

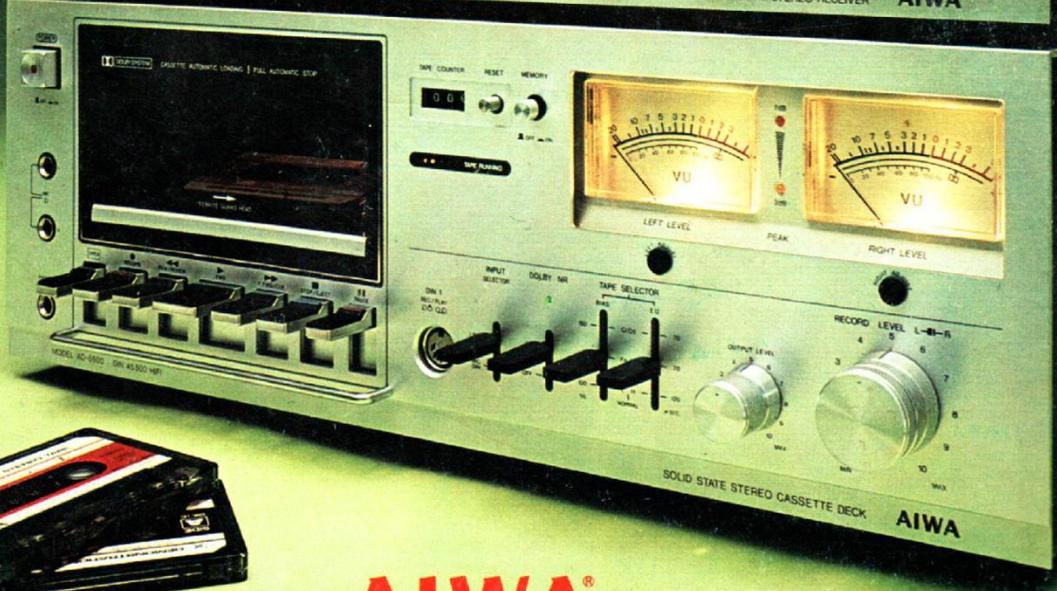
7 f
564 PAGES
L^e ANNÉE - N° 1544 DU 18 MARS 1976

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

SON TÉLÉVISION RADIO ÉLECTRONIQUE

- RÉALISEZ : UN GÉNÉRATEUR DE FONCTIONS ■ UN METRONOME ELECTRONIQUE ■ UN POSE-MÈTRE POUR AGRANDISSEUR ■ UN AUTO-CONTROLEUR ■
- BANCS D'ESSAI : LE TUNER AMPLIFICATEUR AKAI 1020L ■ LA TABLE DE LECTURE THORENS TD166 ■ L'AMPLIFICATEUR COMIX ODYSSEE ■ LE KORTING MUSIC CENTER ■



AIWA®

SUISSE : 5 FS • ITALIE : 1 000 LIRES • ESPAGNE : 125 PESETAS • CANADA : 2,25 DOLLARS • ALGÉRIE : 7 DINARS • TUNISIE : 700 MIL.



MPK 705 : console de mixage stéréophonique P.U., magnéto., micros) PRIX TTC : 1.793 F / APK 280 S : (amplificateur stéréophonique 2 X 80 Watts) PRIX TTC

Même si vous n'êtes pas un professionnel du son, les consoles de mixage et les amplificateurs Power sont à votre portée.

Les applications d'une console de mixage POWER sont multiples.

En effet, le professionnel l'utilisera pour réaliser le mixage de plusieurs platines P.U., magnétophones ou micros pour une discothèque ou un spectacle.

Mais ses possibilités conviendront également au cinéaste amateur, au chasseur de son et à tout utilisateur qui désire se composer un programme musical personnalisé.

Qui n'a pas souhaité enregistrer sur son magnétophone une ambiance musicale stéréophonique en superposant des commentaires et en réalisant des fondus en chaînes comme en studio.

Une préécoute par casque des différentes sources (platine, tuner, bandes) permet le contrôle sonore et la recherche d'un thème musical pendant l'enregistrement ou la diffusion d'un autre; le contrôle visuel des niveaux de sortie est permanent grâce aux deux vu-mètres lumineux.

Deux correcteurs Baxandall ± 20 dB sur chaque canal de sortie, un présenceur,

un filtre passe-haut et un filtre passe-bas peuvent modifier à volonté la courbe de réponse des différentes sources.

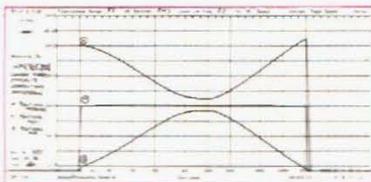
Tous ces mixages sont possibles sans altérer la qualité du son, puisque les consoles POWER ont des caractéristiques égales ou supérieures (distorsion, dynamique ou rapport signal/bruit) aux magnétophones ou chaînes HiFi les plus sophistiqués du moment.

Les consoles de mixage POWER sont compatibles et utilisables avec tous les produits aux normes HiFi. Mais il existe aussi dans la gamme POWER, des égaliseurs mono ou stéréo, des chambres de réverbération, des amplificateurs de grande puissance et des enceintes acoustiques pour la diffusion à un niveau élevé sans déformation du son.

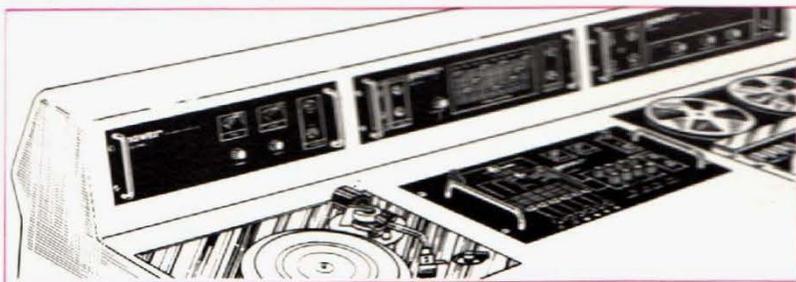
Ainsi, l'amateur peut réaliser chez lui, un véritable studio d'enregistrement ou rivaliser en possibilités, puissance et qualité, avec les discothèques les plus "in" du moment, ceci pour le budget d'une chaîne HiFi.

CARACTERISTIQUES DE LA CONSOLE DE MIXAGE MPK 705.

- Bande passante : 5 Hz à 40 000 Hz à -3 dB
- Taux de distorsion : inférieur à 0,1% à 1 000 Hz
- Rapport signal/bruit : 90 dB pondéré courbe A
- Niveau nominal de sortie : 800 mV sur 600 ohms (0 dBm)
- Niveau maximal de sortie : 6 V (+19 dBm)
- Correcteur Baxendall : ± 20 dB à 20 et 20000 Hz



- Présenceur commutable : -6 dB par octave au-dessus de 2 000 Hz
- Entrée micro 200 Ohms : sensibilité 6,5 mV ; saturation à 150 mV (surcharge admissible : 28 dB)
- Entrée P.U. : 47 k Ohms : sensibilité 2,5 mV ; saturation à 70 mV (surcharge admissible : 30 dB)
- Entrée ligne (magnéto-tuner) 22 k Ohms : sensibilité 200 mV ; saturation à 6 V (surcharge admissible : 30 dB)



power

Documentation et tarif sur demande à :
COMEL - 31, 33, Rue de Lagny
94300 VINCENNES.
Pour la Belgique :
DELTA EQUIPEMENT -
Rue de Calevoet 112 -
1180 BRUXELLES.

JOURNAL HEBDOMADAIRE

Fondateur : J.-G. POINCIGNON
 Directeur de la publication : A. LAMER
 Directeur : H. FIGHIERA
 Rédacteur en chef : A. JOLY
 Comité de rédaction : J. BERCHATSKY - B. FIGHIERA
 C. OLIVERES

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 125 F
 ÉTRANGER 190 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

Page

B.F. - Technique générale

- Le Music Center **KÖRTING 663** 188
- L'amplificateur **COMIX-ODYSSEE** 191
- La table de lecture **THORENS-TD166** 200
- Le tuner-amplificateur **AKAI AA1020L** 203
- La correction des amplificateurs B.F. 340
- Calcul des éléments d'un amplificateur : L'étage d'entrée 371

Radio - T.V. - Technique générale

- Préamplificateur d'antenne à très large bande 254
- La transmission des sons par rayons infra-rouges 259
- A.B.C. : Montages simples à diodes 263
- Du bureau d'études à l'amateur : Montages de base utilisables en vidéo-fréquences 329
- Qu'est-ce qu'un téléviseur ? 344
- La T.V.C. à circuits intégrés 365

Electronique - Technique générale

- Le flash électronique **NATIONAL PE 5650** 185
- Les résistances variables : Progrès et transformations 243
- Qu'est-ce qu'un watt ? 251
- Les montres électroniques 323
- Technique étrangère : Générateurs de signaux rectangulaires avec réglage de la durée des impulsions 335
- Initiation à l'électricité : La self-induction 349
- Le répondeur téléphonique **TELEMATIC 2000** 378
- Commutateur électronique à très grand nombre de voies 380

Réalisations

- Réalisation d'un générateur de fonctions 211
- C.I. Pourquoi pas ? : Un amplificateur de puissance 16 W/4 Ω 220
- L'autocontrôleur 225
- Adaptateur pour oscillo : TTL-TEST-O-SCOPE 231
- Alimentation stabilisée symétrique ajustable 238
- L'ensemble TF6/76 291
- Un posemètre pour agrandisseur couleur et noir et blanc 302
- Un traceur de caractéristiques de transistors 310
- Réalisez un métronome électronique 314
- Etude et réalisation d'un instrument de mesure pour non-voyants 358

Journal des O.M.

- Un récepteur VHF portable 363
- Un émetteur AM-FM-SSB 144 MHz. 396

Divers

- Info-nouveautés 179
- Sélection de chaînes Hi-Fi 384
- Notre courrier technique 388
- Petites annonces 403

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

Copyright : 1976
 Société des Publications
 radioélectriques et
 scientifiques

Dépôt légal 1^{er} trimestre 76
 N° éditeur : 276
 Distribué par
 « Transport Presse »



Commission Paritaire N° 56 701

CE NUMÉRO
 A ÉTÉ TIRÉ A

139 500

EXEMPLAIRES

B·I·C 980 et 960

des tables de lecture manuelles

avec en plus une mémoire



Pourquoi une table de lecture manuelle avec, en plus, une mémoire ?...

Tout simplement parce qu'aux U.S.A. les ingénieurs de B·I·C* ont mis au point une table de lecture manuelle qui rassemble les derniers perfectionnements électromécaniques.

Moteur synchrone 24 pôles à vitesse lente. Entraînement par courroie rectifiée. Bras de lecture de très haute précision avec coquille détachable et orientable (descente du bras à vitesse réglable, réglage de la force d'appui et de l'antiskating simultanés ou séparés, contrepoids amorti élastiquement). Régulation électronique et stroboscopique intégrée*. Masse du plateau équilibrée par ordinateur au système de transmission et, en plus... le programmeur B·I·C.

