dans nos documentations, du moins sous les « immatriculations » indiquées.

Si une tension d'alimentation anormalement élevée est nécessaire pour obtenir le fonctionnement du récepteur, c'est sur l'étage oscillateur changeur de fréquence (transistor T1) que doivent porter vos recherches ; transistor défectueux, ou résistances connexes de valeurs incorrectes.

Pour l'étage de sortie BF à transistors complémentaires AC 117 + AC 175, et compte tenu du montage mis en œuvre, c'est un haut-parleur

présentant une impédance d'au moins 8Ω (sinon davantage) qu'il convient d'employer.

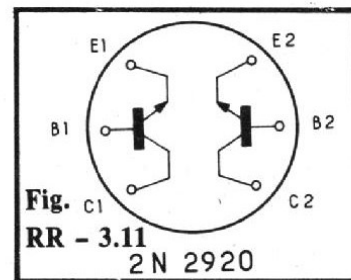
RR - 3.11-F - M. Pascal ABHERVE, 92 Antony nous demande : 1) Les types de lampes équipant un électrophone Duetto CB 115 de 1961 ; 2) Les caractéristiques des circuits intégrés SFC 2105 M, SN74121 N et 2N2920.

1) Nous ignorons les types des lampes équipant cet électrophone. Mais en principe, les immatriculations des lampes sont inscrites sur l'ampoule de verre.

2) Caractéristiques demandées :

SFC 2105 M : circuit intégré, régulateur de tension ; gamme de température -55°C à $+125^{\circ}\text{C}$; gamme de tension d'entrée : 8,5 à 50 V ; gamme de tension de sortie 4,5 à 40 V ; intensité maximale de l'utilisation : 20 mA ; boîtier TO 99.

SN74121 N : circuit intégré monostable : veuillez vous



reporter à l'article publié aux pages 374 et 375 du n° 1526, ainsi qu'à la réponse RR - 7.39-F page 370 du même numéro.

2N2920 : transistor silicium NPN double ; $P_c \text{ max} = 300 \text{ mV}$; $BV_{cbo} = 60 \text{ V}$; $BV_{ceo} = 60 \text{ V}$; $BV_{ebo} = 6 \text{ V}$; $I_c = 30 \text{ mA}$; $h_{fe} = 150$ pour $V_{cb} = 5 \text{ V}$ et $I_e = 10 \mu\text{A}$; brochage voir figure RR - 3.11.

RR - 3.12 - M. Fabrice HAMMER, 09 Prat-Bonrepoux nous demande : 1) Les caractéristiques et brochages des lampes EBF 89, ECC 189, etc. ; 2) Le schéma du téléviseur T5131 ; 3) La puissance d'une résistance par rapport à ses dimensions.

1) Toutes les lampes que vous nous citez sont classiques et extrêmement courantes ; vous trouverez leurs caractéristiques et leurs brochages dans n'importe quel lexique de tubes radio (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris).

2) Nous n'avons pas le schéma de ce téléviseur ; il faut le demander à Ducretet Thomson par l'intermédiaire d'un radio-électricien de votre région, dépositaire de cette marque.

3) Certes, plus une résistance présente des dimen-

sions importantes, plus elle peut dissiper une puissance élevée ; mais il n'y a aucune règle, aucune relation permettant un calcul ou une détermination de ce genre. Cela dépend notamment s'il s'agit d'une résistance agglomérée, d'une résistance à couche, d'une résistance bobinée, etc.

RR - 3.13-F - M. Hervé OBRITIN, 62 Bapaume nous demande les renseignements suivants :

1) **Modification à apporter à un montage réducteur de tension stabilisée 12 V - 9 V** à transistors pour l'obtention d'une tension de sortie de 6 V.

2) **Correspondance de transistors.**

3) **Correspondance du circuit intégré type MC 1741 CG.**

4) **Caractéristiques de diodes.**

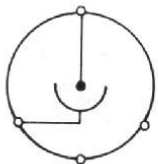
5) **Caractéristiques et brochage du tube 3533.**

1) Votre montage n'a pas à être modifié ; il suffit simplement d'utiliser une diode Zener type BZX 46/C6 V2 en lieu et place de celle qui était prévue à l'origine.

2) **Correspondances des transistors :**

2N2904 — BC161.
2N963 — 2N961, 2N962, 2N965, 2N2400.

3) **Correspondances du circuit intégré MC1741 CG :**
TBA 221, $\mu\text{A} 741 \text{ HC}$; LM



3533

Fig. - RR - 3.13

741 CH, N5741 T, SN72741 L; SFC 2741 C.

4) Caractéristiques des diodes :

1N4003 : diode redresseuse, intensité redressée max = 1 A ; tension inverse de crête max = 200 V.

ZF 12 : diode Zener 12 V ; 400 mW.

Les autres semi-conducteurs cités dans votre lettre ne figurent pas dans nos documentations, du moins sous les immatriculations indiquées.

5) **Tube 3533** : cellule photo-électrique ; $V_a = 100$ V ; $V_a \text{ max} = 140$ V ; C interne = 5 pF ; sensibilité = 150 μ A/Lu ; résistance anodique série minimum = 100 k Ω ; brochage voir figure RR - 3.13.

RR - 3.14 - M. Gilbert BEZET, 27 Saint-André-de-l'Eure sollicite des renseignements concernant :

2) Le transistor **MPSU 52** ;

2) Un téléviseur de marque **Portimage 320**.

1) Le transistor **MPSU 52** est de fabrication Motorola. Vous pouvez donc vous le procurer en écrivant à : S.C.A.I.B. 15 et 17, avenue de Ségur - 75007 Paris.

2) Nous ne possédons pas le schéma de cet appareil ; il vous appartient de le demander à votre fournisseur (où vous avez acheté ce téléviseur).

Concernant son dépannage éventuel, nous ne pouvons précisément pas vous guider, faute de pouvoir en examiner le schéma. D'après vos explications, nous pensons seule-

ment que l'étage (ou les étages) vidéo-fréquence pourrait être en cause.

RR - 3.15 - M. Dominique BONNEROI, 58 Decize (35 La Croix-du-Pavé-Saint-Léger-des-Vignes) recherche le schéma d'un magnétophone présentant les caractéristiques suivantes : Marque Opelem professionnel ; 3 moteurs, 3 têtes, 2 pistes ; vitesse 9,5 cm/s ; bobine de 18 ; fonctionnement par relais ; poids 19,5 kg.

Se mettre en rapport directement avec notre correspondant à l'adresse indiquée ci-dessus.

RR - 3.16 - M. Gérard GABBI, 34 La Grande-Motte sollicite divers renseignements concernant les interphones HF secteur.

1) Des montages d'interphones HF secteur ont été décrits dans nos publications suivantes : Radio Plans 271, 304 ; Electronique Pratique 1536 ; Haut-Parleur 1114, 1123, 1129.

2) L'utilisation des fils du secteur comme porteurs du courant HF modulé est exposée dans les descriptions citées.

3) Il est toujours possible pratiquement, de séparer la section « émission » et la section « réception » ; mais la section BF étant commune et fonctionnant en alternat, il faudrait en construire deux par poste. En outre, en cas de fonctionnement simultané, il y aura inévitablement « accrochage acoustique ».

4) Nous attirons votre attention par ailleurs sur le fait que ces interphones fonctionnent sur « ondes courtes » (généralement vers 150 kHz) ; en conséquence, le procédé de modulation qui a été retenu est la modulation en **amplitude**. En effet, la

modulation de fréquence occuperait un spectre de fréquences inadmissible dans la gamme d'ondes considérée.

RR - 3.17 - M. Lucien LE DOZE, 66 Amélie-les-Bains nous demande conseil pour améliorer ses réceptions de radio.

Il est bien évident que des stations telles que Europe 1 ou RTL ne doivent pas arriver avec un champ très puissant dans votre région.

De plus, l'écoute effectuée avec l'antenne-radio incorporée du récepteur n'arrange rien... dans le cas d'un bâtiment en béton armé !

Si votre récepteur possède une prise pour antenne auxiliaire extérieure, vous pourriez essayer d'en connecter une ; quelques mètres de fil suffisent.

Quant aux parasites, une prise de terre reliée au récepteur peut également apporter une amélioration dans ce domaine.

De toutes manières, si ces parasites sont provoqués par le fonctionnement de l'ascenseur, il faut le faire vérifier, car cela n'est pas du tout normal.

RR - 3.18 - M. Patrick GALEA, 06 Nice nous demande des renseignements au sujet de la mise en fonc-

tionnement d'un amplificateur BF à l'aide d'une « touche sensitive ».

Nous ne comprenons pas le sens de votre demande ; nous ne parvenons pas à saisir ce que vous voulez savoir.

Nous vous dirons cependant que le montage de « touche sensitive » dont vous nous soumettez le schéma est tout à fait valable... à une réserve près !

En effet, dans votre projet, l'amplificateur BF serait connecté à la prise marquée « charge ». Or, nous observons que cette sortie pour l'utilisation est commandée par un thyristor. Il serait bien préférable d'utiliser un triac qui laisserait passer les deux alternances du secteur et qui assurerait ainsi une alimentation plus rationnelle de l'amplificateur.

RR - 3.19 - M. Bernard BOISDEQUIN, Fait-lez-Nanage (Belgique) nous demande des renseignements concernant :

1) Les triacs ;

2) Un amplificateur BF d'une dizaine de watts avec impédance de sortie de 2 000 Ω ou davantage (à transistors) ;

3) Un compresseur de dynamique.

1) Tout triac peut évidemment fonctionner comme un relais, c'est-à-dire en « tout ou

RADIO

Robur VOUS SOUHAITE DE

BONNES VACANCES

Et vous
informe
qu'il sera
fermé

DU 2 AOUT
AU 30 AOUT

RADIO

Robur
HAUTE FIDELITE

102. bd Beaumarchais, PARIS (11^e)

rien ». Mais il ne peut commander ainsi qu'un circuit parcouru par du courant alternatif.

2) Il n'est pas possible de concevoir un amplificateur BF à transistors d'une dizaine de watts sortant directement sur une impédance de 2 000 Ω . La solution consiste à utiliser un amplificateur ordinaire, de la puissance souhaitée, et sortant sur l'impédance habituelle de 5 à 8 Ω ; ensuite, sur cette sortie, vous connectez un transformateur BF élévateur d'impédance. Exemple: sortie 8 Ω pour impédance 2 000 Ω , utilisez un transformateur de rapport 16 environ.

3) Veuillez vous reporter à notre numéro 1526, pages 372 et 373, schéma de la partie supérieure (compresseur).

RR - 3.20 - M. J.-C. GUIRY, 64 Mourenx nous demande divers renseignements sur les antennes et l'émission d'amateur.

Vos questions nécessitent un très long développement qui sortirait du cadre de notre rubrique.

Nous vous conseillons de vous reporter à l'ouvrage: « L'émission et la réception d'amateur », 8^e édition (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris) dans lequel vous trouverez réponses à tous les sujets qui vous préoccupent.

RR - 3.21 - M. Yves LASANDRE, 23 Gueret nous demande :

1) Des renseignements sur les différentes présentations des boîtiers du circuit intégré SFC2723 ;

2) Le schéma d'un stroboscope pour le réglage des moteurs d'automobiles ;

3) Les caractéristiques du transformateur équipant un convertisseur d'alimentation.

1) Veuillez vous adresser directement à Sescosem, 101, boulevard Murat - 75016 Paris.

2) Nous vous conseillons de vous reporter à nos publications suivantes : Radio Plans 270, 290, 302 ; Haut-Parleur 1049, 1207, 1316.

3) Nous n'avons pas les caractéristiques de ce transformateur. Etant donné qu'il s'agit d'une réalisation de Magnétic-France, nous vous suggérons d'écrire directement à cette société : 175, rue du Temple - 75003 Paris.

RR - 3.22 - M. Denis TEMPE, 68 Sigolsheim sollicite divers renseignements, notamment au sujet des modulateurs de lumière.

1) Nous l'avons signalé déjà dans cette rubrique, un moyen simple, pour améliorer la sensibilité des modulateurs de lumière consiste à utiliser un transformateur de couplage présentant un rapport de transformation élevé (plus élevé que celui des transformateurs généralement proposés pour cette fonction). Naturellement, il convient d'employer à la suite un potentiomètre (ou des potentiomètres) de valeur égale-ment plus élevée.

Mais il demeure bien évident qu'un moyen excellent réside dans l'emploi d'un petit amplificateur BF auxiliaire, soit amplificateur unique (et l'on peut faire la sélection des canaux ensuite), soit un amplificateur sur chaque canal si l'on fait la sélection avant (c'est cette solution qui a été adoptée dans le montage décrit à la page 103 du n° 1283).

Personnellement, nous ne connaissons pas le dispositif proposé par la firme citée dans votre lettre, mais il y a gros à parier qu'il s'agit d'un amplificateur simple BC207 + BD136, ou similaire, du genre de celui représenté dans notre n° 1283.

2) Dans le montage que vous nous proposez de réaliser :

P1 peut avoir 500 à 1 000 Ω pour valeur ;

T1 est un transformateur ordinaire de déclenchement (très courant dans le commerce); son rapport est de l'ordre de 1; la résistance shunt de 2,2 k Ω améliore la forme du signal de déclenchement.

3) L'application inattendue du montage de « Barrière en lumière modulée » que vous envisagez semble possible, en effet. Mais nous ne pouvons pas prendre une position catégorique sans essais préalables. Faites-en donc l'essai et éventuellement tenez-vous au courant des résultats obtenus.

RR - 3.23 - M. Michel LEVY, 76 Fécamp nous demande conseil concernant des dispositifs d'alarme anti-vol.

1) Nous n'avons pas le schéma interne du circuit intégré C/MOS 4011.

2) Nous ne comprenons pas le sens de votre seconde question. En effet, le bistable a deux sorties Q et Q'; alors cela dépend de laquelle vous considérez. En tout état de cause, le fonctionnement du bistable est exposé à la page 364 n° 1530.

3) Le montage que vous schématisez sur votre lettre nous semble vraiment simple et embryonnaire. Ce qui ne signifie pas qu'il ne puisse tout de même pas donner de bons résultats. L'essai est à faire.

RR RR-4.01 - M. Marc LAURENT, 91 Athis-Mons sollicite des précisions concernant le « chenillard » à 3 voies décrit dans notre N° 1478, page 348.

1) La diode de redressement est du type BY 127 (R.T.C.).

2) Nous n'avons pas le dessin du circuit imprimé; mais compte tenu du plan d'implantation (fig. 5), il est aisé de le concevoir.

3) Les brochages des circuits intégrés utilisés dans ce montage ont été publiés dans la réponse RR-3.08-F, page 331, N° 1503.

RR-4.02 - M. André COL-LARD, 5100 Jambes (Belgique) nous demande conseil pour la mise au point d'un modulateur de lumière construit d'après la description publiée dans notre numéro 1308, page 151.

Comme à l'accoutumée, nous ne pouvons pas deviner à distance ce qui ne va pas dans votre montage.

Les types de composants que vous avez utilisés sont tout à fait corrects; mais n'ont-ils pas été plus ou moins détériorés à la suite d'essais malencontreux ?

Les diodes Zener Z₁, Z₂, Z₃, Z₄ ainsi que le transistor (2 N 2905 A ou similaire), sont-ils en bon état ?

En ce qui concerne le transformateur TRS 19 utilisé comme transformateur d'impulsions, le primaire est constitué par deux enroulements connectés en parallèle: Il y a évidemment un sens de connexion pour ces deux enroulements... Vous en avez peut-être connecté un à l'envers par rapport à l'autre ?

En vérité, du fait de son étage auxiliaire d'amplification à transistor, nous pouvons vous assurer que ce modulateur de lumière est très sensible et peut convenir à de très faibles puissances BF.

RR-4.03-F - M. Jean-François BOISSET, 69 Lyon, a construit une horloge électronique digitale, mais constate qu'elle « décroche » sou-

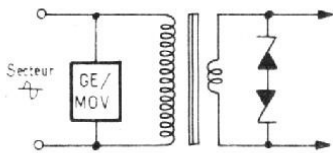


Fig. - RR - 4.03

vent du fait des parasites véhiculés par le secteur.

Ce sont, en effet, les transitoires provoqués par les parasites, véhiculés par le secteur électrique, qui altèrent parfois le bon fonctionnement de certaines horloges électroniques.

Bien évidemment, il serait normal et sage que vous commenciez par déparasiter vos propres appareils ménagers (pour vous-même et vos voisins !).

Cela dit, vous pouvez essayer le montage d'un filtre antiparasite en double π sur les fils du secteur alimentant la pendule.

D'autre part, nous vous signalons l'existence d'un composant appelé GE-MOV (fabrication de la « General Electric ») précisément destiné à limiter, à écrêter, les transitoires du réseau (voir Electronique Professionnelle N° 1367, page 17). Ce composant se connecte donc en parallèle sur les deux fils du secteur, à l'entrée de l'horloge.

Enfin, on nous a signalé aussi que d'excellents résultats ont été obtenus en utilisant deux diodes Zener connectées en opposition et en série : ce groupement série de diodes est monté en parallèle sur le secondaire du transformateur alimentant la pendule. Le principe est le même : les diodes Zener écrêtent les transitoires indésirables. Il faut évidemment choisir des diodes dont la tension de Zener est très légèrement supérieure à la tension maximale présente au secondaire du transformateur (voir figure RR-4.03).

RR-4.04 - M. Yvan KRIZ, 77 Mormant, nous demande conseils pour la construction d'une alimentation.

1) Le pont redresseur moulé type B 80 C 5000/3300 présente les caractéristiques essentielles suivantes :

Tension inverse de crête = 190 V

Tension alternative appliquée = 80 V eff. maximum

Intensité moyenne redressée = 3,3 A avec condensateur à l'entrée du filtre.

2) Ce pont redresseur convient donc très amplement pour une alimentation destinée à deux préamplificateurs.

3) Si un amplificateur consomme 2,5 A, vous pouvez très bien utiliser un transformateur d'alimentation susceptible de délivrer 3 ou 5, ou 10 ampères... Qui peut le plus, peut le moins. L'amplificateur ne consommera que l'intensité dont il a besoin !

RR-4.05 - M. BENACHE-NOU, Alger (Algérie), nous demande les caractéristiques de divers semiconducteurs.

1) Nous n'avons trouvé aucun renseignement concernant les circuits intégrés Motorola cités dans votre lettre. Veuillez vous adresser directement à : S.C.A.I.B. - Motorola, 15-17, avenue de Ségur, 75007 Paris.

2) Caractéristiques des semiconducteurs :

ASZ 18 : germanium PNP ; BF ou commutation ; $V_{cb} = 100$ V ; $V_{ce} = 32$ V ; $I_c = 8$ A max ; $P_d = 30$ W max ; $f_{fe} = 20$ à 65 pour $I_c = 6$ A.

2 N 174 A : germanium PNP ; BF ou commutation ; V_{cb}

= 80 V ; $V_{ce} = 70$ V ; $P_d = 100$ W max ; $h_{fe} = 25$ à 30 pour $I_c = 5$ A.

2 N 1540 : germanium PNP ; BF ou commutation ; $V_{cb} = 60$ V ; $V_{ce} = 30$ V ; $V_{eb} = 30$ V ; $I_c = 5$ A max ; $P_d = 106$ W max ; $h_{fe} = 50$ à 100 pour $V_{ce} = 2$ V et $I_c = 3$ A.

BTX 73-600 : thyristor silicium ; 600 V ; 25 A max ; commande de gâchette = 50 mA 3 V.

RR-4.06 - M. Denis BOURGADE, 92 Montrouge, nous demande :

1) Si nous avons publié un schéma destiné à faire fonctionner un tube fluorescent à partir d'un accumulateur de 12 volts ;

2) L'adresse d'un fabricant de résistances de précision (1 %).

1) Veuillez vous reporter à notre numéro 1123, page 105.

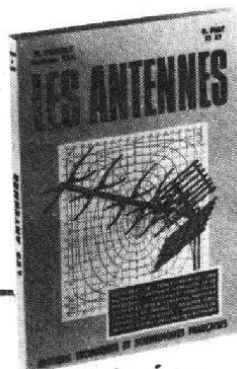
Mais il vous faudra passer par l'intermédiaire d'un revendeur radioélectricien.

RR-4.07 - M. René FONTES, 84 Le Pontet, sollicite divers renseignements concernant le temporisateur pour développement photo décrit dans notre numéro 1482, page 312.

Tous les renseignements que vous souhaitez obtenir ont déjà fait l'objet de la réponse RR-5.55-F, page 388 du numéro 1517.

Si nos amis lecteurs voulaient bien suivre la présente rubrique avec attention, cela ferait gagner du temps à tout le monde !

RR-4.08 - M. Georges ROY, 13 Marseille, nous



LES ANTENNES

par **R. BRAULT ingénieur E.S.E.** et **R. PIAT F3XY**

8e Édition entièrement remise à jour

Cet ouvrage, le plus ancien traitant de la question des « antennes » en langue française, est aussi le plus complet. Il est destiné, spécialement, aux « amateurs-émetteurs » qui désirent obtenir les performances maximales de leur station et il décrit tous les types d'antennes depuis les plus simples jusqu'aux antennes modernes les plus élaborées en en donnant le principe, la façon de les réaliser et de les mettre au point.