De sorte que les tables de lecture B·I·C 980 et 960 possèdent toutes les garanties des tables de lecture manuelles professionnelles et permettent aux utilisateurs de recourir - s'ils le désirent - à l'avantage de la programmation directe.

Complément électromécanique, cette fameuse mémoire qui aux U.S.A. fait la popularité des tables de lecture manuelles B·I·C 980 et 960, agit sur le bras de lecture par l'intermédiaire d'un programmeur et permet de programmer à l'avance une fois, deux fois... jusqu'à six fois l'écoute d'un même ou de plusieurs disques.

Quand on aime vraiment les disques, c'est une raison de plus de préférer les tables de lecture B·I·C 980 et 960, parce qu'elles ont tous les avantages du manuel et qu'en plus, elles ont une mémoire. Vous pouvez découvrir tous les perfectionnements des tables de lecture B·I·C 980 et 960 dans notre publication en couleurs ou en allant les essayer chez votre revendeur habituel.



Demande
de documentation
B·I·C à adresser à



CINECO
72, Champs-Élysées - PARIS
Téléphone : 225-11-94

Nom _____
Adresse _____

*British Industries Company - U.S.A.
*seulement avec le modèle B·I·C 980.

Tables de lecture **B·I·C** 980 et 960
pour programmer votre écoute.

KOSS

invente...

PHASE 2

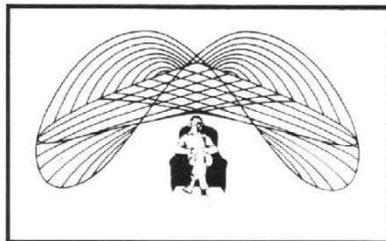
le seul casque au monde à contrôleurs panoramiques à extenseur d'ambiance.

une ère nouvelle de l'écoute stéréophonique

extenseur d'ambiance
(présence élargie
du 3^e canal)

comparateur
(utilisation et comparaison en
stéréo ordinaire ou phase 2)

contrôleurs panoramiques
(déplacement dans l'orchestre)



Les ingénieurs KOSS ont développé une phase nouvelle de l'écoute stéréophonique, un concept si différent et si fascinant qu'il a été appelé PHASE 2.

A partir d'un enregistrement standard vous obtenez les effets que seul l'ingénieur du son pouvait obtenir lors de l'enregistrement.

Les **contrôleurs panoramiques** (rien à voir avec des régulateurs de volume) vous

rapprochent de tel ou tel instrument, un peu à la manière d'un zoom.

L'**extenseur d'ambiance** amenant la présence plus ou moins élargie du 3^e canal comme si vous étiez au milieu de l'orchestre.

Le **comparateur** permet l'utilisation et la comparaison en phase 2 ou phase 1 (stéréo classique, performances de la classe du PRO 4 AA).

 **KOSS**

CIDEX R 124 - 94534 RUNGIS
les inventeurs du casque stéréophonique.

Bon pour recevoir le catalogue complet de 24 pages couleur et la liste revendeurs

Nom _____

Adresse _____

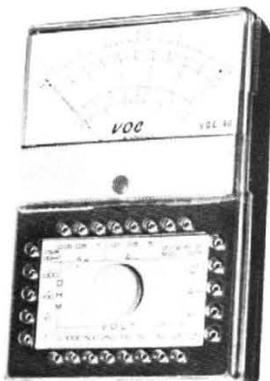
Je suis le moins cher du marché !

LES QUATRE MOUSQUETAIRES DE LA MESURE

Un 20.000 Ω/V pour ce prix... **INVRAISemblable**

Un 40.000 Ω/V pour ce prix ! **Qui dit MIEUX ?**

Je suis le dernier arrivé, **VOYEZ mes performances!**



CONTROLEUR UNIVERSEL VOC 10
10.000 Ω/V - Anti-chocs
18 gammes de mesure.
Tensions = et \sim : 6 gammes de 10 à 1000 Volts.
Intensités = : 4 gammes de 100 μA à 500 mA.
Résistances: 2 gammes de 0 à 3 M Ω .
Livré complet avec cordons de mesure et étui en skai.

PRIX : 159 FTTC

CONTROLEUR UNIVERSEL VOC 20
20.000 Ω/V - Anti-chocs - Anti-surcharges - 43 gammes de mesure.
Tensions = : 8 gammes de 100 mV à 1000 V - Tensions \sim : 7 gammes de 2,5 V à 1000 V - Intensités = : 4 gammes de 50 μA à 1 A
Intensités \sim : 3 gammes de 100 mA à 5 A - Mesure des capacités, db, fréquences, tension de sortie, etc.
Livré avec cordons et étui.

PRIX : 179 FTTC

CONTROLEUR UNIVERSEL VOC 40
40.000 Ω/V - Anti-chocs - Anti-surcharges - 43 gammes de mesure.
Tensions = : 8 gammes de 100 mV à 1000 V - Tensions \sim : 7 gammes de 2,5 V à 1000 V - Intensités = : 4 gammes de 25 μA à 1 A
Intensités \sim : 3 gammes de 100 mA à 5 A - Mesure des capacités, db, fréquences, tension de sortie, etc.
Livré avec cordons et étui.

PRIX : 199 FTTC

MILLIVOLTMETRE ELECTRONIQUE VOC TRONIC
Impédance d'entrée 10 M Ω en =, et 1 M Ω en \sim - 30 gammes de mesure
Transistors effet de champ FET.
Tensions =, + et - de 0,2 à 2000V
Tensions \sim : de 0,5 à 1000V
Intensités = : de 0,2 mA à 1 A
Résistances : de 10 Ω à 10 M Ω milieu d'échelle.

PRIX : 490 FTTC

VOC 10
VOC 20
VOC 40
VOC TRONIC

VOC se bat contre les prix et garde sa qualité professionnelle!

VOC 10, r. François Lévêque
74-ANNECY C.C.P. 7234-96 LYON
tél. (50) 57.43.21

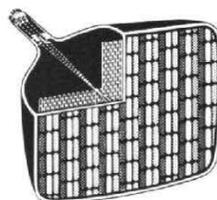
Je désire recevoir une documentation complète
mon nom : _____
mon adresse : _____
Je joins deux timbres de 0,80 F

EN VENTE CHEZ TOUS LES GROSSISTES

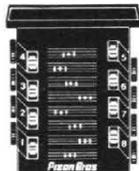
PIZON Bros



PORTACOULEUR 36 "sensitronic"



Tube auto-convergent avec canons en ligne et masque à fentes.



Tiroir à mémoire pour pré réglage de 8 programmes.

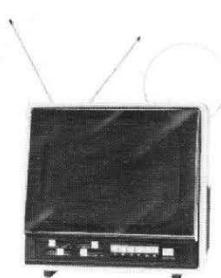


Sélecteur électronique 8 touches à impulsion

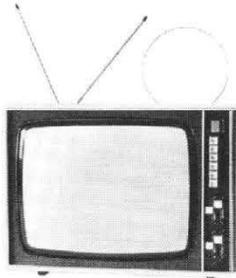
- Châssis 100 % transistorisé à technique modulaire • Secteurs 110/220 V et accus 12 Volts par convertisseur en option
- Prises magnéscope et écouteur • Coffret « Design » en bois formé et plastique anti-choc • Super léger : 13 kg • Ultra compact : 36 x 36 x 36 cm.

Autres modèles couleur : PORTACOULEUR 42 (Tube 42 cm) - VISIOCOLOR 51 (Tube 51 cm)

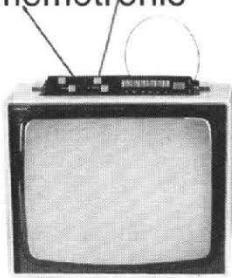
PORTAVISEURS NOIR & BLANC "mémotronic"



PV 32 M.



PV 38 M.



PV 44 M.

PIZON BROS présente trois modèles de T.V. portables. Accus-secteur d'une conception toute nouvelle. Ils sont équipés du « MEMOTRONIC », sélecteur 6 touches à faible enfoncement, disposées sur la face extérieure du tiroir à mémoire. Les programmes sont pré-réglés électriquement une fois pour toutes.

Les portaviseurs « MEMOTRONIC » sont équipés de tubes 110° et sont utilisables sur secteur 110/220 V et sur accus 12 V. Les coffrets en bois gainé blanc sont robustes et de forme moderne.

Pizon Bros

18, rue de la Félicité 75017 Paris tél. 227.75.01

AGENCES EN FRANCE : BORDEAUX, 44 rue Sauteyron tél. (56) 91.58.69. LILLE, 5 rue du Bleu-Mouton tél. (20) 57.02.31. LYON (6^e), 102 rue Boileau tél. (78) 52.36.10. MARSEILLE, 80 rue Landier tél. (91) 76.51.69-77.21.05. NANCY, 9 rue des Sœurs-Macaron tél. (28) 52.75.11. REIMS, 20 rue Thiers tél. (26) 47.37.22. RENNES, 8 rue de la Monnaie tél. (99) 30.68.06. TOULOUSE, 33 rue des Paradoux tél. (61) 52.61.97. TOURS, 54 rue Walvein tél. (47) 20.95.76.

Quand Onkyo approche la perfection



Photo: Brauninger

Mageco présente l'ampli A-7022, le tuner T-4055 et l'ampli-tuner TX-440 Onkyo.

En Hi-Fi, atteindre la perfection demande beaucoup de compétence, d'acharnement et de temps. Onkyo y a mis en plus de la passion.

Le résultat :

Une gamme d'appareils Hi-Fi techniquement et musicalement parfaits qui combleront les mélomanes les plus exigeants.

Trois exemples :

L'Ampli-tuner TX-440 : Sa puissance est de 35 W/RMS par canal sous 4 Ω.

Bande passante 20-20 000 Hz ± 1 dB. Très sélectif, le tuner PO, FM stéréo, se caractérise en outre, par une sensibilité FM de 2 μV et un taux de distorsion inférieur à 0,5%. Un grand confort d'écoute est assuré par un système "loudness", ainsi qu'un "muting" qui supprime tout effet de souffle. Le TX-440 Onkyo offre en plus 6 sorties pour trois paires d'enceintes commutables, une prise micro à l'avant, des prises pour 2 magnétophones, avec un système permettant au premier d'enregistrer le deuxième pendant que celui-ci est en lecture.

L'Ampli A-7022 : L'un des plus performants dans sa catégorie.

Puissance 72 W/RMS par canal sous 4 Ω. Taux de distorsion harmonique 0,02 % à 1 kHz pour la puissance nominale. Correction des graves et des aigus à ± 10 dB à fréquences charnières commutables.

Outre ses performances techniques, le 7022 offre des combinaisons multiples : 2 entrées phono (sensibilité ajustable, réglage 3 positions), 2 entrées micro, entrées pour 2 paires d'enceintes commutables, 2 entrées magnétophone avec sélecteur de copie.

Le Tuner T-4055 : Il offre les gammes PO et FM stéréo avec une sensibilité FM 1,7 μV (IHF).

2 vu-mètres pour accord fin et contrôle du niveau de sensibilité d'entrée. Un "muting" élimine tout effet de souffle lors de la recherche d'une station.

6 étages de fréquence intermédiaire (IF) assurent une distorsion minimale.

Si Onkyo est allé très loin dans la perfection technique de ses appareils, il a aussi particulièrement soigné leur esthétique pour qu'ils puissent s'intégrer à tous les types d'intérieur. Caisse en teck, façade en métal brossé, cadrans lumineux verts.

ONKYO®



mageco electronic

AIWA - CONNOISSEUR
GOODMANS - ONKYO.
PICKERING - ALPHA

Si vous voulez tout connaître de la perfection Hi-Fi Onkyo, retournez ce bon à Mageco Electronic, 119, rue du Dessous des Berges, 75013 Paris

Region Sud : CIMEL 10, Bd de la Minoterie, 13015 Marseille
Tel. : 583.65.19
Tel. : (01) 51.20.73

Prénom _____
Nom _____
Adresse _____
Ville _____



KOSS présente
TECHNICIAN/VFR

Le premier casque à courbe de réponse ajustable.

Chaque musique (classique, jazz, pop, etc...) a une réponse en fréquence qui lui est propre. C'est pourquoi le casque (ou l'enceinte), idéal en classique ne l'est pas forcément en pop, et vice-versa.

Ne soyez plus tributaire d'une courbe de réponse établie une fois pour toutes sur une musique particulière.

Le KOSS - TECHNICIAN/VFR vous permet, lui, de moduler vous-même votre courbe de réponse selon votre musique et selon votre oreille. Il est le seul casque qui puisse être idéal en classique et en pop. C'est un peu comme si vous aviez plusieurs casques en un seul.



En plus de ses contrôleurs de fréquence, le TECHNICIAN/VFR offre les caractéristiques d'un casque professionnel : cellules professionnelles KOSS, coussinets brevetés Pneumalite. Serre-tête ultra confortable, poids réduit (475 gr.). Prix : 560 F.

**15 AUTRES MODÈLES
A PARTIR DE 145 F**

En vente chez tous
les vrais spécialistes HI-FI.

 **KOSS**

Les inventeurs du casque stéréophonique

SOGARIS 124 - 94524 RUNGIS CEDEX. TÉL. 677.04.56

Bon à retourner pour envoi du catalogue couleur.

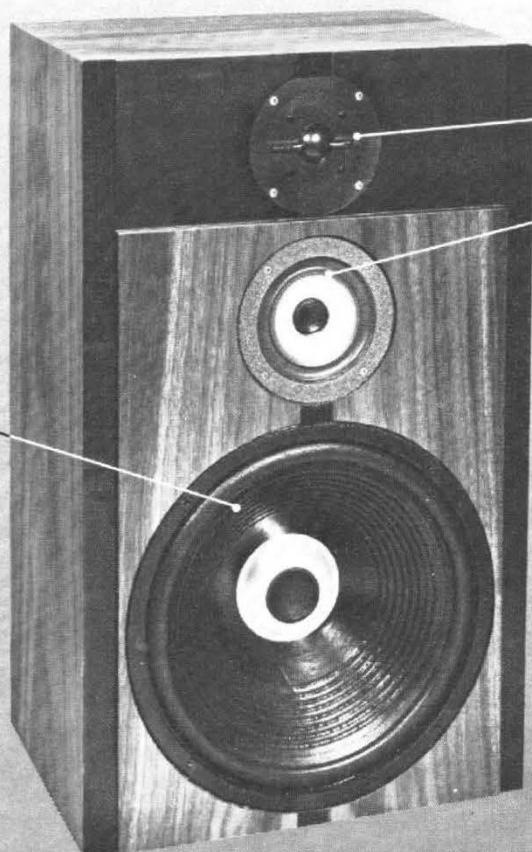
NOM _____

ADRESSE _____

HP MARS 76 - P2



fugue 200



● 31 cm à haute dissipation thermique pour une reproduction sans distortion des fréquences graves.

● tweeter à dôme TWM qui constitue le sommet de la qualité pour la reproduction des fréquences élevées.

● médium à très large dispersion spatiale, clos et doté d'un gros aimant permettant une réponse très rapide en régime impulsionnel.

tranquillité et synthèse

FUGUE 200 ou l'utilisation optimale des techniques éprouvées à l'heure actuelle en matière de haute fidélité.

Né d'une volonté d'équilibre et de synthèse, ce modèle regroupe l'ensemble des caractéristiques que l'on est en droit d'attendre sur une enceinte acoustique de très haute qualité.

FUGUE 200, c'est aussi un rendement élevé (un amplificateur puissant n'est pas nécessaire), une mise en phase parfaite des différents haut-parleurs, une symétrie stéréophonique totale due au positionnement axial des haut-parleurs, l'absence d'effets de bords avec ou sans la façade, et la réussite sonore, fruit d'une longue expérience acoustique :

FUGUE 200 pour être sûr de ne jamais regretter son achat.

Puissance Nomin/Max	: 45/50 watts
Impédance	: 4 à 8 ohms
Bande Passante	: 20 - 25.000 MZ
Poids	: 17 Kg
Dimensions	: 630 x 375 x 250

SIARE

haute fidélité

SIARE B.P. 93 - 94210 La Veronne St Hilaire



Donnez à votre chaîne un cœur de champion.

Le nouvel ampli tuner Sony STR 5800

Le cœur est un moteur à partir duquel tout s'organise. Dans la vie comme dans la haute fidélité. Ecoutez battre le nouveau Sony STR 5800. Sa conception nouvelle est le résultat de recherches exhaustives.

Dans toute sa nouvelle série, Sony a disposé les commandes dans le sens le plus logique, le plus facile à manipuler. Le plus rationnel. Pour l'apprécier, il faut l'entendre. Mais attention au coup de foudre.

Dans sa section amplificateur, il a les qualités suivantes :

- 2 x 60 watts à 8 ohms (RMS)
- 2 x 75 watts à 4 ohms à 20 Hz - 20 kHz les 2 canaux employés simultanément.
- Moins de 0,2% de distorsion harmonique.
- Interrupteur de coupure de fréquence (muting) 20 dB.
- Réponse de fréquence, Phono + 0,5 dB
- AUX magnétophone 1,2 - 10 Hz - 100 kHz REC/PB.
- Sensibilité d'entrée AUX, magnétophone 1,2 - REC/PB 150 mV - 50 K ohms (RMS)
- Phono 2,5 mV, 47 K ohms.
- Rapport signal bruit :
- Phono 25 mV 70 dB
- AUX 150 mV 90 dB
- Magnétophone 1,2 - 150 mV - 90 dB REC/PB 150 mV 90 dB.

Impédance d'entrée des enceintes A, B, C, A + B, A + C (4 — 16 ohms).

Facteur d'amortissement, meilleur que 30/8 ohms.

Contrôle de tonalité, graves et aigus ± 10 dB à 100 Hz.

Filtres (high) 6 dB/Oct au-dessus 9 kHz
(low) 6 dB/Oct au-dessous 50 kHz.

Section tuner (FM).

Sélectivité 80 dB IHF.

Sensibilité 1,7 μ V, IHF,
1,4 μ V à rapport signal/bruit 26 dB (dev = 40 kHz).

Bande passante 30 Hz - 15 kHz $\pm 0,2$ - 1,5 dB.

Distorsion harmonique : mono 0,2 % à 1 kHz, modulation 100 %, stéréo 0,3 % à 1 kHz, modulation 100 %.

Séparation stéréo 40 dB à 1 kHz, 35 dB à

100 Hz - 10 kHz. Rapport de capture 1,0 dB.

Gamme de fréquence 87,5 - 108 MHz.

Section tuner (AM).

Sensibilité : 250 μ V/M à 100 kHz.

Gamme de fréquence : 530 - 1,605 kHz.

Le STR 5800 a également un compensateur acoustique.

Loudness + 10 dB (50 Hz) et + 4 dB (10 kHz).

Présence + 3 dB (1 kHz).

Low + 6 dB (50 kHz).

En plus cet ampli-tuner vous donne la possibilité de duplication de bande magnétique, du magnétophone 1 au magnétophone 2, ou vice versa, indépendamment du programme que vous écoutez. Cela est rare. Il a aussi une entrée auxiliaire sur la face avant et un sélecteur de mode (mono-stéréo).

Cet appareil est en démonstration permanente au stand Sony, N° 139, Allée Grieg, Festival du Son.
Tous renseignements et démonstration permanente au Salon Sony, 66, Champs-Élysées.

SONY

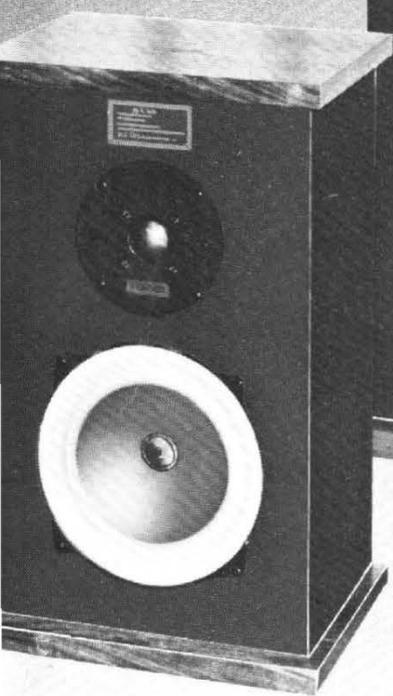
17-21, rue Mme de Sanzillon, 92210 CLICHY

découvrez les !..

Un an de recherches, un an de développement,

*Une nouvelle génération de transducteurs
conçus pour elles .*

LA SÉRIE « A »



A 230

30 W RMS - 8 ohms
55 - 20 000 Hz \pm 3 dB.
2 Voies :
1 Boomer \varnothing 20 cm
Nouvelle membrane «BEXIFORM»
1 Médium-Tweeter à Dôme
 \varnothing 34 mm. Support bobine alu.
Dimensions : 500 x 310 x 240 mm.
Poids : 9 kg.