CHAPITRES PRINCIPAUX

La propagation des ondes. Les antennes. Le brin rayonnant. Réaction mutuelle entre antennes accordées. Diagrammes de rayonnement. Les antennes directives. Antennes pour stations mobiles. Mesures à effectuer dans le réglage des antennes. Couplage de l'antenne à l'émetteur. Pertes dans les antennes. Solutions mécaniques au problème des antennes rotatives. Cadres et antennes rotatives. Cadres et antennes en ferrite.

UN VOLUME BROCHÉ. FORMAT 15 x 21 - 336 PAGES
NOMBREUX SCHÉMAS. COUVERTURE COULEUR PRIX : 40 F
PELLICULÉE ; EN VENTE : LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO.
TEL. : 878-09-94/95 - 43, RUE DE DUNKERQUE - 75019 PARIS - C.C.P. 4949-29 PARIS.

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 10 % pour frais d'envoi à la commande - En port recommandé + 2,40 F).

demande conseils pour la réalisation des antennes de télévision, l'installation des câbles de descente, etc.

1) Compte tenu du prix des antennes TV commerciales, fabriquées en grande série, il n'est vraiment plus bénéfique à l'heure actuelle de chercher à les construire soi-même.

De toute façon, nous vous indiquons l'ouvrage « Antennes de télévision toutes chaînes » par F. Juster dans lequel vous trouverez tous les éléments de fabrication souhaités (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75019 Paris).

2) Lorsque le champ des stations reçues est faible, il est recommandé d'avoir autant de câbles coaxiaux de descente qu'il y a d'antennes.

Dans le cas contraire, on peut n'utiliser qu'un seul câble de descente ; mais il faut installer un **coupleur** au départ (vers les antennes) et un **séparateur** à l'arrivée (vers le téléviseur).

RR-4.09 - M. Noël PREVOST, Yaounde (Cameroun) nous demande de lui proposer une solution ou un montage pour réaliser une clôture électrique destinée à un parc pour escargots.

Dans l'immédiat, nous n'avons hélas rien à vous suggérer...

En fait, nous avons bien compris votre problème et ses difficultés :

— La bave d'escargot a tendance à court-circuiter plus ou moins partiellement les chicanes de la grille.

— Si l'on augmente la tension, ces courts-circuits seront encore plus importants et se manifesteront encore plus facilement.

— Si l'on augmente l'espace entre les chicanes de la grille, certains escargots passeront à travers... n'étant plus soumis à la barrière électrique.

Nous allons réfléchir à ce

délicat problème, et sans doute nos amis lecteurs aussi...

RR-4.10 - M. CAUDRON, 76 Cleres, nous demande conseil pour l'augmentation de puissance d'une sirène électronique.

Le petit « bricolage » que vous proposez ne serait pas valable.

La solution consiste simplement à faire suivre le montage actuel par un amplificateur de puissance.

Nous aurions aimé vous proposer un schéma pour cet amplificateur ; malheureusement, vous ne nous dites rien au sujet de la **puissance** que vous souhaitez obtenir...

Quant au haut-parleur, nous vous conseillons un type à chambre de compression, monté en cornet, et d'une puissance égale (sinon supérieure) à celle susceptible d'être délivrée par l'amplificateur.

Vous pourriez aussi utiliser un « **module** » amplificateur BF, comme on en trouve maintenant dans le commerce (modules I.L.P.).

RR-4.11 - M. Christian GORISSE, 13 Istres, nous demande les caractéristiques exactes de la courbe R.I.A.A. d'enregistrement des disques.

1) Nous pensons que vous avez eu satisfaction à la lecture de notre article publié dans le numéro 1544 (page 340). Cette courbe de correction R.I.A.A. est représentée sur la figure 2.

En toute théorie, pour une correction exacte à la reproduction, on a un affaiblissement de 6 dB par octave de 50 Hz à 500 Hz et un affaiblissement de 6 dB par octave également de 2 100 Hz à 15 000 Hz ; de 500 Hz à 2 100 Hz, on doit avoir un affaiblissement de 6 dB (donc

3 dB par octave environ seulement), et parfois on fait même cette page de réponse plate.

Mais comme nous l'avons dit, ceci est de la théorie et est bien rarement respecté avec précision. On s'en aperçoit facilement à l'audition des disques, d'une marque à une autre, et même au sein d'une même marque. C'est la raison pour laquelle le maintien des réglages auxiliaires séparés « graves » et « aiguës » demeure obligatoire.

2) Les valeurs RC de votre boucle de correction R.I.A.A. nous semblent correctes, du moins dans leurs proportionalités (ou entre elles, si vous préférez). Certes, on peut rencontrer, parmi divers montages, des valeurs différentes pour les résistances et condensateurs du circuit de correction ; mais cela dépend aussi de la grandeur de l'impédance du circuit sur lequel on opère.

3) L'adresse de Tektronix est : Z.I. de Courtabœuf, 91401 Orsay.

RR-4.12 - M. Jean-Pierre BARBIEUX, 65 Hersin-Coupigny nous demande comment faire pour supprimer un ronflement ou s'il existe un appareil pour cela...

Nous n'avons pas connaissance de l'existence d'appareils permettant de supprimer les ronflements !

Le ronflement que vous constatez ne peut provenir que d'une interconnexion incorrecte entre la sortie du récepteur de radio et l'entrée de l'amplificateur BF.

Cette liaison doit être effectuée entièrement avec du fil blindé (blindage relié à la masse) ; en outre, la masse du récepteur doit être reliée à la masse de l'amplificateur.

RR-4.13 - M. Jean-Pierre BILLON, 40 Mont-de-Marsan, nous demande conseil

pour effectuer une liaison correcte entre un téléviseur et un magnétophone en vue de l'enregistrement du son.

La liaison que vous avez essayée depuis la sortie HP pourrait être correcte ; néanmoins, par ailleurs, il importe de réunir la masse du téléviseur à la masse du magnétophone. Or, de **nombreux** téléviseurs ont une alimentation comportant un pôle du secteur à la masse ; il est alors prudent et nécessaire d'intercaler un transformateur secteur d'isolement (rapport 1/1).

Plus rationnellement, vous pourriez prélever les signaux BF sur le « point chaud » du potentiomètre de volume en intercalant un condensateur de liaison de l'ordre de 0,1 μ F. La liaison au magnétophone doit être effectuée en fil blindé (avec blindage à la masse). Bien entendu, comme précédemment, les masses des deux appareils doivent être réunies ensemble, avec l'intercalation d'un transformateur d'isolement pour l'alimentation secteur du téléviseur, si nécessaire.

RR-4.16 - M. Henri COSTALET, 63 Clermont-Ferrand, sollicite divers renseignements concernant le nouveau tube cathodique P.I.L. pour télévision couleur dont on fait tant de publicité actuellement.

Nous attirons votre attention sur le fait que le Haut-Parleur a présenté à ses lecteurs ce nouveau type de tube cathodique pour télévision couleur dans son numéro 1416 (du 16 août 1973)... il y a donc trois ans déjà. Nous vous prions de vous reporter à ce numéro et vous serez très complètement renseigné.

LA VIDEOFREQUENCE

ET SES APPLICATIONS

AMPLIFICATEURS VF A CIRCUITS INTÉGRÉS

On a vu dans un précédent article que les montages à transistors bipolaires inspirés de ceux à lampes, se montrent parfois moins performants, car la résistance d'entrée d'un transistor de ce genre, monté en émetteur commun, est faible. De plus, les capacités des transistors bipolaires sont souvent plus élevées que celles des lampes.

Les remèdes consistant dans l'emploi d'étages à transistors montés en collecteur commun. Dans ce cas, la résistance d'entrée sera plus élevée mais l'amplificateur nécessitera des étages à deux transistors au lieu d'un seul. Un autre remède est l'emploi des transistors à effet de champ.

Actuellement, on pourra réaliser des amplificateurs VF, c'est-à-dire à large bande, avec des circuits intégrés.

Dans un C.I., le nombre des transistors peut être considérable, mais l'utilisateur n'a pas à s'en préoccuper. Il en résulte la possibilité de réaliser des étages amplificateurs convenant parfaitement à cette application, pouvant même contenir des transistors à effet de champ, surtout à l'entrée où les signaux sont faibles.

AMPLIFICATEURS VF A LARGE BANDE

On utilisera le circuit intégré CA 3001 de la RCA, bien que peu récent, ce C.I. possède d'excellentes caractéristiques permettant d'atteindre

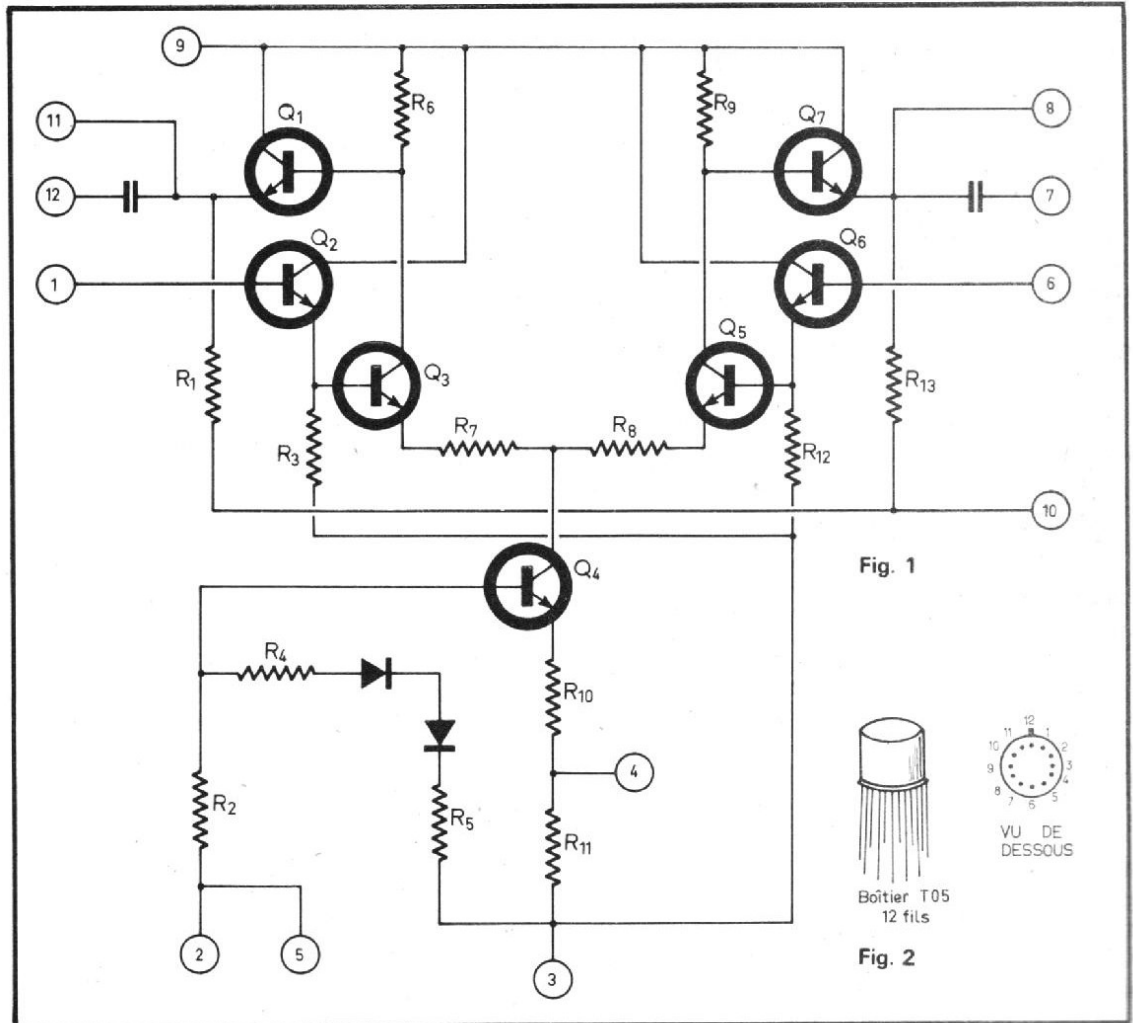
si nécessaire, une limite supérieure, $f_h = 20$ MHz.

Le schéma intérieur de ce C.I. est indiqué à la figure 1. On peut voir qu'il s'agit d'un montage différentiel, commandé par un transistor Q_4 à courant constant.

Les transistors Q_1, Q_2, Q_6 et Q_7 sont montés en collecteur

commun ce qui donne lieu, à des impédances d'entrée élevées et des impédances de sortie, basses. Les capacités sont réduites.

La réponse aux fréquences élevées est déterminée principalement par la résistance et la capacité des collecteurs de la paire différentielle Q_3 et Q_5 .



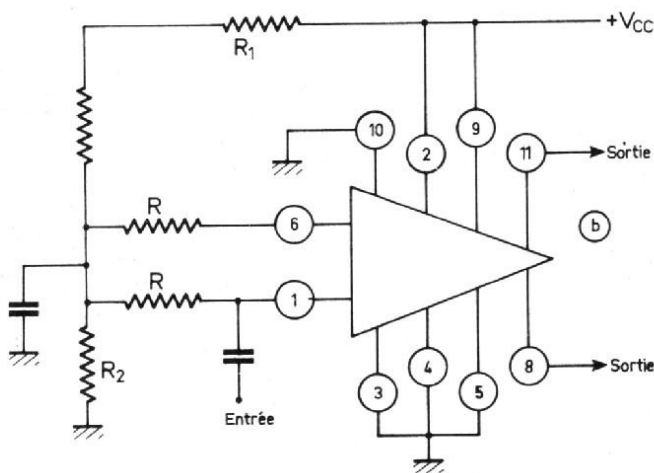
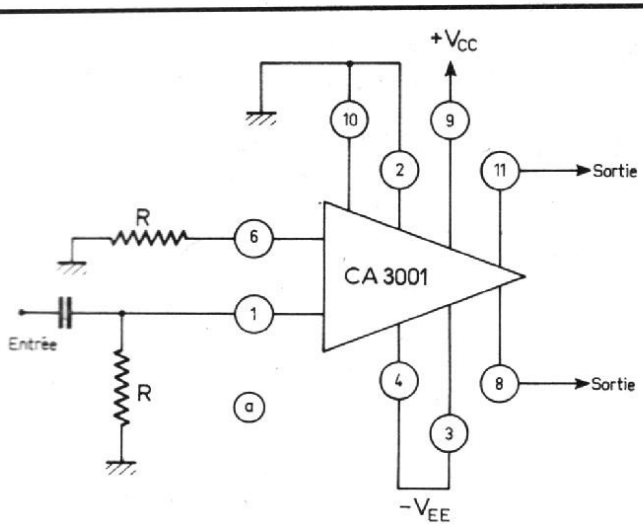


Fig. 3

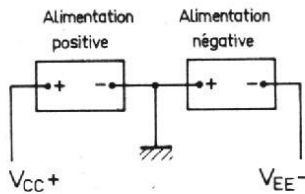


Fig. 4

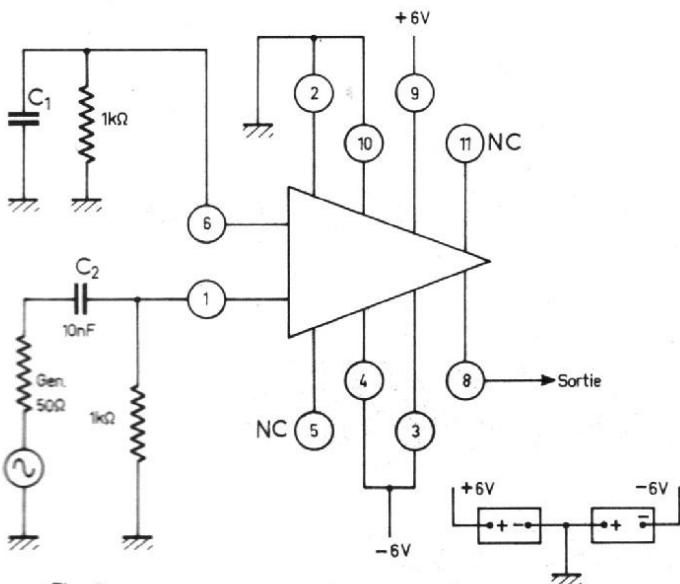


Fig. 5

Le boîtier de ce C.I. est à 12 fils (voir figure 2). Le CA 3001 peut se monter avec une seule alimentation ou avec deux, l'une dite positive et l'autre dite négative.

Voici à la figure 3 (a) le montage de principe de ce C.I. avec deux alimentations. Celles-ci sont montées en série (voir figure 4).

L'alimentation positive est désignée par V_{cc} . Le $-V_{cc}$ est relié au $+V_{EE}$ de l'alimentation négative V_{EE} et le point commun est la masse du montage.

Les deux alimentations peuvent être égales ou inégales.

En (b) figure 3, on donne le schéma de principe d'un montage à une seule alimentation, désignée par V_{cc} . Dans ce cas, le + est désigné par $+V_{cc}$ et le moins est la masse.

Dans les deux montages de la figure 3, l'entrée du signal est au point 1 et la sortie du signal amplifié est au point 8.

MONTAGE A LARGE BANDE

A la figure 5, on donne le schéma d'un étage amplificateur à large bande.

Ce montage, dit de mesures, permet de déterminer la courbe de réponse du C.I., monté en amplificateur à large bande.

A cet effet, on branche un générateur VF de $50\ \Omega$, à l'entrée point 1, par l'intermédiaire d'une liaison composée de C_2 de $10\ \text{nF}$ et une résistance de $1\ \text{k}\Omega$.

On mesurera la tension du signal d'entrée et celle du signal de sortie (point 8) à diverses fréquences.

Si la tension d'entrée est maintenue constante, la courbe de réponse peut être tracée en ne tenant compte que des tensions de sortie.

Voici à la figure 6 cette courbe. En ordonnées : le gain exprimé en décibels et en abscisses, la fréquence en mégahertz et en kilohertz.

La fréquence la plus basse est $100\ \text{kHz}$. Pour diminuer la limite inférieure f_b , il faudrait augmenter la valeur de C_2 .

Avec $C_2 = 10\ \text{nF}$, la fréquence f_b pour laquelle le gain est 0,707 fois, le gain maximum est donné par la relation :

$$f_b = \frac{1}{2\pi R C_2}$$

avec $2\pi = 6,28$; $R = 1000\ \Omega$; $C_2 = 10 \cdot 10^{-9}\ \text{F}$. On trouve $f_b = 100\ 000/6,28 = 15\ 900\ \text{Hz}$.

Si $C_2 = 0,1\ \mu\text{F}$; $f_b = 1\ 590\ \text{Hz}$. Si $C_2 = 1\ \mu\text{F}$; $f_b = 159\ \text{Hz}$.

Remarquons la correction effectuée au point 6. Si l'on se reporte au schéma intérieur de la figure 1, on voit que le point 6 est l'homologue du point 1. Sur la figure 6, on constate que la bande est plus large avec $C_1 = 10\ \text{nF}$ que si C_1 est supprimé.

La réponse est linéaire jusqu'à $4\ \text{MHz}$ et, si l'on admet une atténuation de 30% (ou 3 dB) elle s'étend jusqu'à $10\ \text{MHz}$ avec $C_1 = 10\ \text{nF}$.

Dans ce montage on a adopté le dispositif à deux alimentations. L'alimentation positive est de 6 V et l'alimentation négative, de même valeur.

INFLUENCE DE LA TEMPÉRATURE

Dans l'amplificateur de la figure 5, la limite supérieure de la bande, f_h varie avec la température comme le montre la courbe de la figure 7.

La valeur de f_h diminue lorsque la température, exprimée en degrés Celsius, monte.

Elle est de $18\ \text{MHz}$ à $-55\ ^\circ\text{C}$ et de $13\ \text{MHz}$ à $125\ ^\circ\text{C}$.

Pratiquement, si l'utilisateur connaît les deux limites de la température ; la courbe lui permet de savoir si la bande exigée est atteinte.

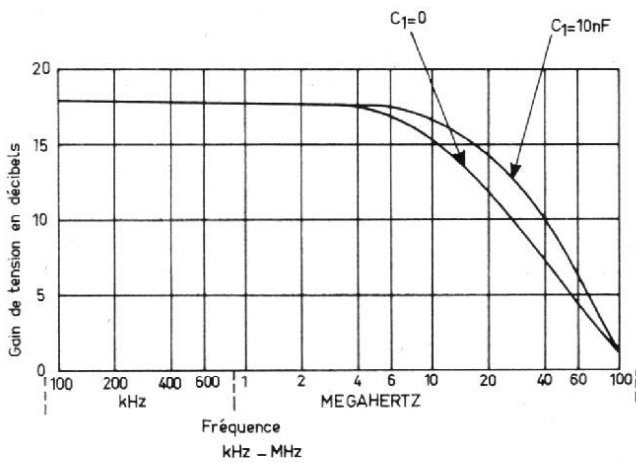


Fig. 6

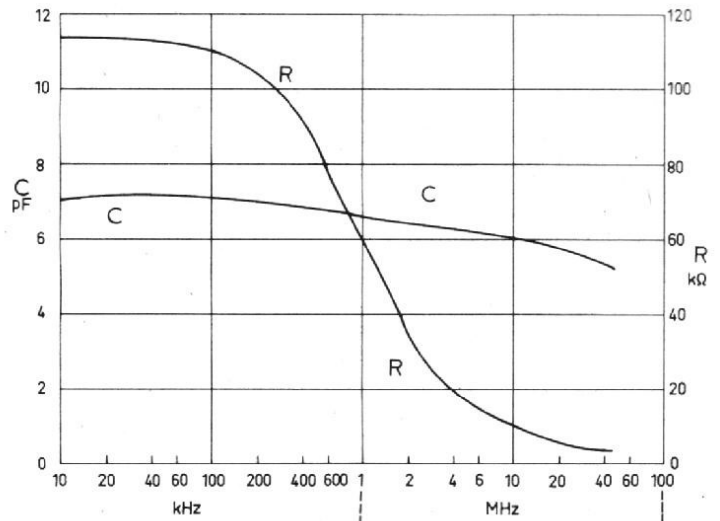


Fig. 7

Ainsi, soient -15°C et $+45^{\circ}\text{C}$ les deux limites de température. La bande variera entre 17 MHz et 15 MHz environ (avec atténuation de 3 dB à $f = f_h$) donc, le maximum de bande assurée est de 15 MHz.