A 360

60 W RMS - 8 ohms
45 - 20 000 Hz \pm 3 dB
3 Voies :
1 Boomer 210 x 320 mm
Membrane Longues fibres
1 Médium à Dôme \varnothing 37 mm
Support bobine aluminium
1 Tweeter à Dôme \varnothing 25 mm
Support bobine aluminium
Dimensions : 750 x 400 x 370 mm.
Poids : 25 kg



A 4101

100 W RMS - 8 ohms
38 - 20 000 Hz \pm 3 dB
4 Voies :
1 Boomer \varnothing 350 mm. Membrane
Longues fibres
1 Bas-Médium \varnothing 167 mm.
Membrane «BEXIFORM»
1 Médium à Dôme \varnothing 37 mm
Support bobine aluminium
1 Tweeter à Dôme \varnothing 25 mm
Support bobine aluminium
Dimensions : 900 x 460 x 400 mm
Poids : 56 kg

AUDAX

● SOCIÉTÉ AUDAX
45, Av. Pasteur, 93106 MONTREUIL
Tél. 287.50.90 - Télex AUDAX 220387 F - Adr. Télég. OPARLAUDAX-PARIS

● SON-AUDAX LOUDSPEAKERS LTD
Station Approach Grove Park Road CHISWICK-LONDON W 4
Telex 934.645 - Tel. (01) 995.2496/7

● AUDAX LAUTSPRECHER GmbH
2000 HAMBURG 1 Wandalenweg 5 - Telefon 040.24.69.79
Telex 02163729

● POLYDAX SPEAKER CORPORATION
2, Park avenue - SUITE 2002 NEW-YORK - NY 10016
Tel. 212.684.44.42



INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

A NOS ABONNÉS

Par suite du retard et des mouvements de grève dans les P.T.T., notre service Abonnements ayant été perturbé, nous demandons à nos fidèles lecteurs de ne pas s'impatienter, ils recevront tous les numéros de leurs abonnements.

DÜSSELDORF PENDANT 6 JOURS CENTRE MONDIAL DE LA HAUTE FIDÉLITÉ

Les cent cinquante principaux producteurs mondiaux de matériel Haute Fidélité se retrouveront à Düsseldorf du 24 au 29 septembre 1976 pour le Troisième Festival mondial de la HiFi. Les normes imposées aux exposants par les organisateurs de cette manifestation (Düsseldorfer Messgesellschaft Nowea mbH) sont la garantie de la haute tenue technologique des matériels présentés.

Plus de 600 000 visiteurs sont attendus sur les 12 000 m² de stands. Une manifestation primordiale pour les fabricants français !

Pour tous renseignements, s'adresser à : Comarel, 132, bureau de la Colline, 92213 Saint-Cloud. Tél. 602.13.60.

UNE NOUVELLE AGENCE POUR ITT SEMICONDUCTEURS

ITT Semiconducteurs annonce l'ouverture d'une nouvelle agence de vente, pour l'Est, afin de mieux répondre aux besoins de la clientèle de cette région, sous la responsabilité de M. Daniel Kervern, assisté de Mlle Hunsinger, au sein de l'usine ITT Semiconducteurs de Colmar :

S.P.I. ITT département Semiconducteurs Intermetall, 16, rue Emile Schwoerer, 68000 Colmar. Tél. : (89) 23.99.70, télex 880 951.

Rappelons que c'est également à cette adresse qu'est centralisé le service de Documentation d'ITT Semiconducteurs.

TEKTRONIX

Le 9 février 1976 cette société a emménagé dans ses nouveaux locaux à Orsay.

Le bâtiment d'Orsay, dont la construction a démarré en novembre 1974, est situé sur la zone industrielle de Courtabœuf, non loin de l'emplacement précédent de la société.

Grâce à ses 5 800 m² de plancher, répartis sur deux étages, le nouveau bâtiment va permettre aux Divisions Mesure et Informatique Graphique d'être désormais réunies en un seul lieu (jusque là, la Division Informatique Graphique occupait des locaux distincts du reste de la société).

Réalisé par Austin, cette construction a été conçue en vue d'une parfaite intégration dans la nature environnante et témoignage d'un souci d'aménagement fonctionnel et d'une optimisation des conditions de travail.

La division Informatique Graphique adopte désormais le numéro de téléphone de l'ensemble de la Société Tektronix qui, lui, reste identique, à savoir : 907.78.27.

L'adresse exacte est : Tektronix, Zone Industrielle de Courtabœuf (avenue du Canada), 91401 Orsay.

JEANRENAUD - PARIS CHANGE D'ADRESSE

Depuis le 5 janvier 1976, les bureaux commerciaux parisiens de Jeanrenaud, membre du G.I.E. Instruments et Composants ITT, sont transférés à l'adresse suivante : 1, avenue Louis-Pasteur, B.P. 124, 92223 Bagneux. Tél. 253.31.39 - télex 260925.

Rappelons que l'activité traditionnelle de Jeanrenaud est la fabrication de commutateurs rotatifs, à poussoirs, à glissière, destinés au marché de l'électronique et de l'électroménager.

Jeanrenaud diffuse également en France les produits ITT-SEL, ITT-SCHADOW, ITT-MYAMA, COSMOCORD et SIFAM.

AUDIOVISUEL

L'Institut national d'Education Populaire, 11, rue Willy-Blumenthal, 78160 à Marly-le-Roi, à côté de ses stages consacrés à l'audiovisuel et à l'astronomie, vient de mettre à son programme 1976 deux stages « Approche pratique de l'électronique ».

Ces stages, d'une durée de 6 jours, se dérouleront du 24 au 29 mai 1976 et du 11 au 15 octobre 1976.

Réservés aux jeunes jusqu'à 20 ans, ces stages comporteront une partie théorique, les séances pratiques étant consacrées à la réalisation d'un amplificateur HiFi de 2 x 15 W qui restera la propriété de chaque stagiaire.

Les conditions sont particulièrement avantageuses : le voyage est pris en compte par l'institut pour 50 %, et l'hébergement complet avec repas est fixé à 15 F par jour. Vingt places sont prévues à chaque session.

L'amplificateur réalisé sera celui décrit dans le Haut-Parleur N° 1490 page 189, employant uniquement des circuits intégrés.

Les composants sont offerts par les sociétés Sescosem pour les circuits intégrés, et LCC pour les éléments passifs. Les circuits imprimés sont réalisés par la firme IEA, 5, rue Centrale, Vauhallaan - 91430 Igny.

Pour toute information, s'adresser à M. Dargery, tél. 958.49.11.

EUMIG

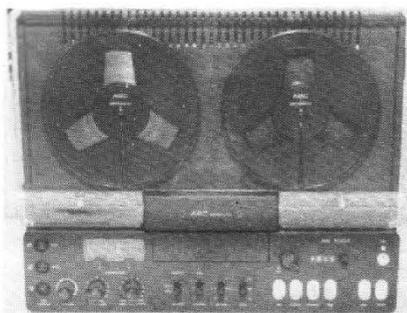


Caméra 830 XL - Super-8 à cassette

Cette nouvelle caméra possède un objectif vario viennon 1,2/7,5 - 22 mm ultra lumineux à 12 lentilles, réglage de la distance jusqu'à 1 mètre, un Powerzoom à deux vitesses. Obturateur de 210°. 4 vitesses de prise de vue : 9, 18, 24 et 45 images/sec. et image par image. Automatisation du fondu à l'ouverture et à la fermeture. Viseur reflex sans parallaxe. Contrôle de l'état des piles. Signal de fonctionnement du film. Alimentation par 5 piles Peuligt alcalines ou par l'appareil d'alimentation extérieur (7,5 V). Moteur électrique à excitation magnétique permanente. Variotimer (jusqu'à 1 image par minute). Déclencheur électrique à distance 50 m.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

A.S.C. ELECTRONIC



Platine de magnétophone HiFi à bande :
AS-5002 : 2 pistes
AS-5004 : 4 pistes.

Vitesses : 4,75, 9,5, 19 cm/s.
Réponse en fréquence : 4,75 cm/s : 20 à 13 000 Hz. 9,5 cm/s : 20 à 17 000 Hz. 19 cm/s : 20 à 25 000 Hz.

Distorsion harmonique : < 0,05 % à 19 cm/s.

Pleurage et scintillement : < 0,6 % à 19 cm/s.

Rapport signal/bruit : > 56 dB en 2 pistes à 19 cm/s et > 51 dB en 4 pistes à 19 cm/s.

Dynamique : > 60 dB.

3 moteurs.

3 têtes magnétiques anti-usure en « Reco-vac » avec possibilité d'adjoindre une 4^e tête.

Freinage et régulateur électronique. Touches à impulsions. Multiplay, Echo. Dispositif « CUE » pour les opérations délicates de montage.

Touche de répétition.

Mélange des 4 canaux.

Branchements : télécommande, projecteur de film et de diapositives, table de mixage, monitor, auxiliaire, 2 x micro, tuner, casque.

Livré avec couvercle transparent en plastique.

Dimensions : 430 x 345 x 155 mm.

KODAK

Plus de films anonymes dans les laboratoires Kodak... C'est le résultat que Kodak voudrait obtenir par une innovation que certains amateurs ont déjà découverte en ouvrant les emballages les plus récents des films kodachrome.

En effet, les pochettes d'expédition des films les plus courants comportent désormais un numéro détachable qui doit être conservé par l'amateur. Le même numéro figure sur la partie qui est destinée au laboratoire.

Dans le cas d'un mauvais libellé de l'adresse de retour ou simplement d'un oubli de l'adresse - cas très fréquent - et par conséquent d'un non-retour du film envoyé, il suffira à l'amateur d'adresser au Service commercial, Kodak-Pathé, Rond-Point George-Eastman, 93270 Sevran ou au Service commercial de Marseille, si le film a été expédié à Marseille, une lettre demandant que son film soit recherché... le numéro de référence devant, bien sûr, être indiqué avec précision.

KODAK CHARTÉ DE TIRAGE

Ceux qui savent par expérience le temps que l'on peut perdre - et le papier que l'on peut gâcher - en essayant de trouver le temps de pose correct qui convient au tirage des négatifs sur papier, apprécieront cette charte désormais mise en vente par Kodak.

Il s'agit d'une feuille plastique transparente qui comporte une gamme de plages grises de différentes densités. On place simplement cette gamme sur une feuille de papier que l'on veut impressionner, le négatif à tirer étant en place sur l'agrandisseur. On expose 60 secondes. Après développement du papier, on lit directement sur l'épreuve la valeur de la pose qui donne le meilleur résultat. Cette charte est évidemment pratiquement inusable.

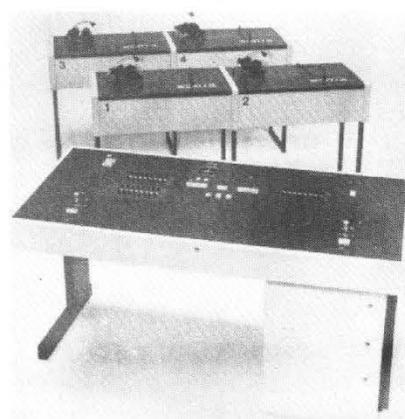
UHER

Spécialisé dans la fabrication de magnétophones à bobines et à cassettes, la firme UHER a développé sa technique de l'électronique sur les laboratoires de langues.

Laboratoire de langues AA-482

C'est un laboratoire de langues électronique pour les budgets modestes. Cet équipement d'élève audio peut par la suite être équipé d'un magnétophone devenant audio-comparatif.