Remarquons que si la bande est désignée par B et la limite supérieure par f_h , on a :

$$B = f_h - f_b$$

où f_b est la limite inférieure.

Comme f_h et B sont approximatives et très grandes par rapport à f_b , on pourra confondre dans les calculs de la limite supérieure, f_h et B.

En ce qui concerne f_b , il est permis d'augmenter la valeur des résistances notées $1\text{ k}\Omega$, jusqu'à $3\text{ k}\Omega$ ce qui permettra de diminuer f_b ou de diminuer la capacité de liaison, C_2 .

IMPÉDANCES D'ENTRÉE

Ces impédances se composent d'une résistance et d'une capacité en parallèle.

La connaissance de ces grandeurs permettra l'établissement des courbes de réponse.

Voici à la figure 8, la variation des capacités (en picofarads et en ordonnées à gauche) en fonction de la fréquence (en abscisses et en

mégahertz). Les résistances sont indiquées en kilohms, en ordonnées à droite. On voit que ces variations sont analogues à celles des transistors.

On constate en effet que la capacité d'entrée varie assez peu tandis que la résistance d'entrée diminue lorsque la fréquence augmente.

Jusqu'à $f = 4\text{ MHz}$, la résistance d'entrée de ce C.I. est supérieure à $20\text{ k}\Omega$. Dans ce cas, s'il y a lieu, un élément de liaison RC avec $R = 3000\ \Omega$,

rendra l'influence de $R_e = 20\text{ k}\Omega$, plus faible.

Par contre, si $f = 10\text{ MHz}$, $R_e = 8\text{ k}\Omega$ environ, ce qui réduit la résistance résultante R_r :

$$R_r = \frac{3000 \cdot 8000}{3000 + 8000} = 2180\ \Omega$$

Pour le CA 3001, la résistance de sortie est de $70\ \Omega$ environ. De ce fait l'influence de la capacité de sortie est négligeable, même à des fréquences très élevées.

AMPLIFICATEUR A PLUSIEURS ÉTAGES

À la figure 9, on donne un exemple d'amplificateur à trois circuits intégrés CA 3001.

Il y a une seule entrée, sur le point 1 du premier CA 3001 et deux sorties, aux points 11 et 8 du troisième CA 3001. À partir des sorties 8 et 11 du premier, le montage est symé-

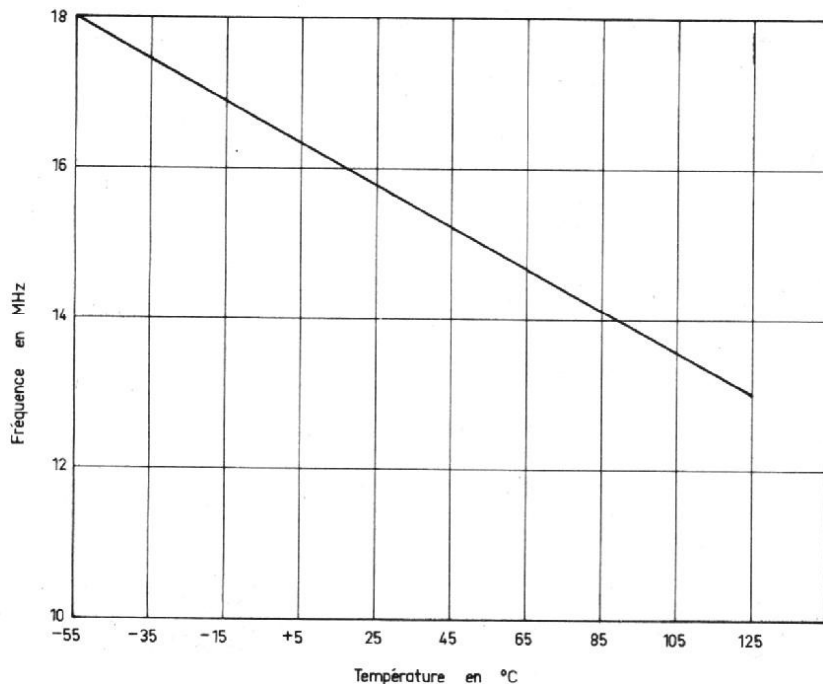


Fig. 8

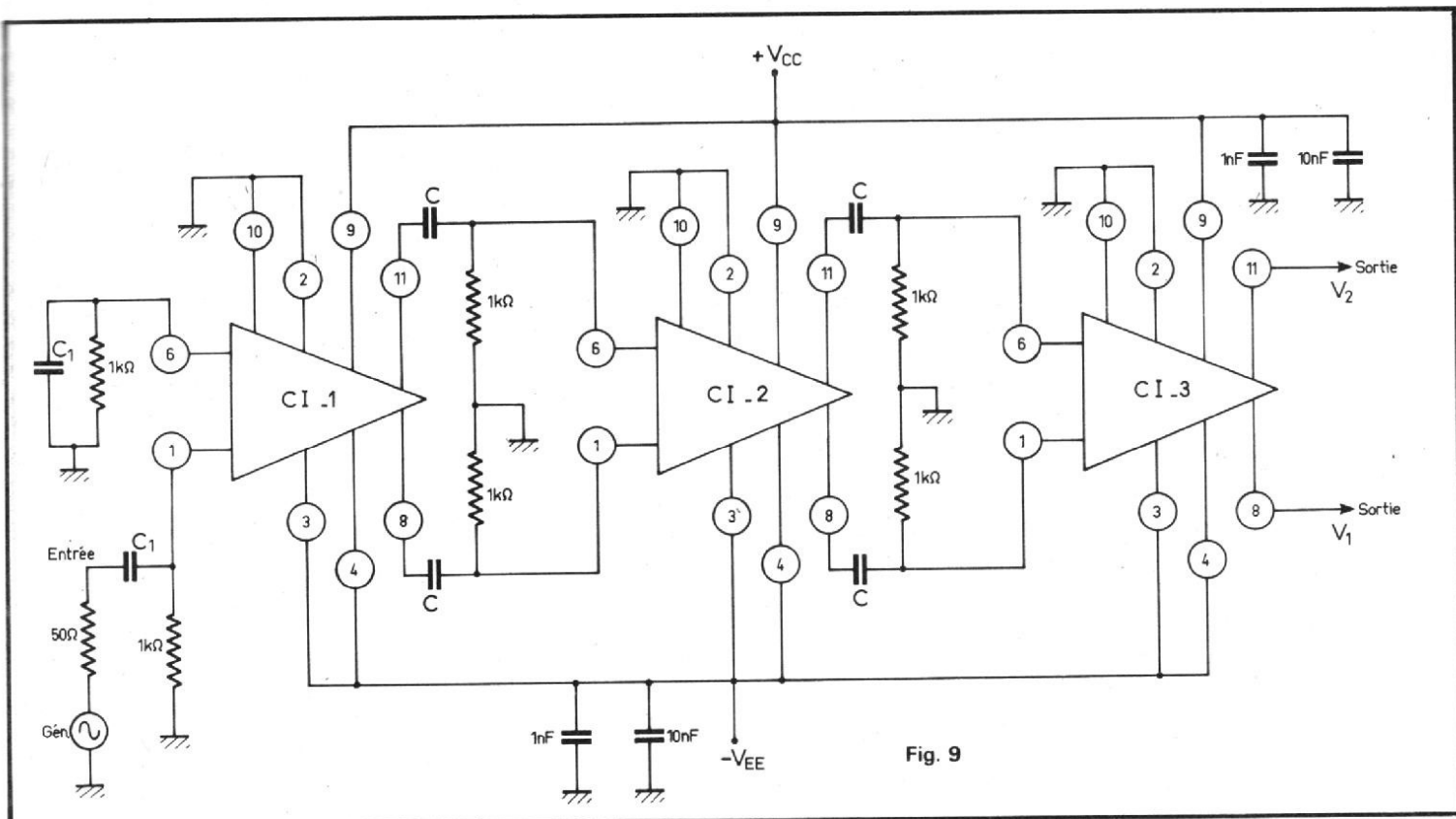


Fig. 9

trique. De plus, la sortie donne deux tensions égales et opposées, ce qui peut être intéressant dans de multiples applications.

A la figure 10, on donne les courbes de réponse. Il y en a quatre, correspondant aux conditions suivantes.

C'est la capacité de couplage et en augmentant sa

valeur, on pourra obtenir de meilleurs résultats aux fréquences basses.

L'influence de la valeur de C se voit en comparant les courbes 1 et 2 avec les courbes 3 et 4.

Remarquons les gains importants, dépassant 60 dB.

Voici au tableau ci-après les résultats fournis par le montage de la figure 10.

TABLEAU I

Courbe	V_{EE} (volts)	V_{CC} (volts)	C (couplage)
1	- 6	6	20 nF
2	- 4,5	4,5	20 nF
3	- 6	6	100 pF
4	- 4,5	4,5	100 pF

TABLEAU II

Capacité C	20 nF	20 nF	100 pF	100 pF
Tension	± 6 V	$\pm 4,5$ V	± 6 V	$\pm 4,5$ V
Puissance dissipée	276	146	276	146 mW
Gain maximum	64,5	63	60,5	57,5 dB
Fréquence f_b	125	125	1900	1900 kHz
Fréquence f_h	9	9	10,5	10,5 MHz
Tension de sortie à d = 3 %	1,3	1,15	1,15	0,7 V eff
Tension d'entrée à S/B à 3 dB	26	14	20	18,5 μ V eff

L'avantage d'une tension plus élevée est que la tension de sortie sera plus élevée.

Remarquons que l'amplificateur de la figure 9 peut être utilisable dans un oscilloscope à large bande, la fréquence limite supérieure étant de l'ordre de 5 MHz.

AMPLIFICATEURS VF POUR TV

En télévision et en particulier dans les récepteurs noir et blanc et couleur, les amplificateurs VF sont disposés dans

les sections luminance et chrominance.

La bande est relativement large. Nous laisserons de côté les montages destinés aux téléviseurs à 819 lignes qui exigent une bande de 10 MHz. Ceux à 625 lignes peuvent atteindre une bande de 6 ou 7 MHz dans les standards français et 1 MHz dans les standards CCIR européens.

Il est possible de réaliser des amplificateurs VF avec des transistors individuels ou avec des circuits intégrés.

Actuellement on propose chez tous les fabricants de

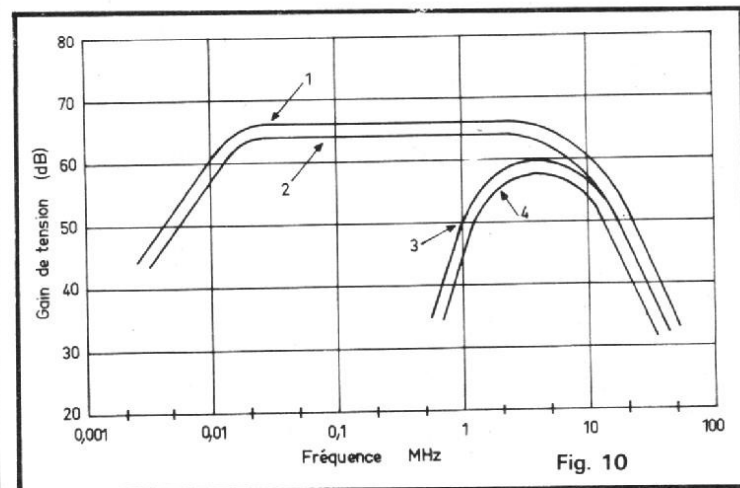


Fig. 10

semi-conducteurs des C.I. pour la VF aussi bien pour la luminance que pour la chrominance.

A noter que celle-ci exige trois amplificateurs VF, un pour chaque couleur.

Dans le cas de l'emploi des transistors, le premier transistor est souvent monté en collecteur commun afin que la résistance d'entrée soit augmentée.

Voici à la figure 11 un schéma d'amplificateur VF pour téléviseur noir et blanc.

Des montages de ce genre sont encore utilisés dans les téléviseurs actuels en attendant leur remplacement par des C.I.

Le premier transistor Q_1 suit le détecteur diode D qui reçoit du dernier transformateur FI vision, le signal amplifié à fréquence intermédiaire.

Le transformateur FI a un secondaire accordé par C_1 , sur la valeur adoptée par le constructeur, 30 à 45 MHz.

Un circuit de correction série est réalisée avec L_1 dont une extrémité est reliée à la base de Q_1 .

Cette base est polarisée par un diviseur de tension composé de R_1 reliée à la masse (ligne négative) et de R_3 reliée à la ligne + BT. cette ligne positive est à une tension de l'ordre de 12 V, ce qui est suffisant pour le premier étage VF. La charge de sortie de la diode est R_2 et le point commun de R_1 , R_2 et R_3 est découplé vers la masse par C_3 , un électrochimique de forte capacité.

Le transistor Q_1 donne le signal VF sur l'émetteur tandis que le collecteur est relié à la ligne + BF. Il est toutefois possible d'effectuer une coupure dans la connexion du collecteur et d'y intercaler une résistance ou un primaire de transformateur FI - son - FM accordé sur 5,5 MHz.

Revenons à l'émetteur de Q_1 . Cette électrode est polarisée par R'_E et une correction est effectuée grâce au circuit résonnant série C_4 L_2 . Le condensateur C_5 transmet le signal VF à la base de Q_2 , un

transistor spécial fonctionnant sur une tension élevée, dans le cas présent cette tension est de 40 V par rapport à la masse. Elle est désignée par HT (haute tension).

Dans le circuit de collecteur on trouve la charge résistive R_L avec une bobine de correction shunt L_p reliée au + HT, tandis que la sortie VF est prise directement sur le collecteur ou par l'intermédiaire d'un condensateur.

Dans le circuit d'émetteur de Q_2 on trouve $R_E + R_7$ qui polarisent cette électrode et le montage correcteur LC en parallèle sur R_E , de la même manière que L_2 C_4 est en parallèle sur R'_E .

Le contraste est réglé par R_7 par modification de la polarisation de l'émetteur agissant sur le gain de tension de ce transistor.

Le signal de synchronisation est obtenu sur l'émetteur de Q_1 .

MÉTHODE DE DÉTERMINATION

On commencera par l'étage final à transistor Q_2 . Il faut connaître la bande B . Connaissant l'augmentation de la bande due au circuit cor-

recteur L_p , on calculera la bande B_r nécessaire : $B_r = B/n$, n étant le coefficient supérieur à 1 d'efficacité du circuit correcteur. Par exemple, la bande exigée est de 8 MHz et le circuit correcteur permet d'étendre la bande de 1,5 fois.

Il est clair qu'une bande de 5,33 MHz sera plus facile à obtenir qu'une bande de 8 MHz.

Le choix du transistor est important. Il faut que sa fréquence de coupure, f_s soit très élevée afin qu'elle ne contribue pas à la diminution du gain aux fréquences élevées. On adoptera un transistor dont $f_s \geq 5 B$. Ainsi, si $B = 6$ MHz, f_s sera de 30 MHz et de préférence beaucoup plus, par exemple 50 MHz, ce qui est facile à trouver actuellement.

La réduction du gain aux fréquences élevées sera due alors principalement, à la capacité totale de sortie de Q_2 . Soit C'_T cette capacité.

Comme indiqué précédemment, on calculera R_L par la formule :

$$R_L = \frac{1}{2 \pi B_r C'_T}$$

tandis que la bobine L_p aura un coefficient de self-induction donné par :

$$L_p = m R_L^2 C'_T$$

où m est choisi selon les caractéristiques de la correction shunt.

Si la HT est de 140 V, la tension VF crête à crête peut atteindre 100 V et même 120 V.

Supposons que la tension crête à crête fournie par le détecteur est de 3 V. La tension de sortie étant de 120 V, le gain sera $120/3 = 40$ fois, mais le gain de Q_1 monté en collecteur commun est inférieur à 1, donc celui de Q_2 devra être supérieur à 40 fois, prenons par exemple 48 ou 50 fois.

La bande exigée étant par exemple de 5 MHz, si $m = 2,25$ fois, la bande B_r sera $5/2,25 = 2,22$ MHz.

La capacité totale étant d'après les caractéristiques du transistor et les mesures, de 25 pF, on calculera R_L d'après la formule donnée plus haut, avec $B_r = 2,2$ MHz et on aura :

$$R_L = \frac{10^6}{6,28 \cdot 2,2 \cdot 25} \text{ ohms}$$

ce qui donne :

$$R_L = 2869 \Omega$$

ou en arrondissant :

$$R_L = 2900 \Omega$$

ou même 3000 Ω

La valeur de m correspondant à une augmentation de 2

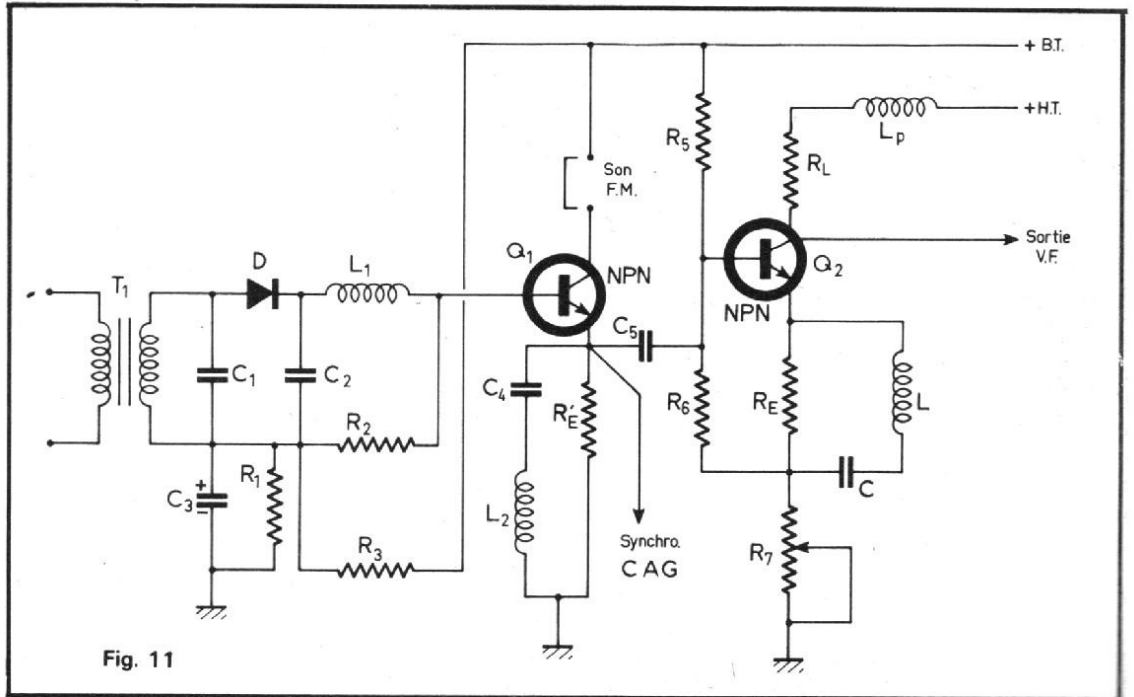


Fig. 11

fois de la largeur de bande est de 0,5. Pour 2,25 fois il faut adopter une correction série-shunt.

Si l'on prend $m = 0,5$, la formule donnée plus haut pour L_P :

$$L_P = m R_L^2 C_T$$

donne :

$$L_P = 0,5 \cdot 3000^2 \cdot 25/10^6 \mu H$$

On trouve :

$$L_P = 112,5 \mu H$$

La valeur de R_E est donnée par le rapport :

$$R_E = \frac{R_L}{G_v}$$

où G_v est le gain de tension de Q_2 . Si $G_v = 48$ fois, on trouve $R_E = 3000/48 = 62,5 \Omega$.

On prendra R_7 égale ou supérieure à R_E , par exemple 100Ω . Le transistor Q_2 est en réalité un transistor de puissance. En effet, il dissipera une puissance de l'ordre de 1,7 W et de ce fait, il faudra le monter sur un radiateur dont la résistance thermique soit égale ou inférieure (donc plus favorable) à $17^\circ C/W$, par exemple $15^\circ C/W$ ou moins.