L'équipement de la console professeur se distingue par deux magnétophones très modernes logés dans la console; au-des-



sous du pupitre de commande. Ils servent à distribuer les programmes d'enseignement aux positions d'élèves, à enregistrer les exercices des élèves, à copier des programmes. La console abrite en plus une table de lecture phono. Les minicassettes d'enseignement sont également diffusées par un UHER Compact Report Stéréo 124 automatique.

La console peut être équipée d'un microphone col-de-cygne qui permet d'avoir des conversations en duplex avec les élèves.

PHILIPS



Philips RH 845 - Combiné HiFi stéréo Il s'agit d'un « compact » ampli/tuner/platine tourne-disque. 2 gammes d'ondes GO/FM avec 4 stations pré-réglées en FM et un cadre ferrocaptor G.O. incorporé.

Caractéristiques techniques :

Tuner :

Gammes d'ondes : PO/GO.
Sensibilité FM : $2 \mu V$ pour 26 dB S/B.

Table de lecture : type GC 027.

Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Fluctuations totales : < 0,16 %.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

Cellule de lecture : GP 400 magnétodynamique stéréo diamant.

Amplificateur :

Puissance de sortie : 2 x 16 watts efficaces sous 4 ohms. $D < 1\%$.

Distorsion : $< 0,1\%$ pour 2 x 12 watts efficaces.

Courbe de réponse : 30 à 20 000 Hz $\pm 1,5$ dB.

Rapport signal/bruit : > 50 dB.

Diaphonie : > 45 dB à 1 000 Hz > 35 dB de 250 à 10 kHz.

Contrôle de balance : de 0 à - 23 dB par canal.

Tonalités : + 15 à - 13 dB à 50 Hz. + 11 à - 11 dB à 10 kHz.

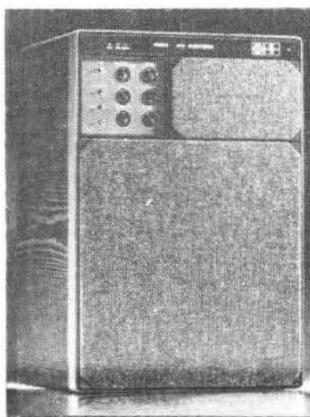
Entrée commutable : magnétophone : 150 mV à 100 k Ω .

Équipement : 42 transistors, 18 diodes.

Alimentation : 220 V/50 Hz.

Présentation polystyrène.

Dimensions : 140 x 500 x 377 mm.



Philips RH-545 - Enceinte asservi HiFi de classe professionnelle équipée de trois amplificateurs et de trois haut-parleurs.

Caractéristiques techniques :

Volume total : 70 litres ; volume acoustique : 50 litres.

3 amplificateurs incorporés : 50 W eff., pour les basses, bande passante 40 à 5 000 Hz, distorsion harmonique à 40 W : $< 0,1\%$.

35 W eff pour le médium : bande passante : 40 à 30 000 Hz, distorsion harmonique à 25 W $< 0,1\%$.

15 W eff pour les aiguës, bande passante : 40 à 50 000 Hz, distorsion harmonique à 10 W : $< 0,1\%$.

Filtres de correction ajustables pour les graves et pour les aiguës.

Haut-parleurs : 1 boomer de 30 cm, 1 médium à dôme de 5 cm, 1 aigu à dôme de 2,5 cm.

Filtres de coupure : 500 et 3 000 Hz.

Alimentation : 110 à 240 volts.

Dimensions : 650 x 436 x 320 mm.



Philips GA-312 - Table de lecture HiFi Platine manuelle.

Entraînement par courroie.

Moteur à courant continu asservi électriquement par une génératrice tachymétrique.

Arrêt automatique par cellule photo-électrique avec relevage du bras en fin de disque.

Bras tubulaire en aluminium avec bague de réglage de la force d'appui. Compensation de la poussée latérale.

Réglages fins et séparés des deux vitesses (stroboscope) « touch control » pour le démarrage en 33 ou 45 t/mn et le stop.

Lève-bras amorti par frein viscostatique. Cellule magnétodynamique HiFi Super M GP-400, force d'appui : 2 gf.

Pleurage et scintillement : $< 0,09\%$.

Rumble DINA : $\leq - 41$ dB, DIN B $\leq - 62$ dB.

Réglages fins : $\pm 3\%$.

Dimensions : 388 x 154 x 333 mm.

noire et de la visserie nécessaire à la fixation.

Les haut-parleurs ont une carcasse spéciale, une membrane tropicalisée et une bobine mobile renforcée, ce qui leur permet une fois en place de résister aux conditions de changement de climat et aux chocs auxquels ils sont parfois soumis.

Bande passante : 70 à 15 000 Hz.

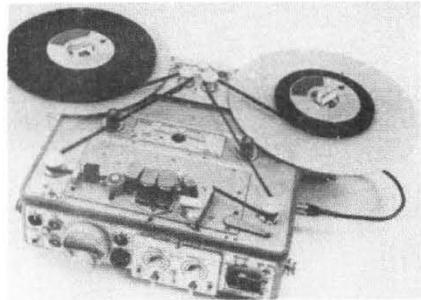
Haut-parleurs : 2 x 12x19 cm.

Puissance maxi : 8 W.

Fréquence de résonance : 110 Hz.

Distribué par Tera Lec.

NAGRA



Enregistreur magnétique de mesures Nagra IV SJ

Pour l'enregistrement et l'analyse de vibrations, bruits contraintes et signaux divers. Sa conception nouvelle, particulière, lui permet de fonctionner en Sonomètre de précision. Appareil à 2 pistes, plus 1 piste F.M. (pour signaux de synchronisation ou commentaires).

4 vitesses : 38 - 19 - 9,5 - 3,8 cm/s.

La 4^e vitesse permet d'enregistrer des signaux à partir de 2,5 Hz qui sont restitués à 38 cm/s.

Pleurage et scintillement : $\pm 0,05\%$ à 38 cm/s.

Courbe de réponse : 2,5 Hz à 35 kHz ± 2 dB.

Distorsion : 2%.

Rapport signal/bruit : 66 dB ASA A.

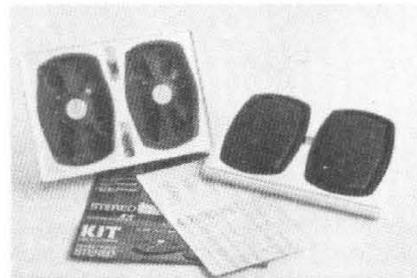
Recul de la diaphonie : 60 dB.

Sur option : circuits permettant sur les entrées micro une utilisation directe derrière capsule à condensateur avec lecture simultanée « sonomètre ».

Équipé du QGB : adaptateur grandes bobines, le NAGRA IV SJ peut admettre bobines et plateaux de $\varnothing 26,7$ cm pouvant contenir jusqu'à 730 mètres de bande épaisse (50 μ).

Cette possibilité nouvelle est développée à partir d'un boîtier verrouillable ins-

ROSELSON



Haut-parleur auto-radio en kits type KAR 5x7

C'est un ensemble de haut-parleurs destiné à être installé dans un véhicule.

Le kit est composé de 2 haut-parleurs elliptiques, 2 grilles souples de couleur

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

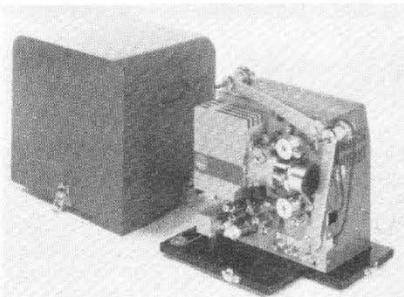
tantanément et solidairement sur la partie arrière du Nagra. L'alimentation est fournie par le Nagra ou une source extérieure.

Entraînement électrique par servomoteurs régulés électroniquement par tensiomètres.

Tous les systèmes professionnels (plateaux, noyaux, flasques) sont adaptables.

Ainsi l'association Nagra IV SJ + QGB, sous sa forme compacte et autonome permet donc maintenant des enregistrements de très longue durée en Labo ou IN-SITU. Distribué par Simplex Electronique.

WASSMANN



Projecteurs 35 mm portables

Ce sont des appareils qui peuvent être installés en quelques minutes et qui ne nécessitent pas de personnel spécialisé. Ils se branchent sur n'importe quel secteur sans ligne de grande puissance.

Caractéristiques techniques :

Projecteur à croix de Malte.

Lecture optique/amplificateur incorporé de 15 W.

Bras pour bobine 1 300 m avec 9 mm.

Porte objectif \varnothing 62,5 mm.

Alimentation : 125/220 V.

Moteur asynchrone, cadence défilement : 24 cm/s.

Dispositif de rembobinage par moteur.

Lampe BTR 1000 W/120 V ou 220 V.

Version double bande :

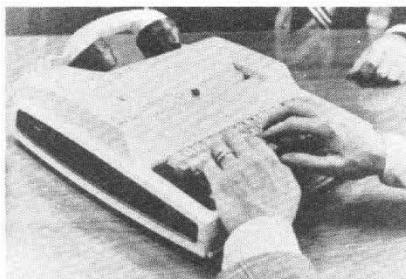
Caractéristiques identiques mais peut utiliser le film magnétique 17,5 mm et 35 mm.

Distribué par Techni-Cinéphot.

TEXAS INSTRUMENTS

Modèles KSR 743 et 745

Texas Instruments annonce la sortie de deux nouveaux terminaux à des prix intéressants.



Ces deux modèles utilisent le système d'impression thermique, silencieux et fiable.

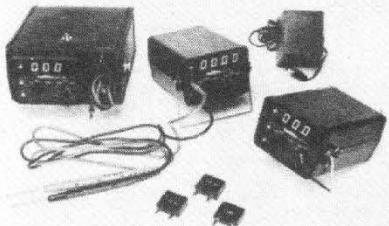
Le modèle KSR 743 dont le prix H.T. est inférieur à 8 000 F est spécialement destiné aux applications de temps partagé, d'interrogations de base de données et consoles d'ordinateurs. De ligne très agréable il ne mesure que 37 x 38,7 x 10,7 cm.

Le modèle portable 745 ne pèse que 6,5 kg et est appelé à étendre les applications actuelles dans des domaines tels que prise de commande à distance, contrôle d'inventaire, détermination de polices d'assurances et analyse financière.

Le modèle portable 745 quant à lui est équipé d'un coupleur acoustique intégré avec réceptacles ajustables à tous combinés téléphoniques.

Signalons enfin que ces deux nouveaux terminaux possèdent un microprocesseur Texas Instruments remplaçant les composants discrets utilisés précédemment.