CORRECTION PAR LE CIRCUIT D'ÉMETTEUR

Au cas où la correction par bobine-shunt ou bobine-série ou par les deux, serait insuffisante, il existe encore d'autres moyens d'obtenir une augmentation de la largeur de bande.

On aura recours par exemple, à un circuit résonnant série LC monté en parallèle sur R_E .

La relation entre L et C est évidemment :

$$f_o = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}}$$

qui est la formule de Thomson.

Reste à déterminer f_o et C pour calculer L. La fréquence f_o aura une valeur égale ou légèrement inférieure à B.

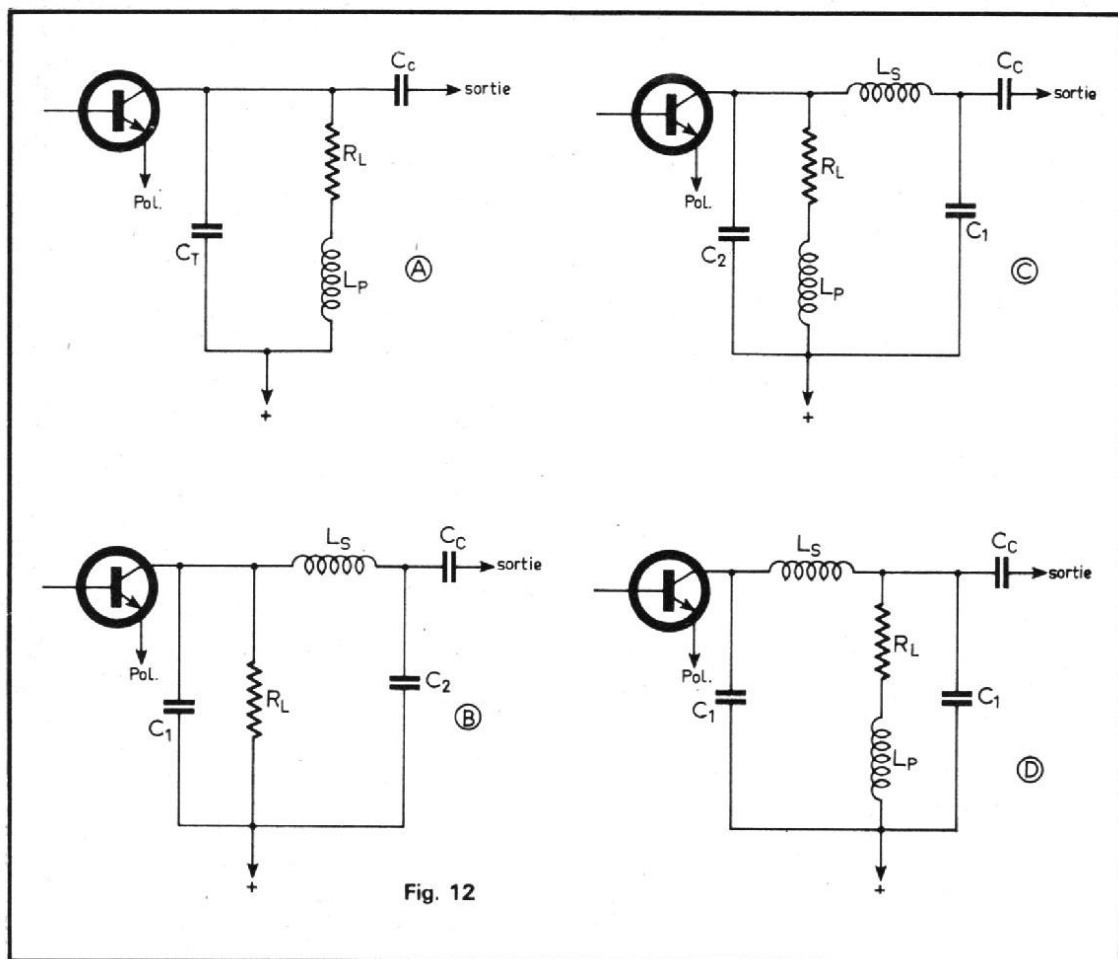


Fig. 12

Si par exemple $f_o = 5$ MHz et $C = 200$ pF, la valeur de L est donnée par :

$$L = \frac{1}{4 \pi^2 f_o^2 C}$$

où $f_o = B$, évaluée en hertz, C en picofarads, L en henrys, ou, encore :

$$L = \frac{10^6}{4 \pi^2 f_o^2 C}$$

avec L en μH , f en MHz et C en pF.

On trouve $L = 5 \mu H$.

Remarquons que cette formule pratique reste valable avec les unités indiquées en permutant L et C.

A noter aussi que le produit LC étant constant, si l'une de ces grandeurs est multipliée par x, l'autre sera divisée par x pour la même valeur de f_o .

Les correcteurs série LC d'émetteur fonctionnent de la manière suivante (voir figure 11) : si L et C satisfont à la formule de Thomson, l'impédance du circuit LC est minimum (théoriquement nulle) à cette fréquence, donc

impédance minimum du circuit d'émetteur, égale à R_E , ce qui équivaut au maximum de gain à $f = f_o$.

CORRECTIONS SHUNT SÉRIE ET SÉRIE-SHUNT

Ces trois sortes de corrections, sont indiquées à la figure 12. Voici quelques formules utiles pour le calcul des éléments de ces dispositifs de correction : correction shunt figure 12 A :

$$L_P = 0,5 R_L^2 C_T$$

ce qui donne une bande B double de celle où L_P est omise.

Correction série figure 12 B :

$$L_S = R_L^2 C_1$$

avec : $C_2 = C_1/2$

Connaissant $C_1 = C_T$, on évalue la capacité de sortie et

au besoin, on complète C_1 ou C_2 pour obtenir $C_2 = C_1/2$.

Si ces conditions sont remplies, la bande sera augmentée de 1,5 fois. La courbe sera très droite, sans suramplification.

Montage série-shunt figure 12 C : dans ce montage, il y a deux bobines L_S série et L_P , shunt ainsi que deux capacités C_2 et C_1 .

On a les relations suivantes à satisfaire :

$$L_P = \frac{1}{7} (C_1 + C_2) R_L^2$$

$$L_S = 4,3 L_P$$

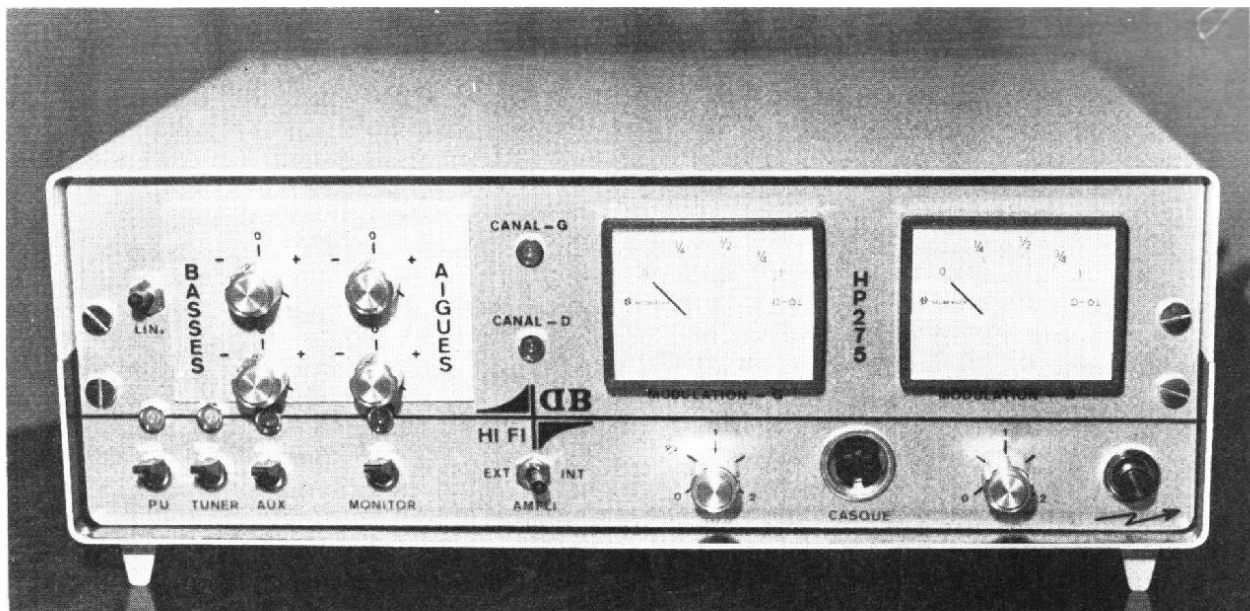
$$C_1 = 1,45 C_2$$

Dans ce cas B augmente de 3,7 fois, C_2 est à peu près égale à C_T . C_1 est la capacité de sortie : capacité de câblage et celles de l'électrode d'entrée du tube cathodique.

Le montage figure 12 C est équivalent au montage 12 D qui se détermine à l'aide des mêmes formules. Dans ce cas C_2 est C_T et C_1 est la capacité de sortie.

M. LEONARD

REALISEZ :



CET AMPLIFICATEUR HI-FI

L'APPAREIL que nous allons vous présenter dans ces colonnes a été étudié pour que tout lecteur ayant un fer à souder et un contrôleur universel puisse le réaliser sans rencontrer le moindre obstacle. Chaque opération est commentée mais surtout appuyée par de nombreux schémas et photographies.

Pour parfaire certains réglages, il sera proposé à la fin de l'étude un générateur à fréquence fixe de 1 kHz. Celui-ci avec un taux de distorsion très faible (de l'ordre de 0,1 %) permettra de régler entre autres le gain du correcteur de tonalité, la déviation maximale des aiguilles des contrôleurs de modulation, etc.

Nous avons voulu créer un amplificateur destiné à la Hi-Fi, mais pour un usage domestique, et non une de ces machines infernales dotée d'une multitude de boutons et commutateurs sur la face avant et tout aussi chargée, à

l'arrière, entre les prises d'entrées et les sorties H.P. Pourquoi en faire ! du tape-à-l'œil onéreux.

Tout d'abord, de quoi se compose une chaîne Hi-Fi ?

- Une platine tourne-disque.
- Un tuner.
- Une platine de magnétophone.
- Une paire d'enceintes.

Faisons le tour de notre maquette et voyons quelles sont ses possibilités et ses différentes commandes.

LA FACE AVANT

En haut à gauche quatre boutons permettent de modifier la tonalité du message musical, le correcteur de tonalité est donc indépendant sur chaque canal.

Une commutation « lin » permet de court-circuiter ce correcteur, donc de travailler en linéaire. Cette possibilité

est importante pour des mélomanes n'admettant pas que les œuvres musicales soient colorées.

En bas à gauche, une rangée de quatre commutateurs permettent de sélectionner la source désirée : PU magné. - tuner - aux. (entrée magnétophone). La touche légèrement décalée est destinée au monitoring. On peut donc avec cet appareil contrôler immédiatement la qualité d'un enregistrement sur bande magnétique.

Au-dessus de chaque touche une petite diode électroluminescente s'illumine et permet de savoir à distance la source commutée.

Ces petites lumières n'auraient aucune utilité si nous ne précisions tout de suite que cet appareil est doté d'une télécommande. En effet, sous le coffret une prise DIN 5 broches permet de connecter un câble relié à un boîtier de télécommande. Cette possibilité est intéressante

surtout pour la commutation « monitoring ». On peut connaître à distance la qualité d'un enregistrement. Cette télécommande est rendue possible grâce à un commutateur électromécanique comme nous le verrons dans la description de cet appareil.

A côté du correcteur de tonalité, deux lampes (diodes électro-luminescentes) s'allument lors d'une surcharge, surcharge pré-réglée en fonction de la puissance admissible des enceintes acoustiques.

Puis nous trouvons sur la droite deux vu-mètres imposants qui permettent de suivre à distance la modulation du signal. Là on peut dire qu'il s'agit d'un gadget mais qui agrémente une face avant.

Sous ces galvanomètres, une commutation « Int-Ext » permet de disposer du signal en sortie du préamplificateur ce qui permet de piloter un amplificateur extérieur de forte puissance. Le signal est disponible sur une prise DIN

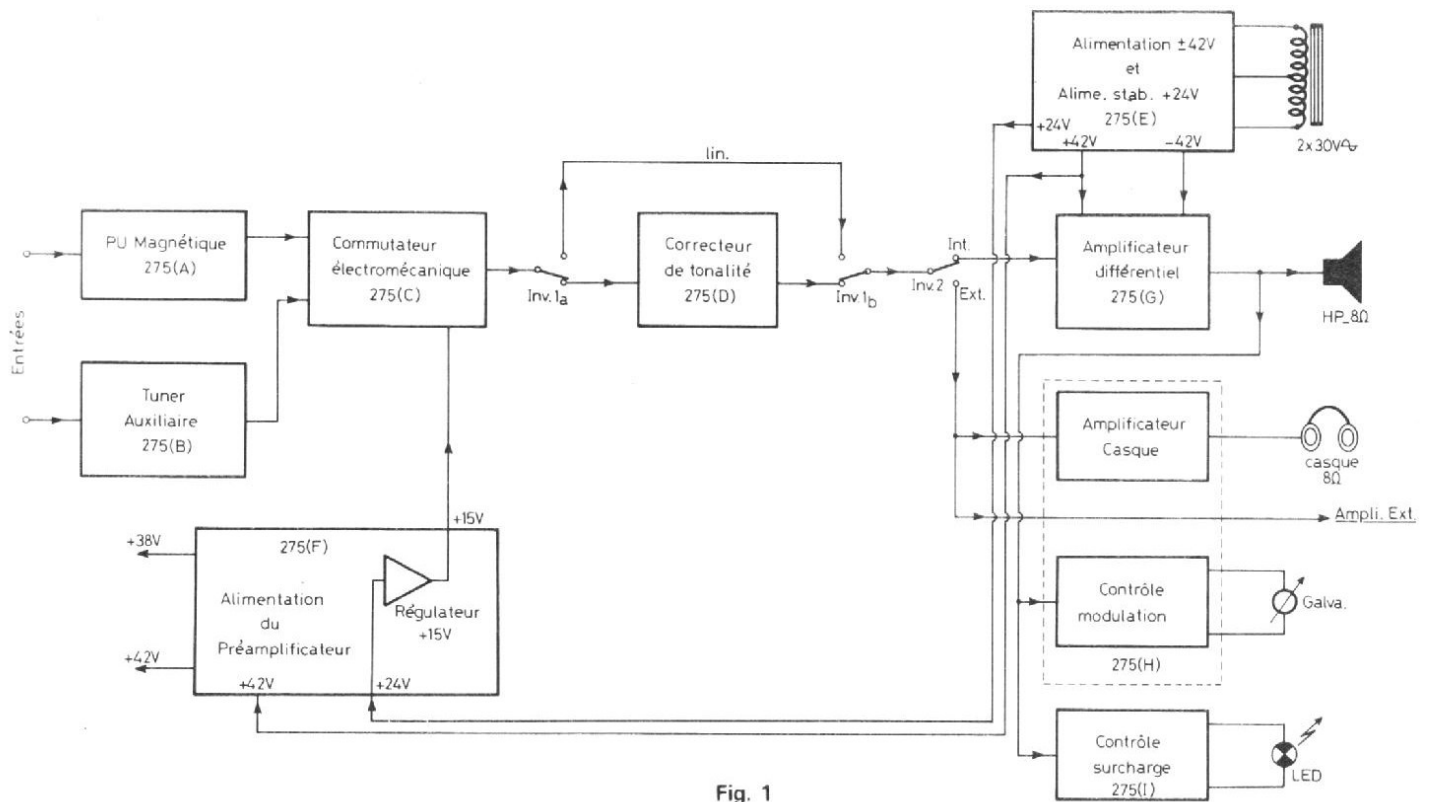


Fig. 1

5 broches à côté de cette commutation.

C'est sur cette même prise que nous prélevons la modulation pour une écoute au casque. L'amplificateur « casque » est indépendant du bloc de puissance qui lui est alors dans ce cas, hors-service.

Ceci permet lors d'une amplification extérieure (cas d'une sonorisation) de suivre la modulation au casque.

Sur la droite de cette prise, nous arrivons aux contrôles du volume, deux boutons donc deux réglages indépendants. Nous préférons cette solution au potentiomètre double suivi d'une commande dite « balance ».

Enfin un commutateur de mise sous tension, du type bouton poussoir lumineux agrément la face avant.

LA FACE ARRIÈRE

S'il n'y avait l'imposant dissipateur thermique avec les quatre transistors de puis-

sance, cette face arrière serait bien nue. Sur la droite nous remarquons le cordon secteur et deux autres câbles équipés de prises DIN. Il s'agit des deux sorties H.P., les prises étant du type DIN - 2 broches/femelle.

De l'autre côté du radiateur, 4 prises DIN 5 broches servent au raccordement des différentes sources : PU magnétique - tuner - magnétophone, ceci en partant du haut de l'appareil. La dernière prise sert à la sortie « enregistrement » et à l'entrée « monitoring ».

Pas de prise doublée DIN/CINCH, une seule paire de sorties H.P. et non 2 - 3 - 4 paires comme sur certains appareils japonais.

Nous venons de voir la sobriété de cet appareil, pas de commandes inutiles du genre mono-stéréo, stéréo inverse.

Pas de commutation pour filtres passe-haut ou passe-bas. Ces filtres ne faisant qu'altérer le message musical, il vaut mieux s'en passer et accepter les petites imperfections des disques usagés.

Cet appareil étant doté

d'une touche « lin » mettant hors service le correcteur de tonalité, il n'était pas question de prévoir des commutations complémentaires pour modifier la fréquence d'articulation.

Pas de commutation pour changer de paire de haut-parleurs. Il est pourtant fréquent de rencontrer sur des appareils du « haut de gamme » la possibilité de raccorder trois paires d'enceintes.

Une bonne paire de charges acoustiques coûte suffisamment chère ! D'autre part un amplificateur n'est pas un « dispatching d'auditorium » où l'on commute « n » paires de H.P. et « n » paires de platines PU ou magnétophone.

Alors pourquoi encombrer un amplificateur de 2 entrées PU magnétique, 2 magnétophones avec copie de ceci sur cela et bien sûr x entrées haut niveau. Cela ne coûte pas cher il est vrai et ça fait bien, tous ces boutons et toutes ces prises. Cependant un véritable mélomane n'oubliera pas qu'il n'est pas un « ingénieur du son » et il recherchera avant tout un amplificateur d'une

bonne sonorité et un bon rapport signal/bruit PU magnétique plutôt qu'une face avant décorée en tableau de bord d'avion.

Pour toutes ces raisons, nous avons réalisé un amplificateur simple en étant très pointilleux sur trois points fondamentaux :

- La distorsion.
- Le rapport signal/bruit en entrée PU magnétique.
- Le temps de montée de l'amplificateur.

SYNOPTIQUE DE L'APPAREIL

Disons tout de suite que celui-ci a été réalisé sous forme modulaire. La figure 1 permet de suivre les différents étages :

- Le module 275 (A) traite les signaux de l'entrée PU magnétique.
- Le module 275 (B) traite les signaux haut niveau.
- Le module 275 (C) commute les différentes entrées et la sortie enregistrement (commutation électromécanique).

— Le module 275 (D) est le correcteur de tonalité.

— Le module 275 (E) regroupe d'une part l'alimentation symétrique ± 42 V, tensions redressées et filtrées, et d'autre part une alimentation stabilisée + 24 V, tension obtenue à partir du + 42 V.

— Le module 275 (F) est l'alimentation de la partie préamplificatrice, les tensions nécessaires étant de + 42 V et + 38 V, celles-ci sont obtenues à partir du + 42 V du module 275 (E).

— Le module 275 (G) regroupe les composants de l'amplificateur de puissance à l'exception des transistors de puissance.

Ce bloc amplificateur alimenté en ± 42 V peut fournir, s'il est chargé par une impédance de 8Ω , une puissance de 75 W d'où l'appellation de notre appareil 275 WZ8.

Cependant pour une question de volume, le transformateur que nous avons sélectionné est un peu jeune pour fournir cette puissance en permanence.

— Le module 275 (H) regroupe :

— L'amplificateur pour écoute au casque.

— Le contrôle de modulation.

— Le module 275 (I) regroupe les composants du contrôle de surcharge.

Rappelons que l'amplificateur pour écoute au casque est différent du bloc de puissance 275 (G) ceci pour une raison de commutation en « ampli extérieur ». Et puis il n'est pas normal de faire fonctionner un bloc de forte puissance à quelques milliwatts, c'est d'ailleurs à ce faible niveau que la distorsion est la plus importante.

Le contrôle de surcharge est équipé de diodes électroluminescentes qui s'illuminent lorsqu'on dépasse un certain seuil sonore. Ce contrôle permet d'éviter la surcharge des enceintes acoustiques et leur destruction.

L'INTÉRIEUR DE L'AMPLIFICATEUR 275WZ8

Nous remarquons qu'il s'agit d'une réalisation compacte. De l'électronique, nous n'en voyons pas grand chose, toute la partie préamplificatrice étant enfermée dans des boîtiers servant de blindage. En haut à gauche, nous trouvons le boîtier renfermant le préamplificateur pour cellule magnétique (le plus près possible de la prise DIN d'entrée).

Au-dessous, se cache dans une même boîte le préamplificateur pour signaux haut niveau (tuner-magnétophone).

Devant ce préamplificateur, un boîtier un peu plus grand renferme le correcteur de tonalité, dont nous ne voyons dépasser, que les quatre axes des potentiomètres.

A côté des préamplificateurs bas niveau et haut niveau, un coffret identique en dimensions, renferme l'alimentation + 38 V et + 42 V.

A côté des prises DIN et derrière le préamplificateur « PU magnétique », plaqué contre la face arrière, nous distinguons le commutateur électromécanique.

La moitié droite du coffret de l'amplificateur 275WZ8 est occupée par l'alimentation ± 42 V et ses deux énormes électrochimiques, ainsi que par les deux blocs amplificateurs.

Le transformateur d'alimentation torique, que l'on distingue mal, se trouve sous les deux électrochimiques.

LA MÉCANIQUE

Dans un but de simplification pour les lecteurs, nous avons supprimé la réalisation d'un châssis métallique. Etant donné qu'il est toujours problématique pour un particulier non outillé de plier des pièces de tôle, nous avons sélectionné un coffret disponible dans le commerce et ce à la Sté Teralec. Ce coffret porte la réf. 7125. Ses dimensions sont de 300 x 230 x 100 mm.

Ce coffret se démonte très facilement en six parties comme l'indique notre figure 2. Face avant, face arrière, fond et capot se vissent simplement sur deux pièces métalliques en U.

Le plus gros travail est donc réalisé et il ne reste plus qu'à percer ces différentes tôles.

Commençons donc par l'opération de dévissage pour obtenir nos six ensembles.

Nota : Précisons tout de suite que le coffret doit être fourni par la Sté Teralec avec une feuille de papier millimétré (chose que nous n'avons pu constater avec notre coffret c'est pourquoi nous le soulignons).

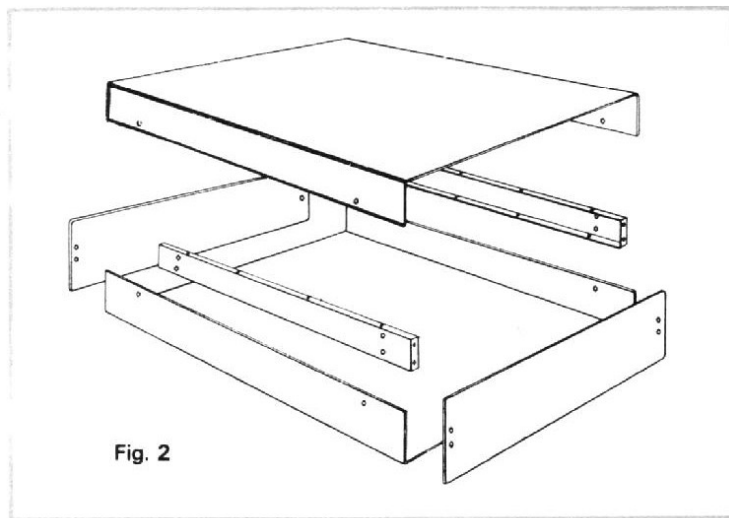


Fig. 2

I LE FOND DU COFFRET

Commencer par dévisser les quatre pieds en caoutchouc de façon à ce que les quatre trous de $\varnothing 3$ mm servent de repères. Positionner la feuille de papier millimétré au fond et repérer ces quatre trous.

Se reporter ensuite à la figure 3 afin de connaître l'emplacement des différents perçages. Ce travail terminé, on repositionne la feuille de papier millimétré au fond de la tôle en U en la scotchant. Pointer alors les différents trous à effectuer.

Enlever la feuille de papier et commencer les perçages.

Le plus délicat est le trou de $\varnothing 18$ mm. Si on n'est pas outillé, on peut le réaliser en effectuant une série de petits trous et en le terminant à la lime (demi-ronde). Cette tôle étant en aluminium, le travail en est facilité.

II LA FACE ARRIÈRE

Celle-ci est en aluminium anodisé.

Il y a peu de chose à dire, il suffit de se reporter à la figure 4 qui mentionne l'emplacement de tous les perçages.

Pour les quatre trous de $\varnothing 18$ mm, mêmes remarques que ci-dessus.

III LA FACE AVANT

Celle-ci est en skinplate (c'est ce qui est indiqué sur la documentation !).

Les perçages ne sont pas trop délicats à effectuer, mais attention il faut une bonne précision (voir fig. 5).

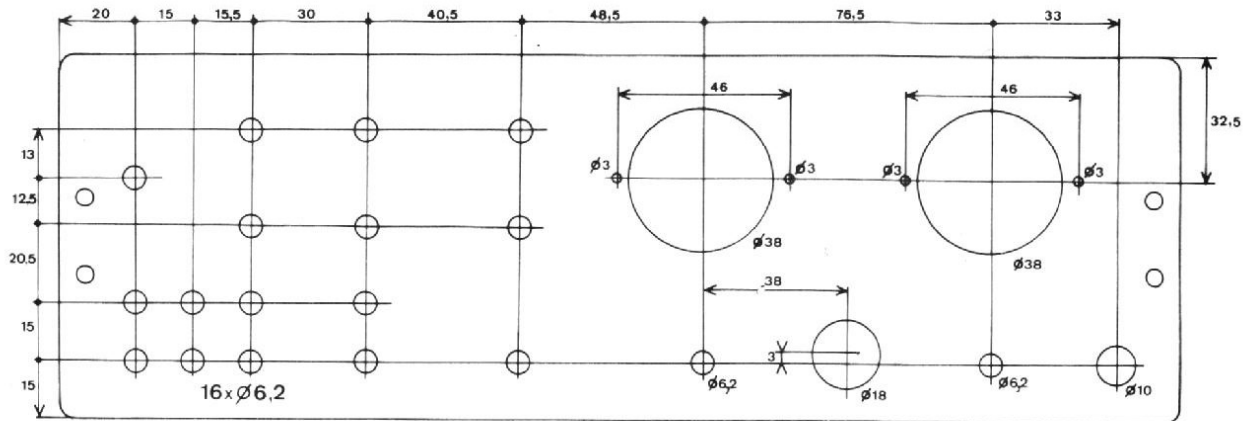
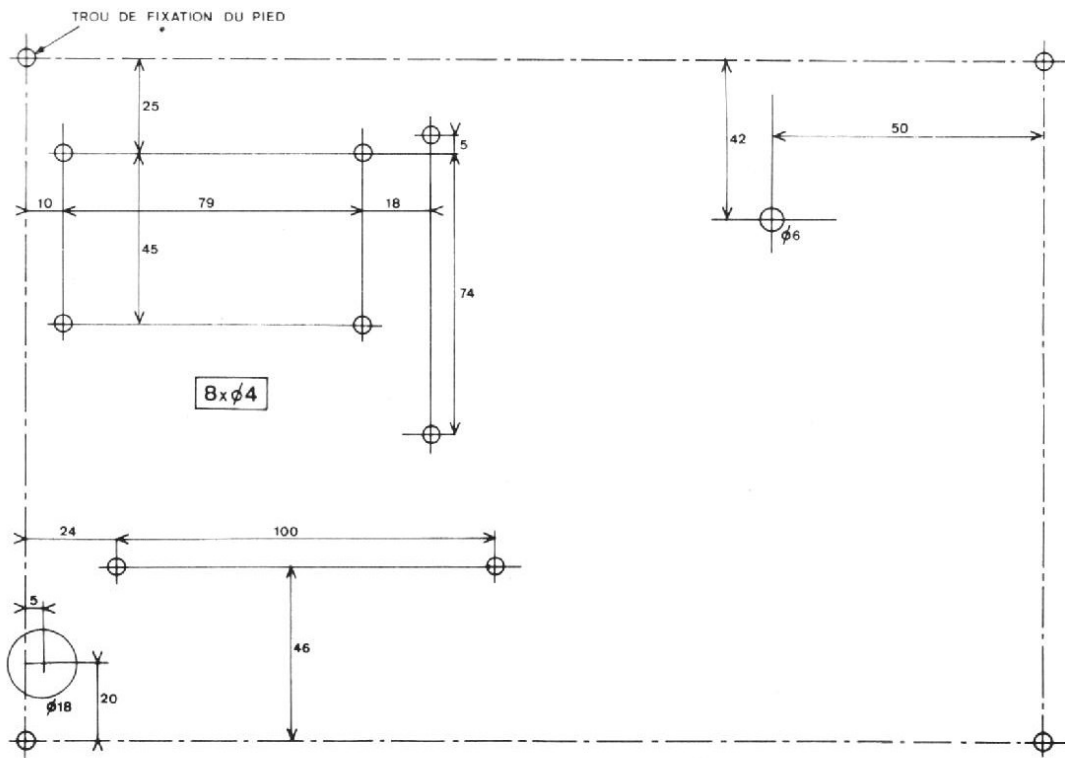


Fig. 3

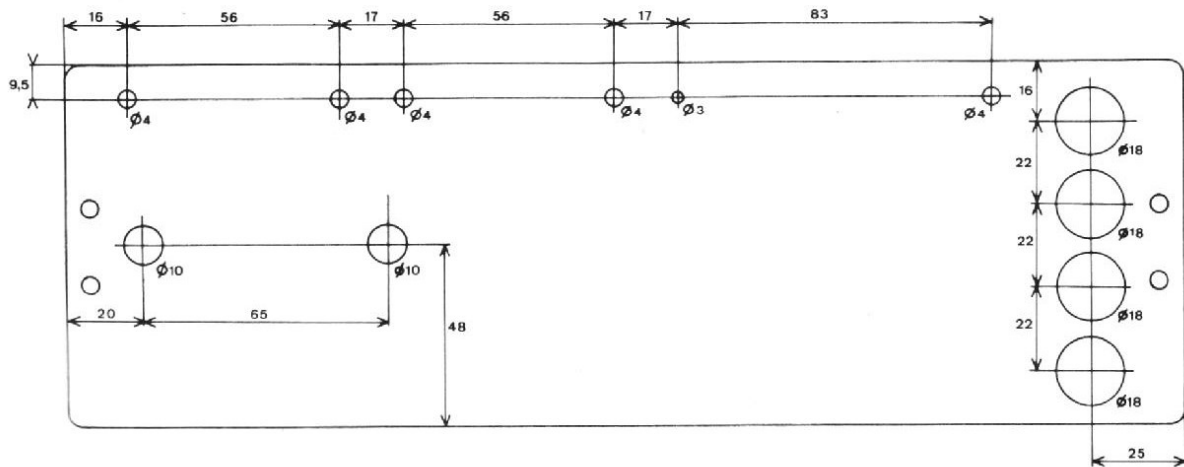


Fig. 4

Pour les deux trous de grand diamètre, la circonférence n'a pas besoin d'être parfaite, celle-ci étant masquée lors de la mise en place du vu-mètre qui se fixe par l'avant.

La partie tôlerie est maintenant terminée. Comme on a pu le constater le travail a été grandement simplifié en choisissant un coffret du commerce. Pas de pliage à 90°, pas de découpe dans de la tôle de 10/10.

IV MISE EN PLACE DES ÉLÉMENTS DE LA FACE ARRIÈRE

Commencer par se reporter à la figure 6. On y trouve quatre prises DIN 5 broches **visables** sur châssis, deux

passes-fils pour \varnothing 10 mm, de la visserie de 4 mm et 3 mm et deux brides pour fixation des condensateurs électrochimiques.

Nota : Au sujet de la visserie. Les écrous doivent être engagés de quelques filets seulement (tout juste de quoi tenir). Ne pas oublier d'intercaler les deux brides des condensateurs.

V CÂBLAGE DES 4 TRANSISTORS SUR LE DISSIPATEUR THERMIQUE

Se reporter à la figure 7 qui donne toutes les indications.

Les quatre transistors sont bien entendu à isoler du radiateur afin de ne pas mettre en court-circuit l'alimentation.

Donc, lors de l'achat des transistors de puissance MJ802 et MJ4502, ne pas oublier de demander des feuilles de mica et des canons isolants pour visserie de \varnothing 3 mm.

Les feuilles de mica, enduites si possible de graisse au silicone sur les deux faces, sont à intercaler entre le radiateur et le socle du transistor de puissance.

On utilise donc de la visserie de 3 mm. Si la tête de la vis n'est pas suffisamment large, il est souhaitable de placer une rondelle plate sous cette tête.

L'interconnexion des transistors se fait avec du fil tressé 3 couleurs. On adopte par habitude les couleurs suivantes :

- bleu — base.
- Blanc — émetteur.
- Rouge — collecteur.

Pour éviter les court-cuits des électrodes B et E avec le radiateur, il est conseillé après le câblage de ces pattes de faire coulisser un petit morceau de souplesse qui butera contre le socle du transistor (qui est son collecteur).

Le collecteur quand à lui est relié par l'intermédiaire d'une cosse à souder.

Les quatre câbles tressés (12 fils au total) auront une longueur de 30 cm.

Le câblage terminé et soigneusement vérifié (car après il sera trop tard !), on fait coulisser le radiateur contre la face arrière du côté opposé des prises DIN après avoir fait passer les 12 fils dans le passe-fil réservé à cet usage.

C'est une opération délicate, voilà pourquoi la visserie ne devait pas être bloquée.

Au fur et à mesure que le radiateur coulisse, tirer sans être brutal, les quatre paquets de fils. Ce travail terminé, bloquer tous les écrous ce qui plaque le dissipateur thermique contre la face arrière et maintient solidement les deux brides des condensateurs.

Reste l'opération du repérage des quatre transistors. Pour cela, dénuder les quatre fils rouges (collecteurs des transistors) et avec un contrôleur **en position de vu-mètre** rechercher les court-cuits réalisés entre le boîtier des quatre transistors et les quatre fils rouges. Les repères avec des autocollants en indiquant par exemple MJ802 (1), MJ4502(1), MJ802 (2), MJ4502(2).

Vérifier également que les quatre boîtiers métalliques sont bien isolés du radiateur, c'est indispensable.

Visser ensuite sur cette face arrière les deux pièces métalliques en forme de U et revisser cet ensemble au fond du coffret (au total 8 vis à mettre en place).

On peut dès maintenant fixer le transformateur d'alimentation torique, la coupelle métallique étant bien entendu placée sur le dessus et la rondelle en caoutchouc au fond

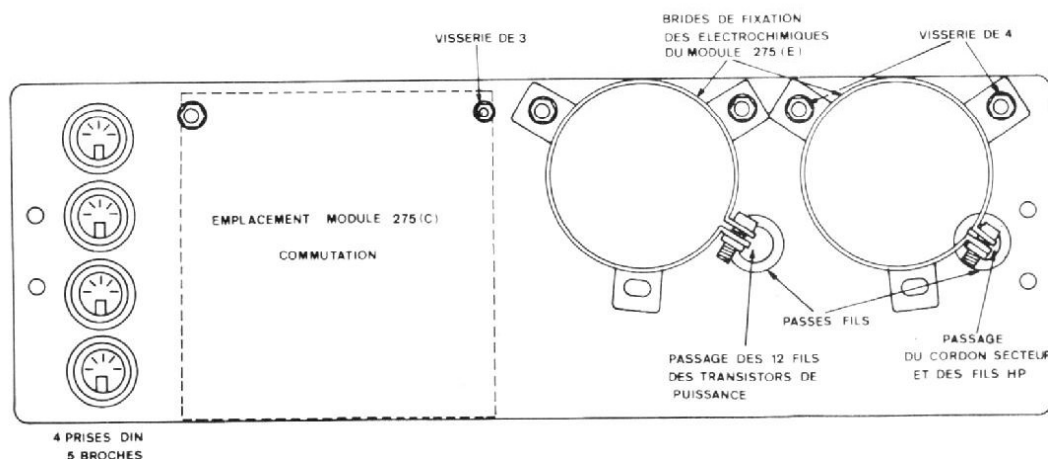


Fig. 5

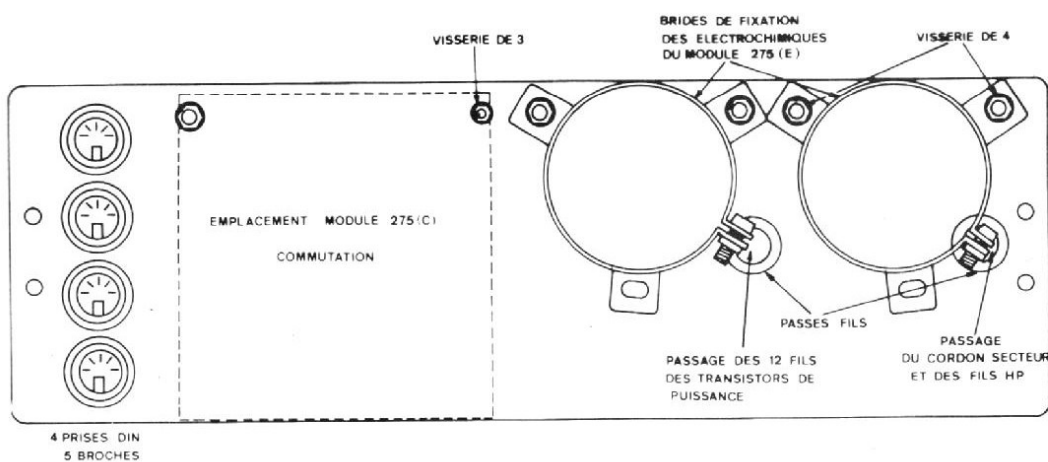


Fig. 6

du coffret pour amortir les vibrations. On utilisera de la visserie de \varnothing 5 mm ou 6 mm ; la vis aura une longueur de 50 mm environ.

On met également en place les trois porte-fusibles, ceux-ci étant vissés (avec de la visserie de 3) sur la pièce métallique en U côté transformateur.

Mieux que tout bavardage, la photographie (fig. 8) montre le travail effectué :

— Mise en place des 4 prises DIN.

— Des deux brides des condensateurs.

— Des deux passe-fils.

— Du radiateur.

— Du transformateur toroïdal.

— Des trois porte-fusibles.

On peut également mettre en place la prise DIN 5 broches située à l'avant gauche et vissée sur le fond du coffret.

**VI
NOMENCLATURE
DES
COMPOSANTS
NÉCESSAIRES
JUSQU'À
PRÉSENT**

1 coffret Tetebox n° 6 code 7126.

5 prises DIN 5 broches pour châssis et **visables**.

1 dissipateur thermique pour 4 transistors.

4 transistors dont 2 x MJ802 et 2 x MJ4502 avec rondelles mica et canons isolants (Moto-rola).

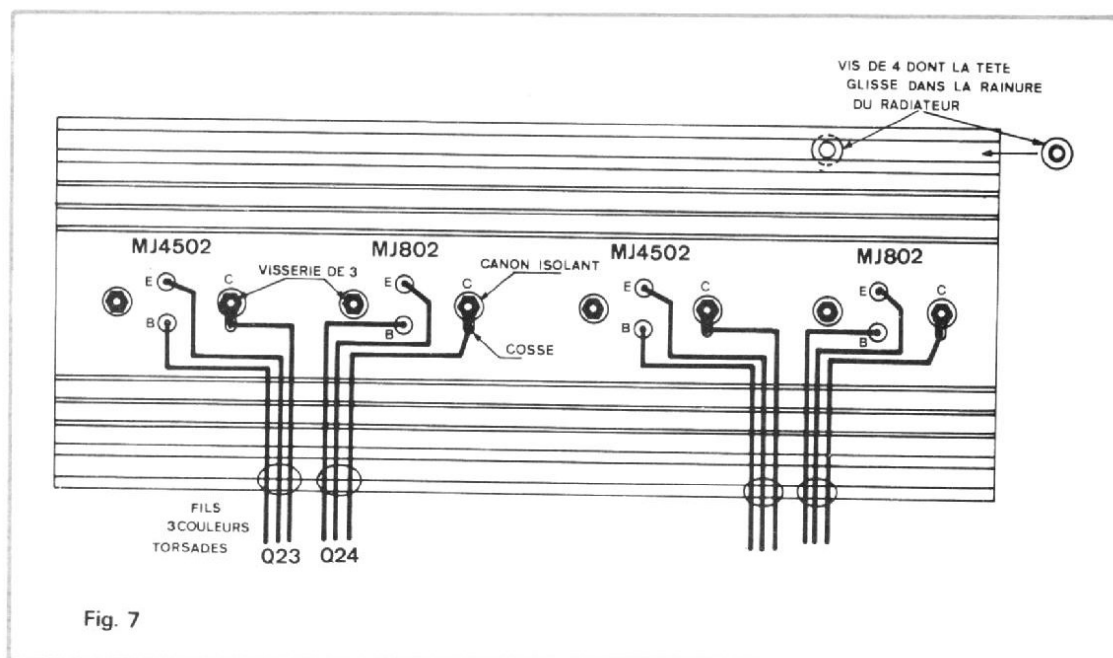


Fig. 7

1,5 m de fil 3 couleurs de forte section.

3 porte-fusibles avec cosses à souder.

2 passe-fils pour \varnothing 10 mm.

2 condensateurs électrochimiques avec brides de fixation de 12 000 μ F/50 V.

1 transformateur toroïdal 2 x 30 V/2,6 A.

Visserie de 3, 4 et 6 mm (UCS - écrous - rondelles éventails...).