I.T.T. METRIX



Multimètres numériques miniatures : série MX-780

Diffusion Instrumentation I.T.T. vient de lancer sur le marché trois multimètres numériques dont le MX-780 à moins de 600 F H.T., batteries Ni-Cad et chargeur compris. Cet appareil permet la mesure sur 1 000 points des tensions continues et alternatives de 1 mV à 1 000 V avec une impédance d'entrée de 10 M Ω . La gamme

des résistances s'étend de 1 Ω à 10 M Ω . Pour les mesures de courant un jeu de shunts de 100 μ A à 1 A est disponible. La lecture avec indication de polarité s'effectue sur l'affichage à diodes électroluminescentes de 8 mm de haut, la précision est de 1 %. L'appareil est protégé contre les surcharges.

La version 2 000 points, le MX-781, comporte en plus un filtre actif à l'entrée et offre également un dépassement de 100 % sur toutes les gammes, à l'exception de la gamme 1 000 V, et permet la mesure des résistances jusqu'à 20 M Ω . Cet appareil, fourni avec 3 shunts est proposé à moins de 750 F H.T.

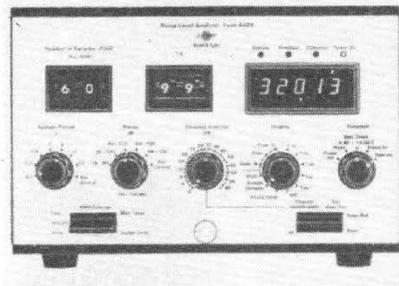
La version 10 000 points, le MX-782 permet une précision de l'ordre de \pm 0,2 % de la pleine échelle.

L'utilisation d'un circuit MOS-LSJ a permis la réalisation de ces multimètres de la taille d'une calculatrice de poche : 48 x 68 x 102 mm.

Poids : 260 g avec leurs batteries.

En option : une sonde haute tension pour les mesures jusqu'à 30 kV et une gamme de shunts de 100 μ A à 1 A directement enfichables aux bornes.

BRÜEL ET KJAER FRANCE



Analyseur statistique de niveaux de bruit type 4426 :

Le nouvel analyseur statistique produit par Brüel & Kjær effectue automatiquement l'acquisition des données, leur classification et les calculs statistiques. Avant tout conçu pour l'analyse des bruits, l'analyseur statistique de niveaux de bruit type 4426 calcule les niveaux indiciels de L_1 à L_{99} , le niveau sonore équivalent L_{eq} , ainsi que la densité de probabilité et la distribution cumulative avec une résolution de 1/4 dB sur une dynamique de 64 dB. Cet instrument portable, alimenté par piles, permet la connexion directe d'un microphone à condensateur B & K et offre éga-

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

lement des entrées AC et DC. Les résultats peuvent être lus sur l'affichage à cinq chiffres ou être extraits sur une imprimante alphanumérique pour laquelle sont prévues une sortie programmable par l'utilisateur et l'interface nécessaire. Les courbes de densité de probabilité et de distribution cumulative peuvent être tracées automatiquement sur un enregistreur de niveau type 2306.

L'extraction vers l'imprimante alphanumérique peut être déclenchée automatiquement à intervalles choisis, ou chaque fois qu'un niveau donné est dépassé. La possibilité d'une remise à zéro automatique après chaque impression permet une surveillance permanente donnant tous les paramètres à la fin de chaque période d'une heure.

Le 4426 comporte un réseau de pondération A et les constantes de temps correspondant aux modes rapide, lent et impulsif. La période d'échantillonnage peut être choisie de 0,1 s à 10 s, avec un maximum de 65 000 échantillons.

DISTRIMEX



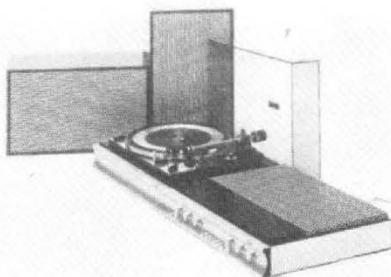
Chaîne Kontakt - C-5

Amplificateur :

Puissance : 2 x 12 W RMS/4 Ω.
Bande passante : 30 à 25 000 Hz ± 3 dB.
Distorsion harmonique : < 1 % à 1 000 Hz.
Rapport signal/bruit : > 60 dB.
Diaphonie : > 45 dB.

Table de lecture :

Dual 1225 HiFi.
Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Moteur asynchrone à 4 pôles.
Ronflement : > 56 dB.
Pleurage et scintillement : < ± 0,15 %.
Cellule Shure M 75.
Livrée avec 2 enceintes closes : Puissance max. 25 W.



Chaîne Kontakt - C-8

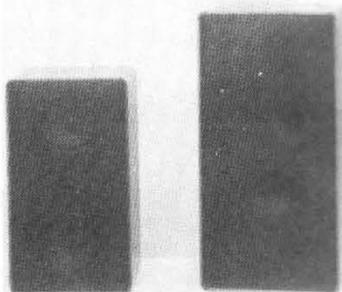
Amplificateur :

Puissance : 2 x 20 W RMS/4 Ω.
Bande passante : 20 à 25 000 Hz ± 3 dB.
Distorsion harmonique : < 1 % à 1 000 Hz.
Filtre anti-rumble : - 20 dB à 30 Hz.
Sensibilité P.U. magnétique : 4 mV.
Rapport signal/bruit en valeur non pondérée : > 60 dB à 12 W.
Diaphonie : > 45 dB.
4 sorties H.P.

Table de lecture :

Dual 1228 HiFi.
Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Moteur asynchrone 4 pôles.
Fluctuation de la vitesse : < ± 0,12 %.
Ronflement : > 57 dB.
Cellule magnétique Shure M.95 G.
Livrée avec 2 enceintes closes de Puissance 40 W max.

INTEGRATE



Integrate - B 15 - B 17.

Enceintes acoustiques HiFi à 2 voies.
Puissance : 25/35 W.
Impédance : 4 ou 8 Ω.
Bande passante : 50 à 18 000 Hz.
Volume : B-15 : 15 litres - B-17 : 23 litres.
Dimensions : B-15 : 380 x 240 x 170 mm.
B-17 : 480 x 280 x 170 mm.
Ebénisterie noyer ou anthracite.

Integrate - L-26.

Enceinte acoustique HiFi à 3 voies.
Puissance : 30/50 W.
Impédance : 4 ou 8 Ω.
Bande passante : 45 à 23 000 Hz.
Volume : 16 litres.
Dimensions : 370 x 210 x 210 mm.

Integrate - L-28 .

Enceinte acoustique HiFi à 3 voies.
Puissance : 30/50 W.
Impédance : 4 ou 8 Ω.
Bande passante : 40 à 20 000 Hz.
Volume : 28 litres.
Dimensions : 480 x 240 x 240 mm.

SANSUI



Chaîne Studio Sansui 5500.

Cette chaîne actuellement en promotion comprend un ampli AU 5500, une table de lecture SR-313 et deux enceintes acoustiques LM-110.

Amplificateur AU 5500 :

Puissance : 2 x 35 W/8 Ω.
Bande passante : 50 à 30 000 Hz.
Distorsion harmonique : < 0,2 %.
Rapport signal/bruit : 70 dB.
Séparation des canaux : 50 dB.

Table de lecture SR-313 :

Vitesses : 33 1/3 et 45 t/mn.
Pleurage et scintillement : 0,06 %.
Rapport signal/bruit : 50 dB.
Moteur synchrone : 4 pôles.

Plateau alu de 300 mm.
Bras en S, cellule magnétique (20 à 20 000 Hz).

Enceintes acoustiques LM-110 :

Enceintes à 2 voies.
Puissance admissible : 45 W.
Impédance : 8 Ω.
Bande passante : 41 à 20 000 Hz.

INFORMATIONS... NOUVEAUTES...

AGFA-GEVAERT



Agfa-Gevaert vient de mettre sur le marché de nouvelles cassettes susceptibles d'intéresser avant tout les mélomanes ou les amateurs exigeants.

Les cassettes Super Ferro Dynamic (S.F.D.) grâce à un oxyde de fer spécial permettent une reproduction sonore de haute qualité sur tous les appareils existants.

Sans réglage spécial, elles assurent :

- Une parfaite restitution des aigus (niveau de modulation augmenté de 50 % = 3,5 dB) ;
- Une dynamique très élevée. Celle-ci se trouve améliorée de 90 % (5,5 dB) ;
- Une diminution du bruit de fond de 10 % (1 dB) ;
- Une distorsion très faible (réduction de 2 dB).

A ces qualités les cassettes Super Ferro Dynamic allient une extraordinaire sécurité de fonctionnement.

Grâce à un dispositif spécial, vous bobinez et rebobinez indéfiniment.

Les cassettes Super Ferro Dynamic existent en C 60 + 6, C 90 + 6, C 120.

CLARK

Clark-250

Ce casque stéréo possède sous chaque écouteur un bouton de réglage du niveau sonore. Ce principe est très utile pour les personnes ayant une déficience auditive d'une oreille.

Caractéristiques techniques :

Casque à aimant permanent.

Bande passante : 20 à 17 000 Hz.

Sensibilité : 105 dB à 1 mW à 1 000 Hz.

Puissance maximum : 1 watt par écouteur.

Impédance : 8 Ω .

Poids : 480 g.

Equipé d'un câble spiralé de 3 mètres.



Clark-300

Ce modèle bénéficie de toutes les remarquables caractéristiques de la gamme à un prix accessible pour tout le monde.

Caractéristiques techniques :

Capsule électrodynamique.

Bande passante : 20 à 17 000 Hz.

Impédance : 8 Ω .

Poids : 425 g.

Cordon de 3 mètres avec prise incorporée.

SUPERSCOPE



CRS-2000/2300 L :

Cette firme annonce deux nouveaux portables Radio-cassettes stéréo piles et secteur. Le CRS-2000 possède en plus de la FM stéréo, les ondes moyennes. Le CRS-2300 L les G.O. et F.M.

Caractéristiques techniques :

Appareil stéréo à 4 H.P., cassette stéréo.

2 micros à condensateur incorporés et prises pour micros extérieurs. Enregistrement automatique sélecteur pour bandes normales CRO₂ et Fe-Cr.

Fonction stéréo, mono et Matrix.

Prises enregistreur double : DIN et RCA.

Possibilité de faire du « Public-Address » et du mixage en connectant un micro extérieur ou une guitare électrique par exemple et une cassette enregistrée.

Partie radio :

Sensibilité FM : 5 μ V (pour 30 dB de signal/bruit).

Rapport signal/bruit : 65 dB mono (entrée 1 mV).

Puissance : 2 x 1 W.

Partie cassette :

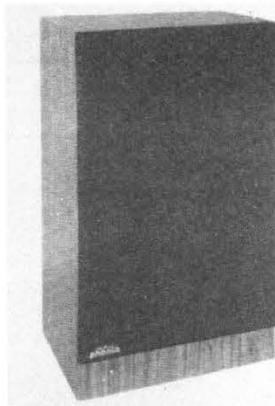
Vitesse : 4,75 cm/s 1/4 de piste, stéréo.

Réponse en fréquence : CRO₂ : 40 à 12 000 Hz \pm 8 dB, FeCr : 40 à 13 000 Hz \pm 8 dB.