4 x cosses à souder pour visserie de 3.

Souplisso.

Et bien entendu de la soudure 60 %.

L'ÉLECTRONIQUE

Voyons maintenant ce qui est le plus intéressant, la par-

tie électronique du 275WZ8. Cette étude va se décomposer en plusieurs sous-ensembles comme nous l'avons détaillé avec le synoptique figure 1.

Cependant avant de commencer cette étude nous allons refaire les mêmes recommandations : **n'utilisez que des composants de premier choix.**

**1. LE MODULE
275 (A)
Pré-
AMPLIFICATEUR
POUR CELLULE
MAGNÉTIQUE**

Le schéma :

Le schéma de principe est donné à la figure 9. Il est de

constitution très classique. Les trois transistors $Q_1 - Q_2 - Q_3$ du type MPS6571 sont à liaison continue (collecteur-base).

L'impédance d'entrée est de 47 k Ω et le signal est appliqué à la base de Q_1 par un condensateur $C_1 - 4,7 \mu$ F. Q_1 a une charge collecteur de 1 M Ω et l'émetteur polarisé par $R_3 - 10 k\Omega$.

Collecteur de Q_1 et base de Q_2 étant en liaison continue, la résistance $R_2 - 1 M\Omega$ polarise également la base du transistor Q_2 .

Un condensateur de faible capacité $C_2 - 15 pF$ shunte base et collecteur de Q_2 afin de limiter la bande passante et éviter ainsi les ennuis avec la H.F.

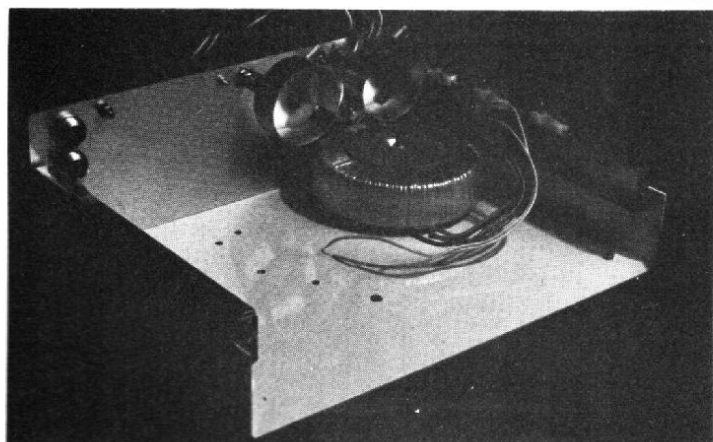
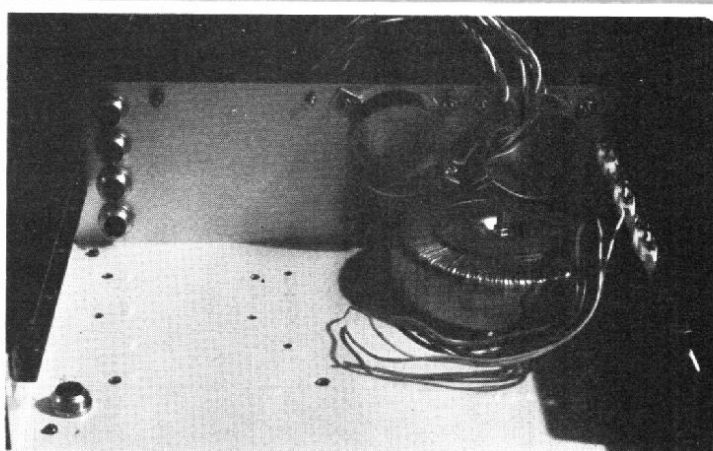


Fig. 8



Entre émetteur de Q_2 et base de Q_1 on remarque une contre-réaction locale avec la résistance R_4 -620 k Ω .

Si les deux premiers transistors sont montés en émetteur commun, pour éviter toute interaction des circuits suivants, le transistor Q_3 est monté en étage tampon (ou en collecteur commun).

Le réseau sélectif destiné à la correction RIAA se compose de R_{10} -300 k Ω en parallèle sur C_6 -15 nF et ce en série avec R_8 -18 k Ω et C_5 -4,7 nF en parallèle.

Les deux premiers étages Q_1 et Q_2 sont alimentés en +38 V tandis que le collecteur de Q_3 reçoit une tension de +42 V.

Nous verrons plus loin que la tension +38 V est stabilisée.

(Suite page 211)

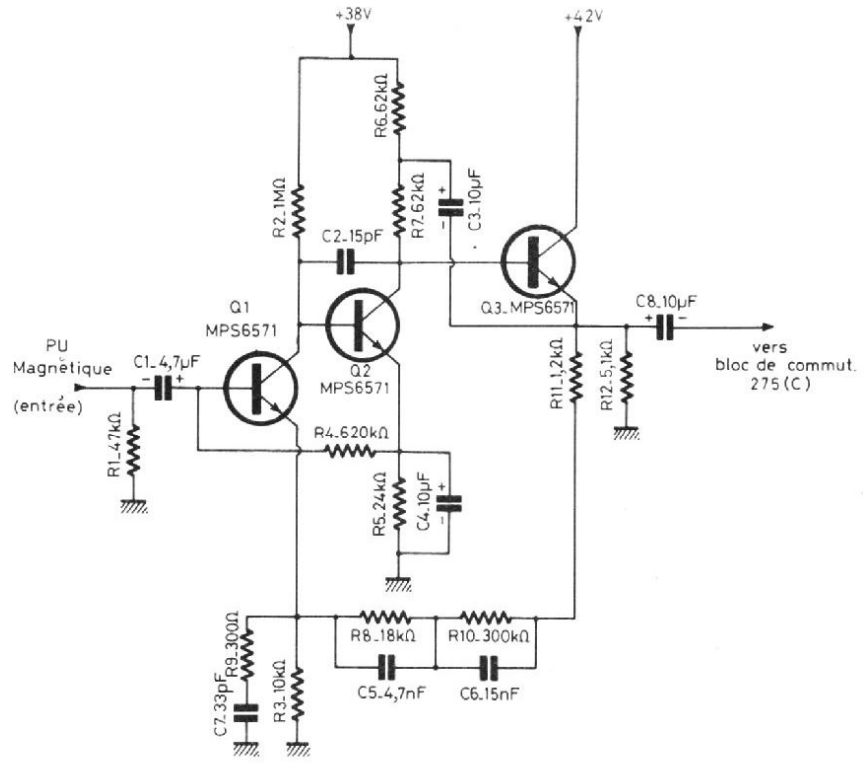


Fig. 9

Schéma du module 275(A)

Nomenclature des composants :

Résistances à couche métallique $\pm 5\%$ - 1/2 W

- $R_1 = 47\text{ k}\Omega$
- $R_2 = 1\text{ M}\Omega$
- $R_3 = 10\text{ k}\Omega$
- $R_4 = 620\text{ k}\Omega$
- $R_5 = 24\text{ k}\Omega$
- $R_6 = 62\text{ k}\Omega$
- $R_7 = 62\text{ k}\Omega$
- $R_8 = 18\text{ k}\Omega$
- $R_9 = 300\ \Omega$
- $R_{10} = 300\text{ k}\Omega$
- $R_{11} = 1,2\text{ k}\Omega$
- $R_{12} = 5,1\text{ k}\Omega$

Condensateurs polarisés

- $C_1 = 4,7\ \mu\text{F}/25\text{ V}$
- $C_3 = 10\ \mu\text{F}/25\text{ V}$
- $C_4 = 10\ \mu\text{F}/25\text{ V}$
- $C_8 = 10\ \mu\text{F}/25\text{ V}$

Condensateurs non polarisés

- $C_2 = 15\text{ pF}$ céramique
- $C_5 = 4,7\text{ nF}/160\text{ V}$
- $C_6 = 15\text{ nF}/160\text{ V}$
- $C_7 = 33\text{ pF}$ céramique

Transistors

$Q_1 = Q_2 = Q_3 = \text{MPS6571}$
Motorola

P.S. : Afin de faciliter le travail de certains lecteurs, les circuits imprimés en verre époxy de ces études pourront leur être fournis en en faisant la demande à la Rédaction.

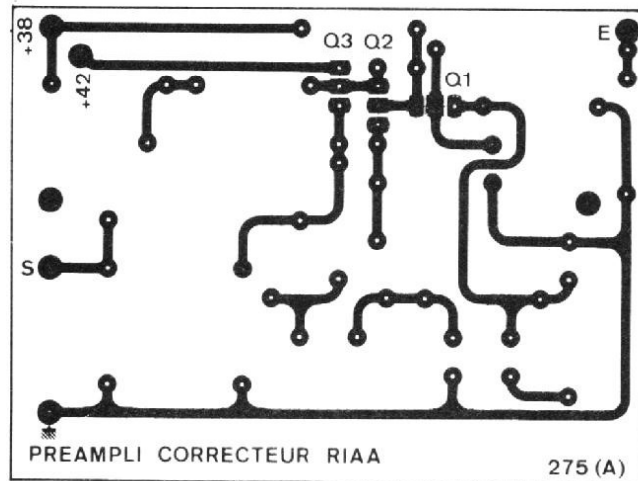


Fig. 10

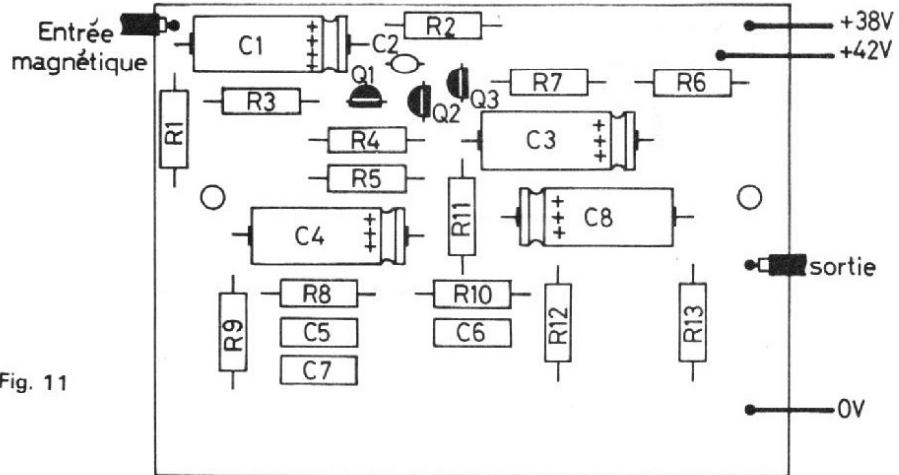


Fig. 11

construisez

un synthétiseur de fréquence

La stabilité de fréquence des générateurs basse fréquence courants est assez limitée et d'autre part il est difficile de pointer à mieux que 1 % près un chiffre sur un cadran gradué. Or il est très intéressant pour de nombreuses applications de disposer de signaux dont la fréquence peut être ajustée avec précision, par exemple au millième près, et reproductible d'un jour à l'autre. Les synthétiseurs de fréquences qui génèrent numériquement le signal de sortie à partir d'un oscilla-

teur pilote à quartz de haute stabilité apportent à ce problème une solution élégante mais encore actuellement bien trop onéreuse pour l'amateur moyen. La construction d'un tel appareil surtout si on ne lui demande pas des performances exceptionnelles peut être entreprise assez aisément grâce aux circuits intégrés disponibles sur le marché à des prix très bas.

Parmi les divers schémas possibles nous avons choisi ici celui dont la mise au point est la plus simple. Il fait appel à

un circuit diviseur spécial que les anglo-saxons désignent sous le nom de « rate multiplier ».

PRINCIPE DU MULTIPLICATEUR DE RYTHMES DÉCIMAUX ET UTILISATION POUR LA SYNTHÈSE DE FRÉQUENCES

Le multiplicateur de rythmes décimaux (DRM) est un système décimal car il se

retrouve dans son état initial après un cycle de 10 impulsions. Ce n'est pas cependant à proprement parler un diviseur de fréquence (contrairement à ce que l'on peut lire parfois) mais un système d'aiguillage constitué par des portes logiques pilotées par les sorties d'un diviseur par 10 (décade) qui ne laisse passer au cours d'un cycle qu'un nombre choisi N de tops d'horloge.

On peut voir sur la figure 1 que le nombre N (0 à 9) est appliqué sous forme binaire à

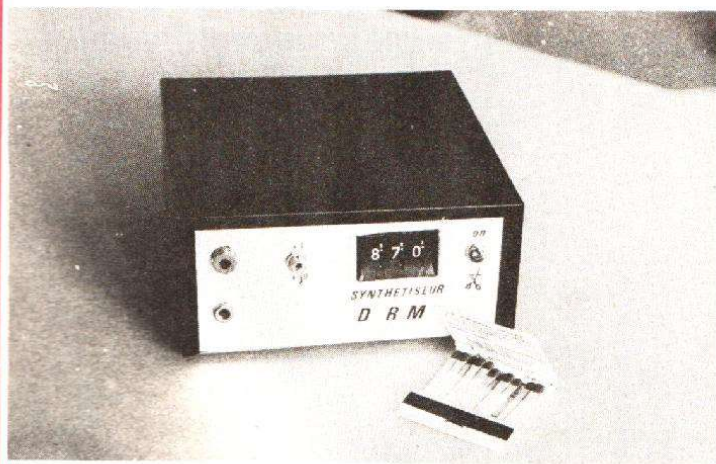


Photo 1. - Aspect extérieur de l'appareil.

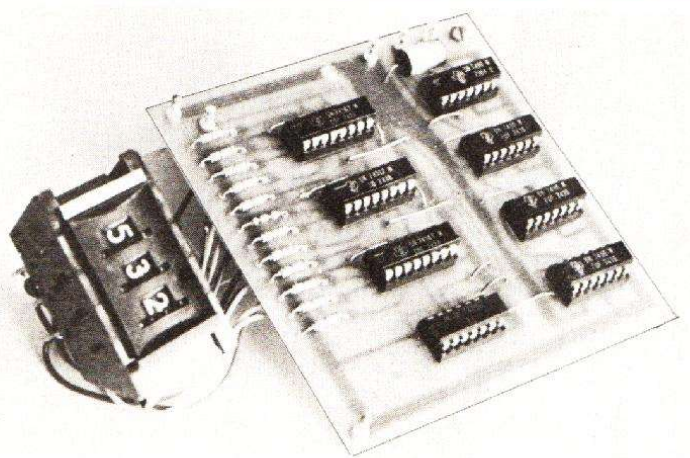


Photo 2. - Plaquette principale supportant les D.R.M.

On peut généraliser le système en plaçant en série 3 ou 4 circuits commandés par des consignes N₁, N₂, N₃, etc., à la sortie d'un « ou » addition-

$$\frac{100}{35} f_0$$

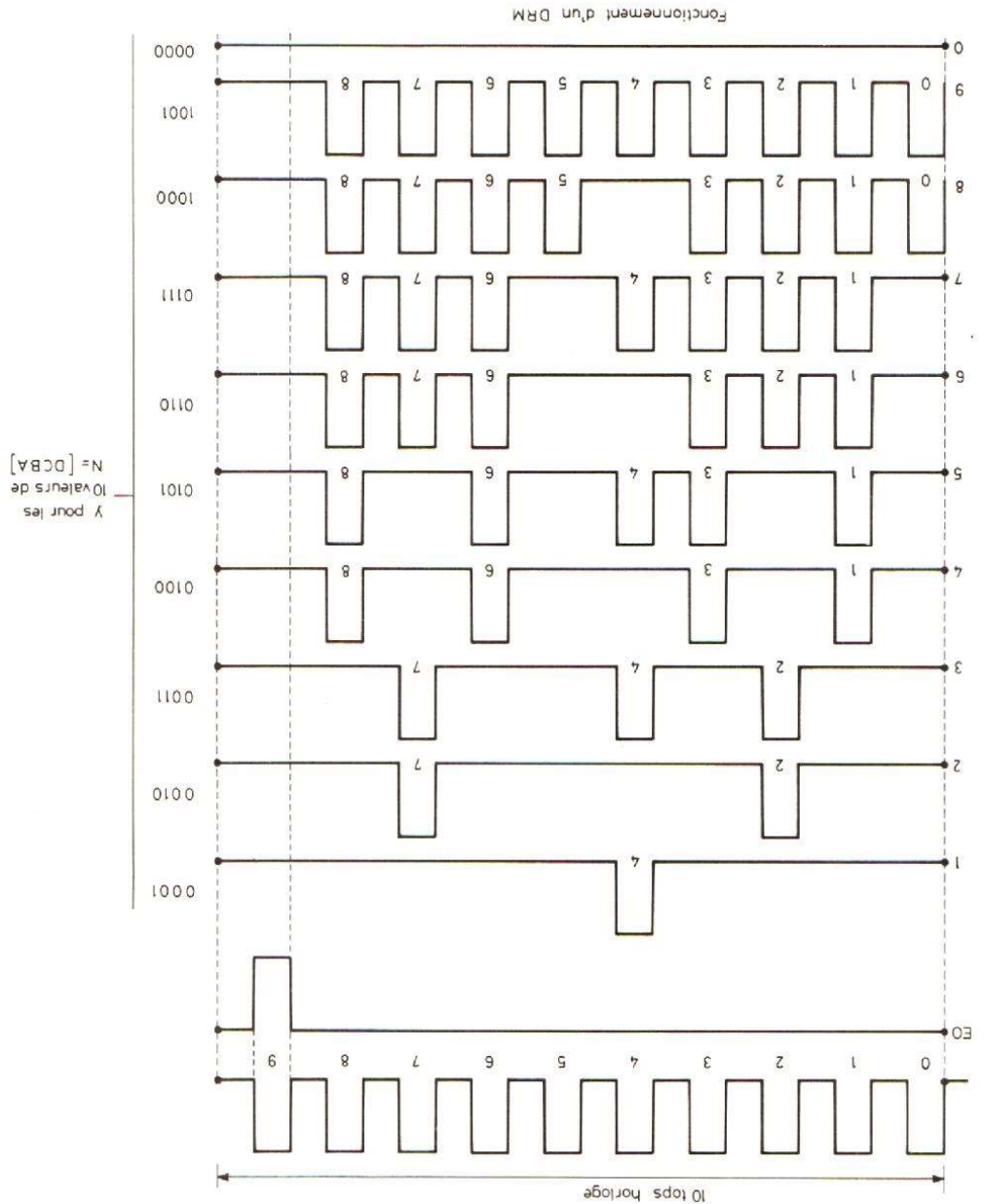
moyenne en S est alors d'horloge la fréquence d'entrée. Si f₀ est la fréquence d'impulsions sur les 100 qui donne en S au total 35 à l'aide d'une porte « ou » ce à l'aide d'un premier circuit, on peut donc les ajouter, que les Y₂ sont pris parmi les signaux E₀ du premier circuit, sont jamais simultanés puis- Les signaux en Y₁ et Y₂ ne active qu'en 19 39 49 69 et 89, etc. parmi lesquels Y₂ n'est valide aux instants 9 19 29, figure 1). La sortie E₀ est 22 24 27, etc. (d'après la de positions 02 04 07 12 14 17 la sortie Y₁, les tops d'horloge 100 impulsions on recueille à = 3, N₂ = 5, sur une série de Ainsi par exemple pour N₁ signal E₀ (position basse).

pendant la phase active du loge que ceux qui arrivent compte parmi les tops d'hor- seconde qui ne prend ainsi en spéciale E₁ (enable in put) du envoyer E₀ sur une entrée soit comme il est indiqué le second (mode asynchrone) premier comme horloge pour directement le signal Y du figure 2. On peut soit utiliser circuits est représentée sur la La mise en série de deux

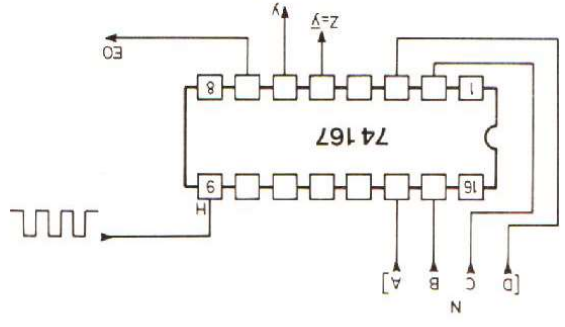
quence **moyenne** du signal Y, donc en quelque sorte la fré- Y : N₁/10 tops. N₁/10 est rait chaque seconde à la sortie quence de l'horloge H, il appa- lière de N₁, si f₀ est la fré-

Pour une valeur particu- en série de plusieurs circuits. Y₁, c'est ce qui permet la mise partie de celles prélevées en l'impulsion E₀ ne fait jamais valeur de la consigne N que quel que soit la appari- mentées en Z). Il faut remar- (ou complé- appari- mentées en Y (ou complé- spéciale E₀ (enable out le spéciale E₀ (enable out retourne inversée sur une sor- loge de chaque cycle se la dernière impulsion d'hor- = A 2⁰ + B 2¹ + C 2² + D 2³.

Fig. 1. - Fonctionnement d'un D.R.M.



Y pour les 10 valeurs de N [DCBA]



Fonctionnement d'un DRM

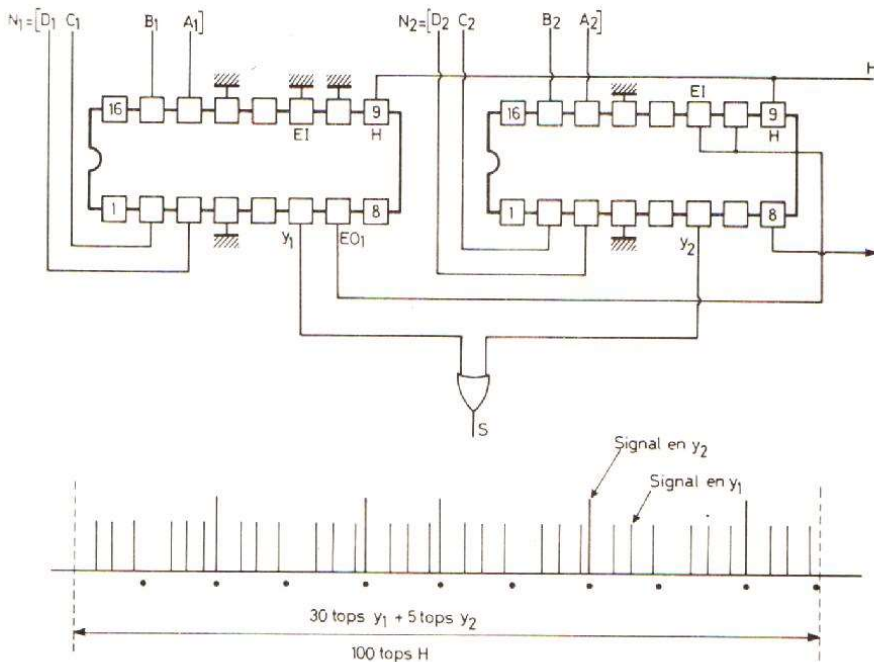


Fig. 2. - Mise en série de 2 étages et exemple de sortie S pour $N_1 = 3$, $N_2 = 5$ des points indiquent les positions 9 de chaque dizaine pour lesquelles EO_1 est actif.

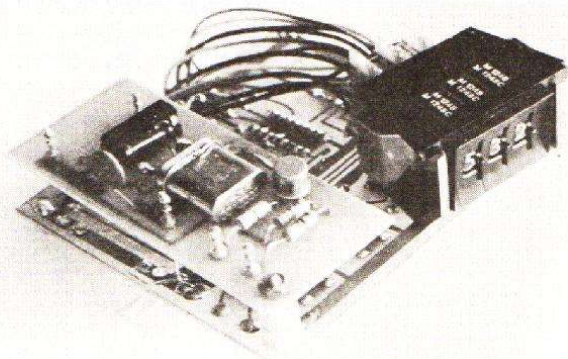


Photo 3. - Ensemble du bloc électronique.

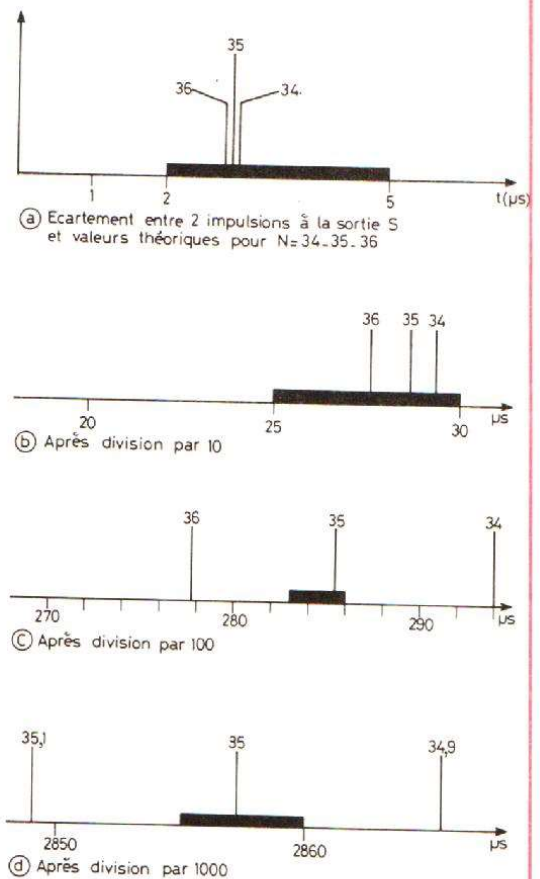


Fig. 3. - Amélioration du spectre du signal de sortie par division : une division par 100 est nécessaire pour donner un sens au 2^e chiffre affiché, avec une division par 1000 la précision est meilleure que le millième. Exemple pour $N = 35$ - 2 circuits et $f_0 = 1$ MHz.

nant toutes les sorties Y on recueillera un signal de fréquence moyenne :

$$\frac{N_1 N_2 N_3}{1\ 000} f_0$$

TRAITEMENT DU SIGNAL DE SORTIE

Bien qu'un compteur de fréquence placé en sortie affiche exactement la valeur donnée par la formule ci-dessus, le signal S est loin d'être utilisable tel quel, son spectre est beaucoup trop large. On peut s'en convaincre en remarquant que dans le cas de l'exemple précédent avec $f_0 = 1$ MHz, l'écartement entre

deux impulsions de sortie varie de 2 à 5 μ s correspondant respectivement à des fréquences de 500 et 200 kHz alors qu'elle devrait être de 2,857 μ s pour 350 kHz valeur de la fréquence moyenne. Cette fluctuation d'écartement ou « jitter » est réduite si l'on effectue une division de fréquence. Le calcul montre qu'après une division par 10 la période du signal fluctue encore de 25 à 30 μ s (fréquences extrêmes correspondantes 40 et 33,3 kHz) et avec une division par 100 de 285 à 288 μ s. Ces deux valeurs correspondant à 3,508 et 3,472 kHz qui encadrent parfaitement les 3,5 kHz théoriques (fig. 3). Une division par 100 a donc été nécessaire pour obtenir un signal dont la fré-

quence est définie à mieux que le centième. De façon générale on peut montrer qu'une fréquence définie numériquement à l'aide de P circuits D R M mis en série nécessite une division de taux au moins égal à 10^P .

Cette nécessité de faire appel à un taux de division important limite aux fréquences basses l'emploi de ce système pour générer des fréquences. Pour une fréquence maximale de sortie de 10 kHz définie à 10 Hz près (3 chiffres significatifs), il faut un diviseur par 1 000 et une horloge à 10 MHz. C'est la solution que nous avons retenue compte tenu des circuits disponibles (le S N 74167 accepte une fréquence d'entrée maximale de 30 MHz.

LE SCHÉMA DE MONTAGE

L'oscillateur pilote doit avoir une grande stabilité de fréquence, c'est la raison pour laquelle nous avons fait appel à un quartz 10 MHz associé à une quadruple porte « nand » TTL Schottky. Le circuit 7400 ordinaire oscille difficilement à 10 MHz alors que la porte équivalente Schottky 7400 S permet de dépasser 20 MHz sans difficultés.

Les impulsions de cet oscillateur attaquent 3 circuits D R M 74167 placés en série et commandés par 3 roues codeuses dont le montage est détaillé sur la figure 4b.

Les tops sélectionnés et mélangés grâce à un

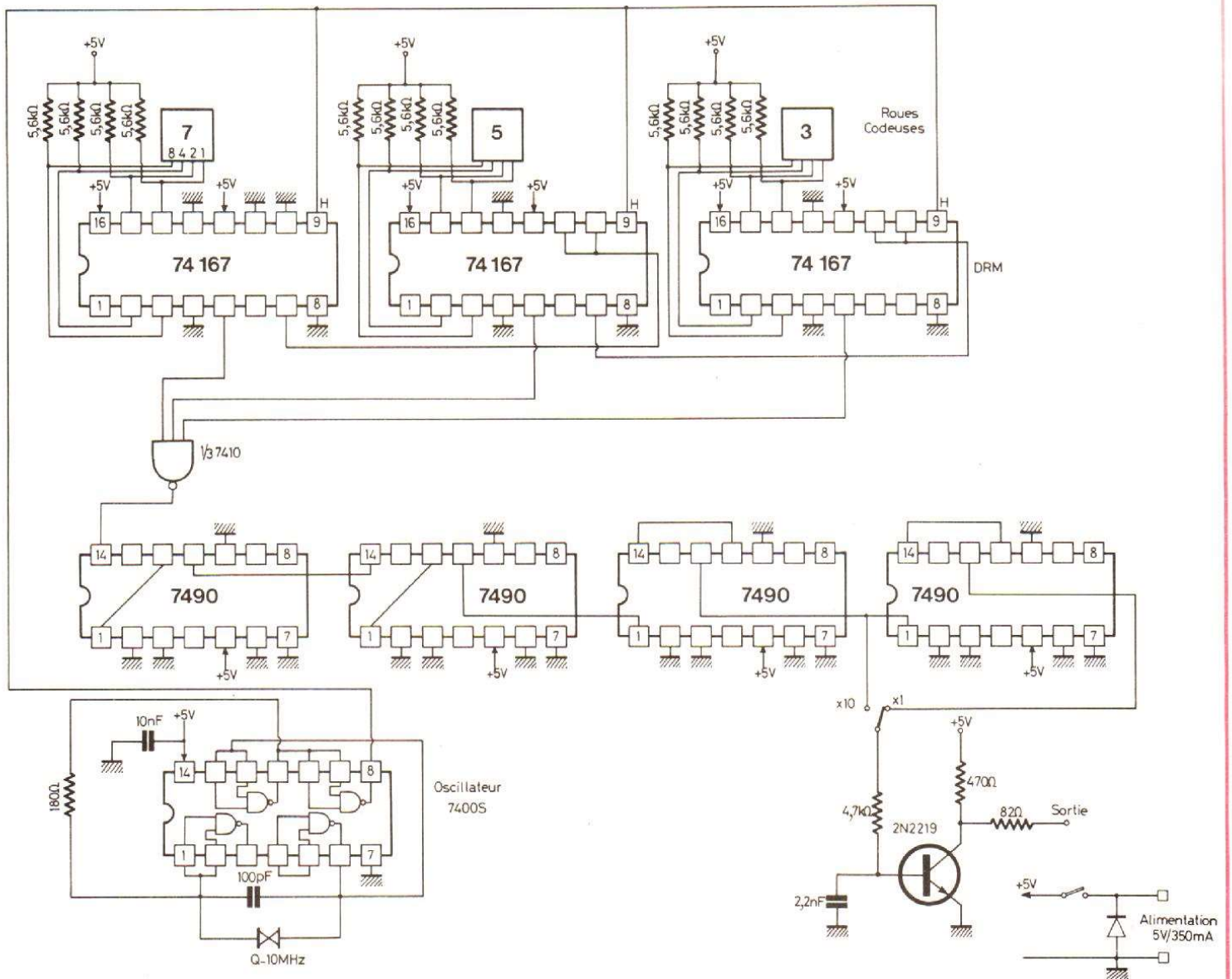


Fig. 4a. - Schéma complet.

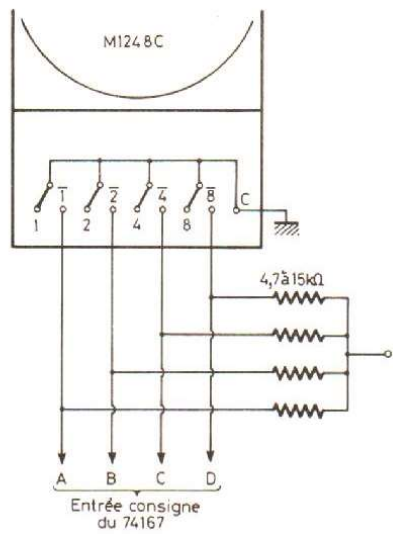


Fig. 4b. - Branchement d'une roue codeuse.

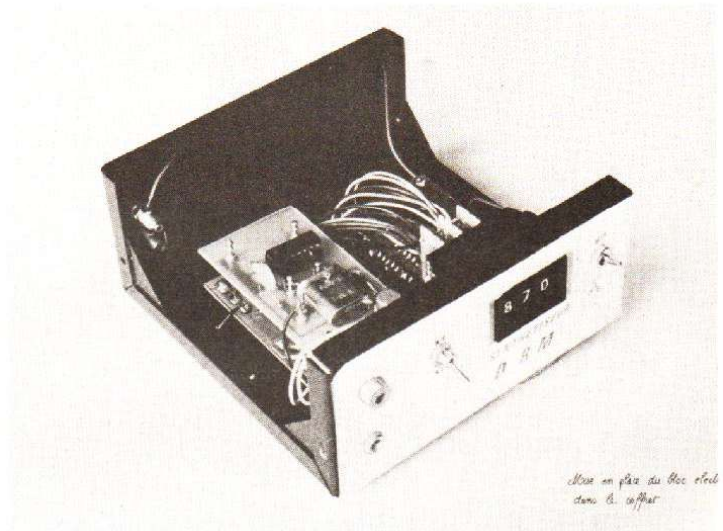


Photo 4. - Mise en place du bloc électronique dans le coffret.

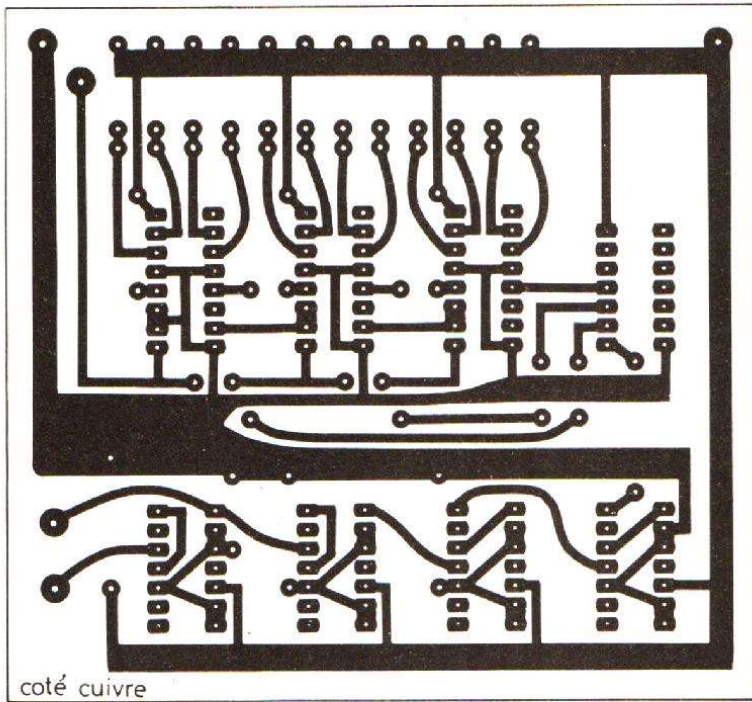


Fig. 5a

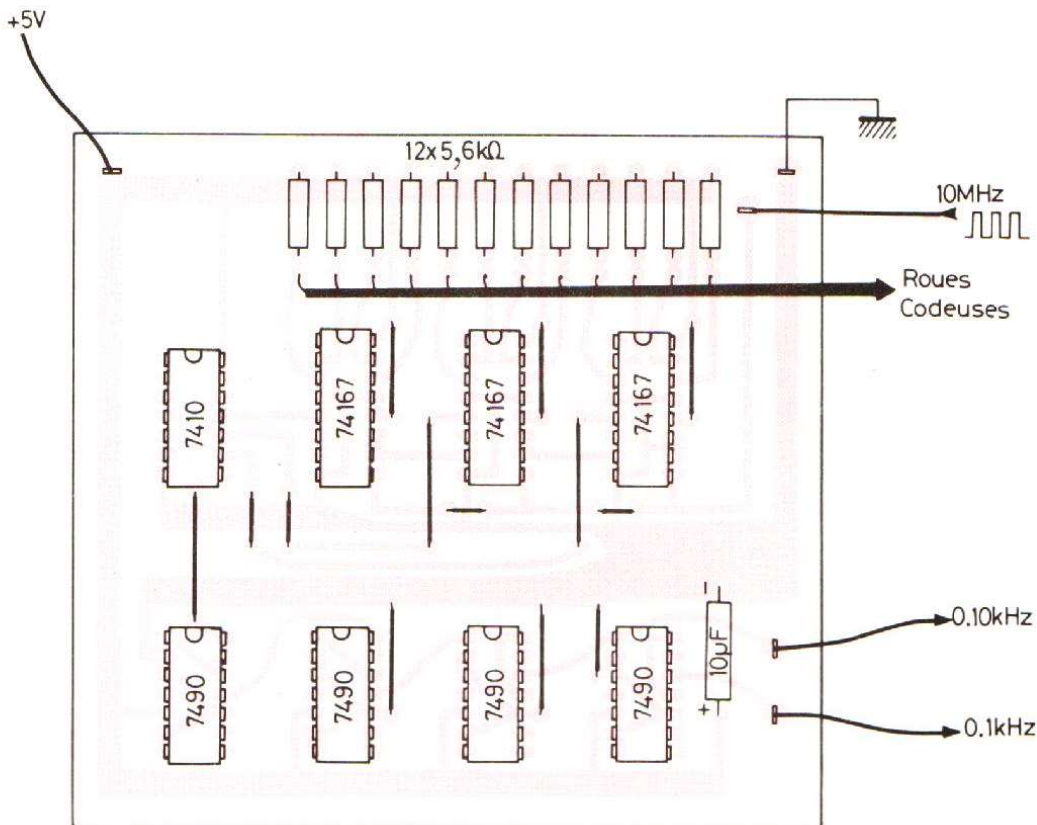


Fig. 5b

Fig. 5. - Circuits imprimés.

« Nand » à 3 entrées (7410) sont envoyés à l'entrée d'un diviseur par 10^4 constitué par 4 décades 7490. Les deux dernières d'entre elles sont câblées de façon à délivrer un signal de sortie symétrique (division par 5 précédant la division par 2). Un commutateur permet de choisir la sortie de la troisième ou de la quatrième décade pour l'attaque de l'amplificateur de sortie.

LA RÉALISATION PRATIQUE

Elle ne pose aucun problème, le système fonctionne dès la mise sous tension. L'ensemble des 3 D R M et des décades a été câblé sur une seule plaquette imprimée dont le dessin est reproduit sur la figure 5. Une plaquette annexe fixée à la première par une colonnette supporte l'oscillateur et l'amplificateur de sortie.

Les roues codeuses étant reliées aux entrées de consigne du D R M tout l'ensemble électronique peut être réglé avant d'être mis en place dans le coffret ou inversement être dégagé d'un seul bloc pour un dépannage éventuel.

Nous n'avons pas prévu d'alimentation secteur dans le coffret. Le 5 volts (350 mA) étant amené sur deux prises à l'arrière à partir d'une alimentation extérieure alimentant d'autres circuits. Si on le désire, une alimentation autonome peut très facilement être réalisée à l'aide d'un transformateur 6 V 500 mA et un système de stabilisation et de filtrage classique.

LES PERFORMANCES

Elles sont exactement celles attendues. On peut reprocher au montage de ne fournir que des signaux rectangulai-

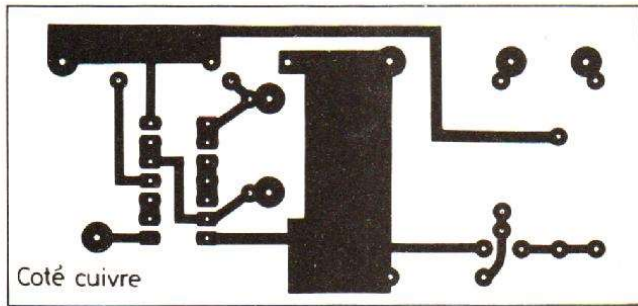


Fig. 5c

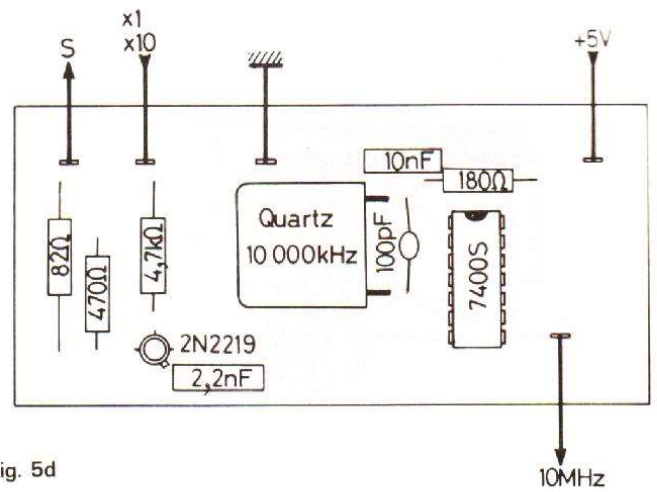


Fig. 5d

res, mais cela suffit pour effectuer des étalonnages de fréquence.

Pour obtenir des signaux parfaitement sinusoïdaux l'asservissement en phase d'un oscillateur extérieur sur le synthétiseur précédent est très facile, il en découle d'ailleurs une grande amélioration de la pureté spectrale du signal fourni.

Nous avons réalisé un tel oscillateur asservi qui fera l'objet d'un prochain article.