Dimensions : 334 x 124 x 235 mm.

Poids : 5,71 kg.

PHONIA



La nouvelle gamme d'enceintes acoustiques de cette marque comprend 5 nouveaux modèles HiFi de 30 à 60 W dont la

CR-2000 :

Puissance : 60 W.

Impédance : 8 Ω .

Courbe de réponse : 25 à 20 000 Hz.

3 haut-parleurs : 1 boomer de 33 cm, 1 médium de 13 cm réglable par potentiomètre, 1 tweeter à dôme de 10,4 cm.

Dimensions : 665 x 385 x 295 mm.

Poids : 22 kg.

LE FLASH ÉLECTRONIQUE



NATIONAL PE 5650

NATIONAL ne construit pas que des appareils de radio et de télévision, nous en avons une fois de plus la preuve avec ce flash électronique pour usage professionnel. Il est importé par Develay S.A. firme qui importe par ailleurs les appareils Photo Fuji qui font appel également à l'électronique sous forme de circuits de calcul du temps d'exposition et d'affichage digital de la vitesse choisie. Il n'était donc pas étonnant que cette firme importe des flashes électroniques à partir du moment où les services d'après-vente disposent déjà du bagage technique nécessaire à la maintenance.

Le flash 5650 est un flash à computer. Le principe de ce calculateur est de mesurer la quantité de lumière réfléchie contre le sujet et d'interrompre l'éclair au moment où cette quantité d'énergie est suffisante pour avoir impressionné convenablement la pellicule. Ce type de flash s'est

très vite répandu dans le public qui en avait un besoin important étant donné que l'amateur ne peut toujours se confier à son intuition ni passer son temps à regarder la vitesse et l'ouverture de son appareil, la sensibilité de son film, la distance de mise au point et convertir tous ces chiffres en un réglage de diaphragme.

Les professionnels ont, eux aussi, besoin du computer. Ils ont certainement une plus grande habitude des reportages sur le vif qui ne laissent pas toujours le temps de fignoler un réglage, s'ils travaillent en noir et blanc ils peuvent toujours apporter des rectifications en labo, mais lorsqu'il s'agit de couleur et plus particulièrement de diapositives, plus question de modifier le développement d'une prise de vue à l'autre.

Le flash PE-5650 est un appareil d'une grande puissance, NG de 56 pour un film de 100 ASA, ce qui veut dire, en clair, qu'il est possible de

faire une photo à 7 m avec un diaphragme de 8 si le film a cette sensibilité. Nous signalerons également que l'angle couvert permet de travailler en toute tranquillité avec un objectif de 35 mm sur un appareil 24 x 36, et sans diffuseur ; dans ces conditions, il n'y a pas d'ombre dans les coins. Avec le diffuseur, la lumière est étalée, donc l'intensité sur une surface donnée est réduite, le nombre guide passe à 40, mais on peut utiliser un objectif de 28 mm, peut être moins, on aura alors, avec le film de 100 ASA et le diaphragme de 8 une portée de 5 m.

Le calculateur est évidemment réglable, la sensibilité des films s'étage de 25 à 400 ASA et les diaphragmes de 2 à 32, avec pour chaque sensibilité de film un réglage continu du diaphragme d'une étendue de 5 diaphragmes. Cette possibilité permet de modifier l'exposition à son gré pour compenser une réflexion sur un fond trop clair ou au

contraire trop sombre. On trouve aussi le disque de calcul servant pour un fonctionnement manuel et qui donne la limite de portée 30 m avec un film de 100 ASA et un diaphragme de 2. Le computer est séparé de la torche, on peut ainsi faire des photos avec éclairage réfléchi. La perte de lumière est très sensible, il faudrait, avec un flash normal calculer la distance réelle et tenir compte du coefficient de réflexion du plafond. Avec le computer, ce n'est plus nécessaire et avec celui-là encore moins car un témoin sonore vous signale si l'énergie reçue par le computer a été suffisante. Si vous devez photographier dans une église, l'avertisseur sonore sera remplacé par un système lumineux. Pour signaler l'entrée en service actif du calculateur, un voyant vert clignote en permanence, à condition toutefois que le condensateur soit chargé. Le condensateur est enfermé dans la poignée, le convertis-



Centre de commande, tableau de calcul, sélecteur de mode, au centre, diffuseur sonore.

Le fait d'avoir un calculateur séparé peut être gênant, en fait, une fois que l'on a installé la torche sur l'appareil photo, ce dernier se trouve pourvu d'une magnifique poignée de transport, le câble en spirale qui réunit le calculateur à la torche peut être enroulé autour de la poignée si on le trouve gênant. Le contact sabot est évidemment très pratique, il supprime le câble de déclenchement qui est souvent débranché au moment où on a besoin du flash ! La torche est orientable, l'orientation nécessite la manœuvre d'un gros écrou à oreilles, qui assure un blocage efficace. Cette poignée ne gêne pas la manipulation de l'appareil photo. Le flash est alimenté par un bloc qui peut recevoir, sur option, un bloc cadmium nickel. Dans le cas contraire, il faut 8 piles de 1,5 V, gros modèle, pour cette alimentation, si un jour vous avez épuisé la batterie et que vous avez encore besoin d'effectuer des prises de vue, le bureau de tabac le plus proche vous permettra de ne pas tomber en panne d'électricité. Il n'y aura qu'à remplacer le bloc d'accus par des piles. Sinon, il faut quatre heures pour recharger totalement la batterie. Pour l'autonomie, une charge ou un jeu de piles normales permet de faire, sans le calculateur, c'est-à-dire à pleine puissance, 70 éclairs, soit deux films de 36 vues.

Des piles alcalino-manganèse, plus chères donnent une autonomie de 250 éclairs. Une fois le calculateur en service, l'autonomie monte respectivement à 700 et 3 500 éclairs maximum. Un regret : l'épuisement des batteries n'est pratiquement signalé qu'une fois qu'il n'est plus possible de tirer un éclair. Les photos que nous avons pu faire, en reportage ont montré la maniabilité de l'appareil et l'intérêt de l'avertisseur sonore discret

seur qui donne la haute tension est enfermé, avec l'alimentation dans une petite sacoche dont il ne faudra pas se séparer. Nous avons donc trois éléments séparés, une alimentation, une torche et un calculateur qui sert aussi de relais pour le déclenchement, soit par un contact sabot, soit par un câble.

Le principe de fonctionnement est relativement simple : la batterie d'accumulateur ou de piles alimente un convertisseur qui délivre une haute tension, cette dernière charge un condensateur qui emmagasine l'énergie. Le déclencheur commande, par un système à ionisation par THT le passage du courant de décharge du condensateur dans le tube à éclat, à ce moment, le calculateur entre en service, la lumière du flash atteint le photo-élément qui commande l'extinction d'un thyristor monté en série dans le circuit du tube à éclat, cette extinction se fait seulement lorsqu'une quantité d'énergie suffisante a frappé le photo-élément. Devant ce dernier,

un filtre à densité variable permet de régler l'intensité lumineuse qui va frapper la cellule, ce qui permet d'ajuster la durée de l'éclair en fonction du diaphragme.

Nous avons ainsi, par la limitation de l'intensité lumineuse, une économie d'énergie, une charge de condensateur permettant de « tirer » une vingtaine d'éclairs lorsque le sujet est très clair.

FABRICATION

Elle est avant tout robuste. Le boîtier d'alimentation, sorti de son sac paraît réalisé en tôle plutôt légère mais le sac, en cuir épais assure une protection efficace. Le bouton de mise en route, de type rotatif est à la hauteur de la tâche qu'on lui impose. La liaison entre l'alimentation et le flash ainsi que celle entre torche et calculateur ont fait appel à des connecteurs dont la tenue mécanique est assurée par des pièces moulées qui assurent le blocage des prises et n'autori-

sent leur extraction que lorsque cette dernière se fait dans l'axe des broches. On obtient ainsi une grande sécurité de fixation, en outre les broches restent droites.

La torche elle-même a sa poignée revêtue d'un caoutchouc antidérapant sur lequel est fixé le bras la reliant à l'appareil photo, toutes les pièces sont très robustes.

L'électronique est répartie en trois sections : le calculateur qui abrite la cellule et un circuit intégré, la torche qui reçoit le système d'allumage à éclateurs (ce sont des tubes à ionisation) le thyristor de blocage de la décharge, et bien entendu le condensateur qui remplit la poignée. Un joint d'étanchéité isole le tube à éclair de l'extérieur et autorise un fonctionnement sous la pluie.

La dernière partie est enfermée dans le boîtier d'alimentation. Les composants sont tous installés sur circuits imprimés et solidement fixés au besoin, un flash n'étant pas fait pour rester posé sur une table.

mais qui étonnera les spectateurs.

Le voyant à diode LED est plus discret mais il est mal placé et exige un déplacement de l'appareil pour la vérification du bon fonctionnement du calculateur, ce voyant aurait pu être installé sur le calculateur lui-même. Nous avons pu faire des prises de vue en reportage avec un objectif de 35 mm et n'avons eu aucun vignettage (assombrissement des coins) dû au flash.

En éclairage indirect, la perte de lumière est sensible et exige un travail avec une ouverture plus grande et qui n'est pas toujours compatible avec les exigences de profondeur de champ. Le flash à computer n'est pas un appareil miracle, il ne doit pas faire oublier les principes fondamentaux de son utilisation, l'angle de la cellule est bien sûr inférieur à celui couvert par le flash, ce qui n'empêchera pas certains premiers plans d'être parfois surexposé.

CONCLUSIONS

Ce flash japonais est réellement bien conçu, et nous n'avons pas pu le prendre en défaut. Les essais d'éclairs répétés toutes les demi-secondes, avec calculateur n'ont pas entraîné de perturbation, la baisse de tension de charge du condensateur étant compensée par une augmentation de la durée de l'éclair. Le rendu des couleurs est bon et la densité d'éclairage uniforme. Dommage qu'il y ait une batterie séparée, elle donne une allure de professionnel au photographe mais constitue une gêne relative, gêne qui est largement compensée par l'attrait d'une puissance élevée et d'une grande autonomie qu'il aurait été difficile d'atteindre avec un système plus compact.

E.L.

BIBLIOGRAPHIE

LA TÉLÉVISION HIER, AUJOURD'HUI ET DEMAIN

par Marc CHAUVIÈRE

Un ouvrage de 208 pages, 14,5 x 21 cm, 30 planches.

Ce livre s'adresse à tous ceux qui, aimant la télévision, souhaiteraient connaître ses débuts il y a plus d'un siècle, comment elle est arrivée au stade actuel et ce qu'elle sera en l'an 2000. Non pas avec les fantaisies de la science fiction, mais d'après les résultats déjà obtenus dans le secret des laboratoires.

L'auteur connaît bien la question, car il fut l'un des pionniers de la télévision en France, aux environs des années 30. Depuis cette époque, il n'a jamais cessé d'œuvrer dans ce domaine et il est actuellement l'ingénieur conseil d'une grande firme.