NOMENCLATURE

- Circuits intégrés :
3 SN 74167, 1 SN 7410, 4 SN 7490, 1 SN 7400 S

- Texas Instruments (Tekelec Airtronic, B.P. N° 2, 92310 Sèvres ou Radio Voltaire, etc.).
- Quartz 10 000 kHz Beric 43, rue Victor-Hugo, 92240 Malakoff ou Radio Voltaire.
- Roues codeuses série S 61000 M 1.2.4.8 C (R.T.C. ou Radio Voltaire, 150 avenue Ledru-Rollin, Paris

- 11°) (3 éléments avec extrémités de fixation).
- 2 interrupteurs (inverseur unipolaire).
- Boîtier 135 x 135 x 60 (Radio MJ - rue Claude Bernard, Paris 5°).

J.A.

RÉALISEZ CET AMPLIFICATEUR

(Suite de la page 205)

Q_3 étant monté en collecteur commun, c'est sur son émetteur que nous prélevons la modulation avec C_8 -10 μ F.

Le gain de ce préampli est de l'ordre de 30.

Le signal en sortie de ce préamplificateur RIAA est appliqué au commutateur de fonction électromécanique (module 275 [C]).

Le circuit imprimé (fig. 10).

Si celui-ci est de faibles dimensions (84 x 61 mm) disons tout de suite qu'il ne reçoit les composants que d'une seule voie. Il est donc nécessaire de réaliser deux cartes 275 (A).

Les liaisons sont peu nombreuses, ce qui simplifie le travail. On peut utiliser des pastilles de \varnothing 2,54 mm et de la bande de 1,27 mm.

Tous les perçages s'effectuent avec un foret de 0,8 mm à l'exception des deux trous de fixation forés à \varnothing 3,2 mm.

Avant de commencer l'opération de câblage, bien désoxyder les pistes cuivrées en les frottant avec un tampon Jex.

Câblage du module :

Le plan de câblage est celui de la figure 11. Tous les composants étant repérés par leur symbole électrique, se reporter à la nomenclature pour en connaître la valeur nominale.

Bien veiller à l'orientation

des transistors et des condensateurs électrochimiques.

Utiliser de la soudure à 60 % pour éviter les soudures froides.

La photographie figure 12 permet de voir le travail à effectuer. On peut d'ailleurs constater une petite différence entre les figure 11 et 12, le réseau R_9 -300 Ω et C_7 -33 pF n'étant pas à la même place. Seule la figure 11 est valable, une petite modification étant intervenue lors des essais de l'appareil.

Les deux modules 275 (A) étant câblés et vérifiés, on dissout la résine des points de soudures avec du trichloréthylène et, pour éviter toute oxydation, on pulvérise une couche de vernis sur les pistes cuivrées.

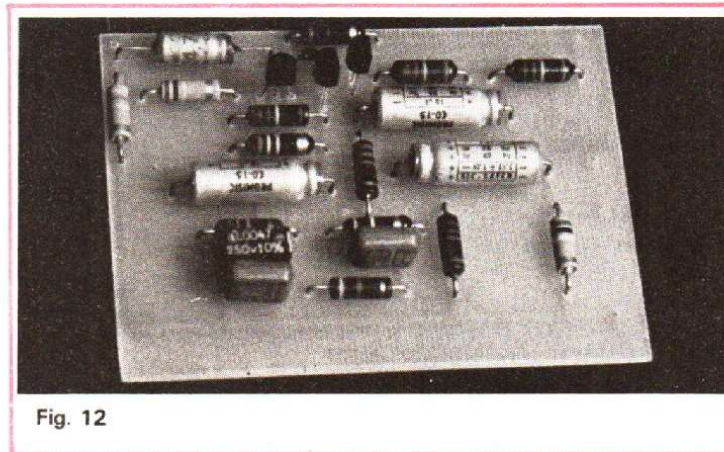


Fig. 12

B. DUVAL

Des ouvrages indispensables pour la pratique d'aujourd'hui

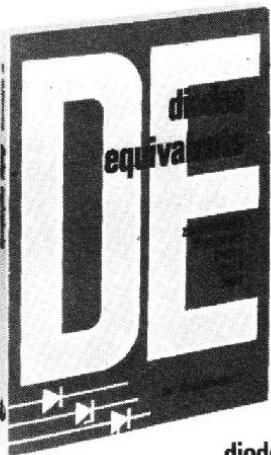


transistor equivalents

Cet ouvrage de référence permettra à l'utilisateur de trouver des équivalents pour des transistors donnés.

Dans ce but environ 9 500 transistors de fabrication européenne, américaine ou japonaise sont inclus avec leurs substituts équivalents. Parce qu'il est très difficile en matière de transistors de parler de vrais remplacements il est recommandé de vérifier les caractéristiques détaillées par rapprochement auprès du manuel « SEMICONDUCTOR HANDBOOK, Part I, Transistors ».

9e édition, complètement révisée et augmentée 213 pages, format 125 x 175, (par A.M. Hoebeek) Prix 36 F.

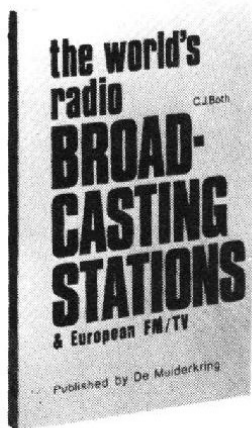


diodes equivalents

Pas moins de 9 024 équivalents pour ± 6 100 diodes données, de fabrication européenne, américaine ou japonaise, sont inclus dans ces tables : les triacs, diacs, leds, thyristors, diodes zener, aussi les semi-conducteurs, photo-luminescentes et photosensitives, à l'exception des photos-transistors. Ainsi, vous trouverez vite un remplacement pour une diode donnée.

Vérifiez les caractéristiques de l'équivalent choisi en consultant le nouveau manuel spécialisé : « SEMICONDUCTOR HANDBOOK, Part II Diodes ».

1re édition. 144 pages, format 125 x 175 (par A.M. Hoebeek). Prix 28 F.



the world's radio broadcasting station

Ce livre peut servir comme « guide à la minute » à tous ceux qui s'intéressent à la réception des émissions de la Radiodiffusion mondiale.

Concernant les émetteurs OC, PO et OL du globe, les stations MF/TV européennes inclus, tous les renseignements souhaitables (horaires, puissance, fréquences, etc.) sont cités et groupés dans un système très efficace. D'information additive, vulgarisée pour débutants, — en français, anglais, espagnol, allemand et en hollandais —, contribue à la compréhension de l'art de DX-ing.

C'est un vrai guide d'or pour l'amateur !

1re édition, 200 pages, format 145 x 210 (par C.J. Both). Prix 36 F.



semiconductor handbook

TOME I transistors

TOME II DIODES

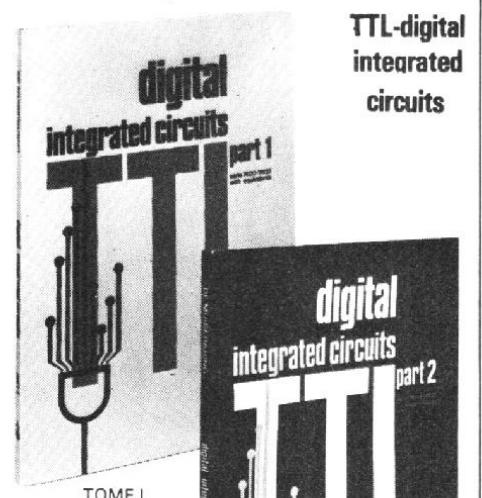
Ces manuels grand format vous offrent tous les types courants, de fabrication européenne, américaine ou japonaise.

De chaque type connu toutes les caractéristiques électriques et mécaniques sont mentionnées dans un classement alphanumérique.

Ainsi ces ouvrages offrent une source complète de références indispensables, aussi bien pour l'homme de métier que pour l'amateur.

Tome I - 164 pages, grand format 210 x 295, prix 45 F.

Tome II - 112 pages, format 210 x 295 - Prix 45 F.



TTL-digital integrated circuits

TOME I

Nouveau ! Voici enfin des ouvrages d'utilité vous offrant en abondance l'essentiel des circuits intégrés logiques, — séries 7400 —, des 13 fabrications principales, d'origine européenne ou américaine.

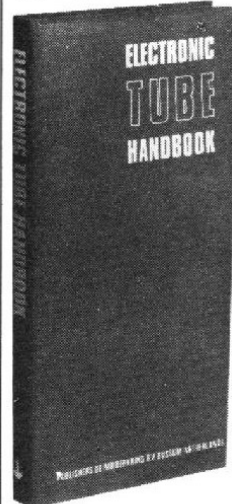
Selon l'ordre numérique des types, les détails ont été présentés sous une formule bien ordonnée, permettant ainsi à l'utilisateur une vue d'ensemble sur les équivalents et leurs caractéristiques essentielles.

Ces ouvrages sont destinés aux expérimentateurs, qu'ils soient praticiens ou étudiants, et se proposent de faciliter leurs recherches.

Tome I - (séries 7400 à 74132), 172 pages, format 210 x 300. Prix 50 F.

Tome II - (séries 74141 à 74298), 216 pages, format 210 x 300. Prix 50 F.

TOME II



electronic tube handbook

Ce manuel donne les caractéristiques d'un grand nombre de tubes européens et américains pour récepteurs et amplificateurs, ainsi que des tubes à rayons cathodiques pour téléviseurs et oscillographes.

Les spécifications ont été rédigées d'une telle manière qu'on puisse trouver d'un coup d'œil, les caractéristiques et les connexions d'un type donné.

Préface en 11 langues.

16e édition, 440 pages. Prix 40 F.

en vente à la Librairie Parisienne de la radio - 43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS
Tél. 878-09-94/95 - C.C.P. 4949-29 Paris

LES ANTENNES 'LONG FIL'

MULTIBANDES

Ce type d'antenne, comme le laisse supposer son nom, est un simple fil, aussi long et aussi haut que possible, attaqué à son extrémité. Autrement dit, le fil se prolonge jusqu'à l'émetteur.

A moins d'une chance inouïe, une telle antenne, dont la simplicité est fort tentante pour qui dispose des grands espaces de la campagne, ne chargera pas correctement l'émetteur, même si celui-ci comporte un filtre en pi. La longueur physique du fil ne correspondra forcément pas à une demi-onde, à moins d'un très grand hasard, et ne comprendra de toutes façons pas un nombre exact de demi-ondes électriques sur toutes bandes. Par bonheur, comme l'antenne entre dans le « shack » et va jusqu'à l'émetteur, rien n'empêche de la rallonger expérimentalement par des morceaux de fil additionnels de longueur judicieusement établie. La solution est encombrante et finalement mal commode. Un système plus aisé à mettre en œuvre est proposé par la figure 1, dans laquelle nous trouvons essentiellement une certaine longueur de fil, enroulée à la manière d'un solénoïde, sur un mandrin en

céramique. Un commutateur à grand nombre de positions – dans notre cas 12 – permet soit d'utiliser la totalité de la bobine, soit de n'en mettre qu'une partie en service par étapes de quelques spires à la fois. On a utilisé un mandrin céramique fileté, récupéré sur un émetteur des surplus, de 60 mm de diamètre, sur lequel sont bobinés 26 tours de fil nu de 16/10 mm. Les prises sont réalisées successivement aux spires N^{os} 1, 2, 3, 5, 7, 9, 12, 16, 21, 26. La 1^{re} position est libre, mettant toute la bobine en série dans l'antenne. A l'inverse la 12^e position correspond au court-circuit total. Compte tenu du diamètre du mandrin, il faut un peu plus de 5 m de fil en tout et chaque tour, mis en série dans l'antenne, correspond à une

longueur supplémentaire d'environ 20 cm.

Ceci sous-entend que l'aérien sera toujours d'une longueur légèrement inférieure à la demi-longueur d'onde ou à un multiple de demi-ondes puisque le dispositif proposé procède par addition d'une certaine longueur de fil, de peu d'efficacité en ce qui concerne le rayonnement mais d'une utilité déterminante pour le fonctionnement correct de l'antenne.

Imaginons une possibilité qui ne peut être l'apanage que de quelques privilégiés, celle qui permet de déployer 80 m de fil à partir de l'émetteur, providentiellement et idéalement placé près d'une fenêtre donnant sur la nature. Cela fait rêver mais le calcul qui va suivre s'appliquera à tous autres exemples.

Cet aérien fonctionnera sur 3,6 MHz en onde entière et la longueur du brin rayonnant à déployer serait, en appliquant la formule :

$$L = \frac{(N - 0,05) 150}{F}$$

$$= \frac{(2 - 0,05) \times 150}{3,6} = 81,25 \text{ m}$$

Avec 80 m extérieurs, nous serons amené à ajouter 1,25 m de la bobine, soit environ 5 spires, en tenant compte de l'effet de self-induction.

Sur 40 m, même calcul à partir de N = 4 demi-ondes.

$$L = \frac{(4 - 0,05) \times 150}{7,05}$$

$$= 84,04 \text{ m}$$

d'où 4 m supplémentaires et environ 20 spires de la bobine.

Poursuivons le calcul sur 14,2 MHz et 8 demi-ondes.

$$L = \frac{(8 - 0,05) \times 150}{14,2}$$

$$= 83,97 \text{ m}$$

donc également pratiquement 4 m supplémentaires également.

Sur 21,2 MHz, le même calcul avec 12 demi-ondes nous donne 84,55 m soit 4,55 m additionnels, c'est-à-dire la quasi-totalité de la bobine.

Et enfin pour 28,5 MHz, le même calcul tenant compte

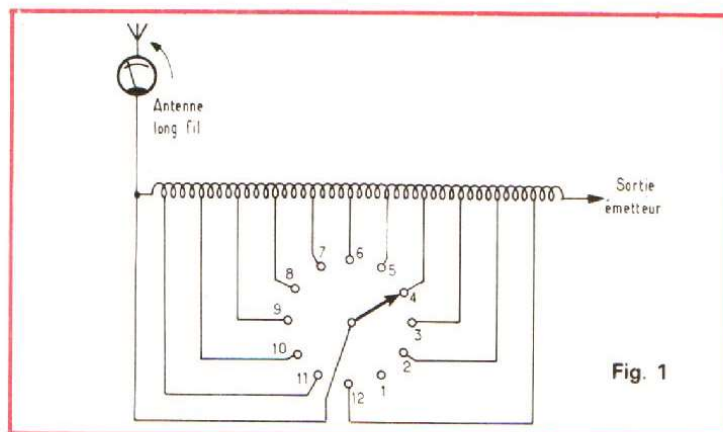
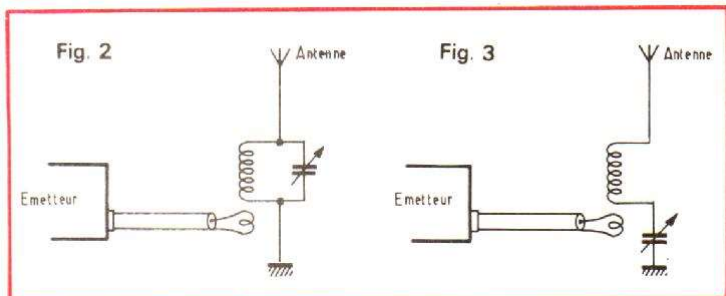


Fig. 1



de 16 demi-ondes, donne une longueur 83,94 m soit 3,94 m supplémentaires, ce qui correspond sensiblement à la même position que les bandes 7 et 14 MHz. Dans tous les cas de fonctionnement en multiples de demi-ondes, l'attaque se fait en tension donc à haute impédance. Le couplage à l'émetteur sera donc extrêmement simple : il suffira de réaliser, hors de l'émetteur, un circuit accordé sur la fréquence et couplé à la sortie de l'émetteur par une boucle de 2 spires (fig. 2). Là encore, une bobine à prises ou une self à roulette serait bien commode.

Avec 37 m de fil, il faudra ajouter :

- sur 3,6 MHz = 2,58 m
- sur 7,05 MHz = 4,48 m
- sur 14,2 MHz = 4,72 m
- sur 21,2 MHz = 5,09 m
- sur 28,5 MHz = 4,84 m

Pour simple que soit cet aérien, dont le prix défie toute concurrence (quelques dizaines de mètres de fils et une poignée d'isolateurs - ce qui par parenthèse n'est pas toujours aisé à trouver -) il n'en présente pas moins un intérêt certain. Un fil de 80 m donne sur 40 m ($4 \cdot \lambda/2$) un gain en puissance de 1,3, ce qui est déjà notable, mais qui passe à 2,1 sur 20 m et à 3, toujours en puissance sur 21 MHz, traduit en dB, cela correspond à 5, c'est-à-dire au gain d'une beam ou d'une quad à deux éléments. Voilà qui mérite réflexion et intérêt !

Un ampèremètre HF est disposé en série dans le fil de sortie. Les indications varieront avec tout changement de fréquence et tout changement de bande. Comme le transfert d'énergie s'effectue en haute impédance, puisque nous

avons pris pour exemple un fil taillé pour résonner en demi-onde ou multiple de demi-ondes sur toutes les bandes, la tension HF à l'extrémité, c'est-à-dire au niveau de la bobine, est élevée, et le courant HF mesuré, faible.

Mais nous n'avons imaginé que des antennes longues fonctionnant au régime demi-onde. Or, rien ne s'oppose à imaginer un fonctionnement en quart d'onde ou multiples impairs de quarts d'onde sur une ou plusieurs bandes. Ce pourrait être le cas pour un fil de 15 m à 19,50 m qui représenterait un quart d'onde sur 3,5 MHz et une, deux, trois et quatre demi-ondes sur 7, 14, 21, 28 MHz respectivement. De la même manière, et c'est intéressant là où on dispose de peu de place, un fil de moins de 10 m, qui peut-être vertical permet un fonctionnement acceptable sur 3,5 et 7 MHz à condition de modifier le système d'attaque à la base (fig. 3). Le circuit résonnant devient un circuit-série pour ces deux bandes. Par contre, nous retrouvons un circuit à résonance parallèle sur 14 MHz (demi-onde), 21 et 28 MHz (onde entière).

Ainsi qu'on le voit, cette antenne très simple peut convenir aux mieux nantis comme aux plus défavorisés. Une chose compte : mettre dehors et le plus haut possible la plus grande longueur de fil.

Robert PIAT
F3XY

POUR TOUS VOS TRAVAUX MINUTIEUX UNIVERSA IV



Cette loupe a été étudiée et expérimentée pour les divers travaux effectués dans les industries électroniques : bobinage, câblage, soudure, assemblage et vérifications diverses.

- Optique de grossissement 4 X, composée de 2 lentilles aplanétiques.
- Grand champ de vision (90 mm de large x 210 mm de long).
- Distance de travail variant de 16 à 30 cm sous la lentille.
- Aucune déformation d'image.
- Adaptation à toutes les vues (avec ou sans verres correcteurs) et rigoureusement sans fatigue.
- Eclairage en lumière blanche masquée par un déflecteur.
- Manipulation extrêmement libre (rotation, allongement).
- Mise au point rigoureuse.
- Indispensable pour l'exécution de tous travaux avec rendement et qualité.

CONSTRUCTION ROBUSTE
Documentation gratuite sur demande

ÉTUDES SPÉCIALES SUR DEMANDE

JOUVEL OPTIQUE, LOUPES DE PRÉCISION

BUREAU EXPOSITION et VENTE
89, rue Cardinet, PARIS (17^e)
Téléphone : CAR. 27-56

USINE : 42, avenue du Général-Leclerc
91-BALLANCOURT
Téléphone : 498-21-42

GALLUS

MAITRISE DE L'ELECTRONIQUE



COURS PROGRESSIFS PAR CORRESPONDANCE

L'INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE

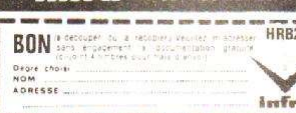
24, rue Jean-Mermoz - Paris (8^e)
École privée d'enseignement à distance

FORME **l'élite** DES **RADIO-ÉLECTRONICIENS**

MONTEUR • CHEF MONTEUR
SOUS-INGÉNIEUR • INGÉNIEUR
TRAVAUX PRATIQUES

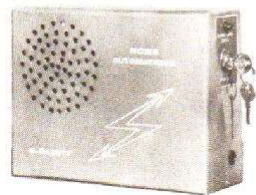
PRÉPARATION AUX EXAMENS DE L'ÉTAT

(FORMATION THÉORIQUE)
PLACEMENT
Documentation sur demande

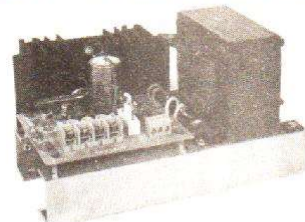
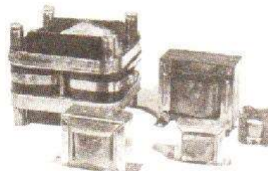


AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile

GAZOTY ELECTRONIQUE



ROUTE DE COMPS



BEUCAIRE

30300

- CENTRALES ALARME VOL
- SIRENES ELECTRONIQUES
- ALARMES AUTO
- RADARS ULTRA-SON - détecteurs de chocs
- ALIMENTATIONS - COFFRETS
- TOUCHES EFFLEUREMENT
- TRANSFORMATEURS
- MINUTERIES
- HORLOGES
- PIECES DETACHEES etc... etc.

CATALOGUE DETAILLE CONTRE 12 F.