Les solutions techniques de base sont exposées très simplement et peuvent être comprises par tous.

Mais l'auteur n'aborde pas son sujet uniquement sous cet angle. Les postes qu'il a occupés dans sa longue carrière lui permettent d'aborder d'autres problèmes. Par exemple, les relations de la télévision avec les instances nationales et internationales, son action présente et future sur l'éducation et la société.

Enfin, le texte est abondamment illustré de très nombreuses photos et dessins.

En vente à la Librairie Parisienne de la Radio.

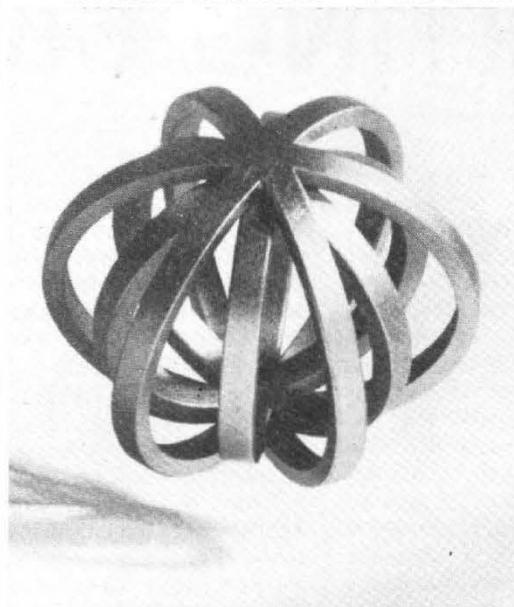
TABLEAU DE PARUTION DES PROCHAINS NUMÉROS DU HAUT-PARLEUR

LE 25 MARS
LE 1 AVRIL
LE 8 AVRIL
LE 15 AVRIL
LE 22 AVRIL
LE 29 AVRIL
LE 6 MAI
LE 13 MAI
LE 15 MAI
LE 27 MAI

LE HAUT-PARLEUR ELECTRONIQUE PRATIQUE
LE HAUT-PARLEUR SONO
LE HAUT-PARLEUR ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE
LE HAUT-PARLEUR
LE HAUT-PARLEUR LECTRONIQUE PRATIQUE
LE HAUT-PARLEUR SPECIAL AUDIO-VISUEL
LE HAUT-PARLEUR SONO
LE HAUT-PARLEUR ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE
LE HAUT-PARLEUR
LE HAUT-PARLEUR ELECTRONIQUE PRATIQUE

N° 1545
N° 1546
N° 1547
N° 1548
N° 1549
N° 1550
N° 1551
N° 1552
N° 1553
N° 1554

LE HAUT-PARLEUR VOUS INVITE AU

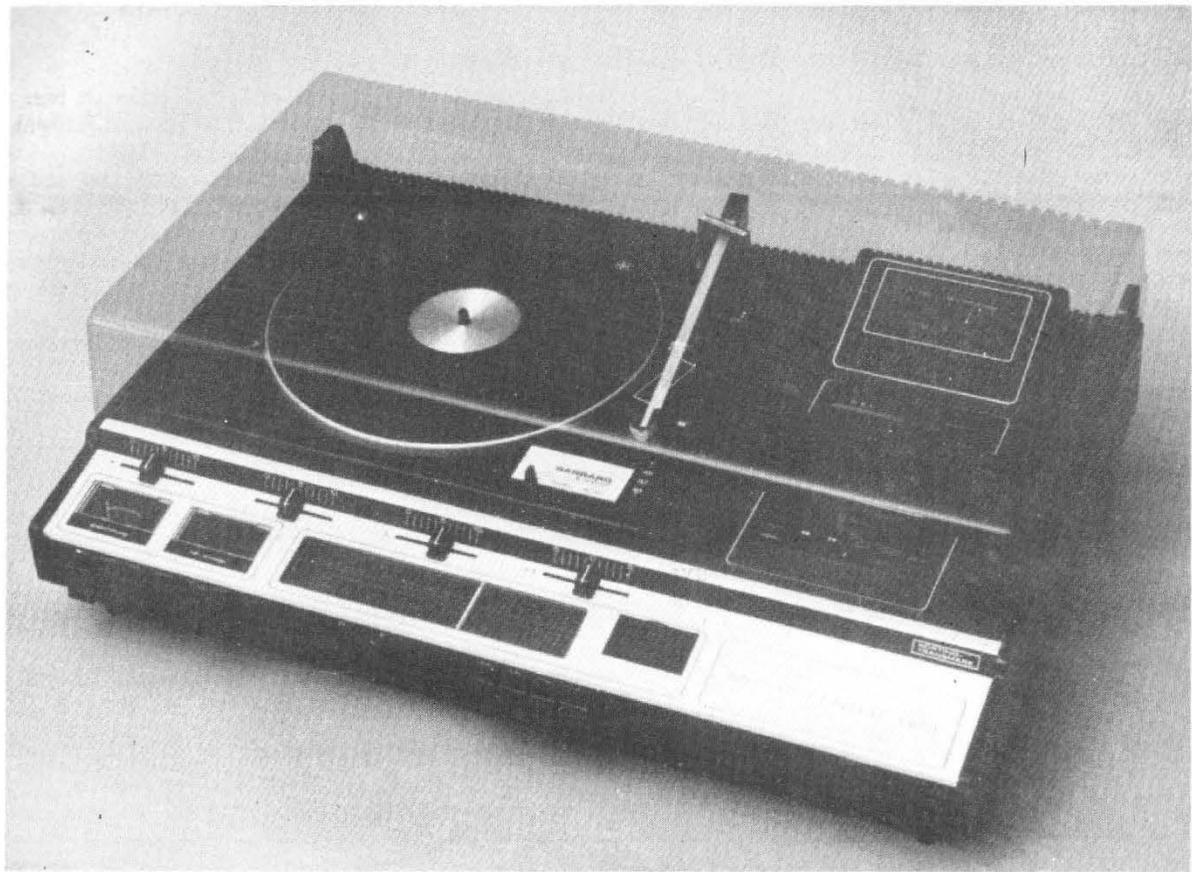


salon international des
**composants
électroniques**

qui se tiendra
**Porte de Versailles
à Paris
du 5 au 10 avril 1976**

Un carton d'invitation sera expédié (contre une enveloppe timbrée) à tous les lecteurs qui en feront la demande au Haut-Parleur, 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

LE MUSIC-CENTER



KÖRTING 663

DEPUIS les postes à transistors jusqu'aux téléviseurs en passant évidemment par la HiFi, Korting propose un matériel particulièrement destiné au grand public, un matériel que tout le monde est capable d'utiliser. Et parmi ces produits, il en est un groupe qui depuis quelque temps a acquis la faveur de ce public, il s'agit des combinés, cette sorte de supers électrophones aux normes Hi-Fi qui offrent sous un volume particulièrement intéressant un tourne-disque, un magnétophone à cassette, un amplificateur et un tuner toutes gammes d'ondes. La

« gamme » de Music Center de Korting se compose de deux appareils, nous allons passer en revue ici le plus modeste.

Le Music Center 663 se présente sous un capot de matière moulée transparente qui protège les composants mécaniques du compact : le tourne-disque et le magnétophone à cassette. Ces deux composants sont installés au fond du châssis tandis que la partie avant est réservée à la centrale de commande. Deux séries de commandes sont réunies, les unes à la partie supérieure, les autres sur le bandeau de façade. La dispo-

sition est rationnelle, nous trouvons quatre potentiomètres à glissière, un pour le volume, repéré de 0 à 10 deux pour la correction grave et aigu et qui, curieusement, portent les mêmes graduations que le potentiomètre de volume et à l'extrême droite le bouton de balance, qui possède un centrage mécanique, un point dur placé exactement au centre de la course, et qui permet un repérage tactile du centre. Les indicateurs n'ont pas été négligés : on trouve en effet un galvanomètre indicateur de champ, deux diodes indiquant la position du sélecteur magnétophone ou

tourne-disque, un indicateur stéréophonique par diode LED et enfin un cadran portant quatre échelles, chiffrées pour les ondes moyennes, courtes et la modulation de fréquence, avec un repère des stations principales pour les ondes longues. La molette gyroscopique d'accord est placée sur la droite, sa conception exige une certaine adresse de manipulation, si on veut éviter de se coincer le bout du doigt (principe de l'engrenage). Les touches de façades permettent de sélectionner le groupement des enceintes. On y trouve une position marquée QS, il ne

s'agit pas du procédé tétra-phonique de Sansui mais du quadro-sound, effet ambio-phonique cher à la marque bavaroise. Deux caches dissimulent les prises pour casque et pour microphone. Au-dessous du cadran : les quatre touches de sélection de gamme d'onde. Parmi les fonctions sélectionnables, on notera que pour passer à l'écoute du magnétophone, il faudra appuyer sur deux touches à la fois tandis que si on désire se servir d'un magnétophone externe, il faudra s'arranger pour que les deux touches précitées soient toutes deux en position de repos (il suffit d'appuyer légèrement sur l'une d'elles) tandis que l'appareil externe sera branché sur une prise latérale bien camouflée. Nous vous conseillons donc, si vous voulez exploiter toutes les possibilités de cet appareil de consulter attentivement la notice trilingue qui l'accompagne.

Le magnétophone est situé à la droite du tourne-disque, il ne dispose pas du réducteur Dolby réservé à son grand frère le 665. Ce magnétophone accepte les cassettes au chrome mais la commutation est manuelle, ce que l'on pourra regretter sur un appareil de cette classe. Par contre, le constructeur a mis un système de commande automatique de gain intéressant. Pour enregistrer les ondes en modulation d'amplitude, l'oscillateur local dont la fréquence est voisine de celle des gammes reçues, a sa fréquence modifiable par une touche, si on entend un sifflement, il suffit d'enfoncer la touche pour que ce sifflement soit décalé sur le cadran, il ne perturbera donc plus la réception. Les touches du magnétophone sont placées à proximité de l'appareil, une touche unique sert pour l'éjection et l'arrêt, c'est la formule la plus rationnelle à notre avis. La cassette s'introduit dans les rainures du couvercle. Le compteur à trois chiffres est bien visible, un poussoir le

remet à zéro. L'arrêt automatique en fin de bande ne fonctionne que pour dégager le galet presseur, c'est la moindre des choses.

Le tourne-disque est un modèle automatique de Garrard, à entraînement par galet. La tête de lecture est un modèle céramique. Il y a trois vitesses, 33, 45 et 78 t/mn, la sélection du diamètre du disque est assurée par le sélecteur de vitesse, il n'y a pas en effet de disques 45 t de 30 cm.

La mise en rotation du plateau se fait par un levier à trois positions auto, manuel et off. Ce levier est un peu dur, compte tenu de la souplesse de la suspension. Si on désire interrompre la lecture d'un disque au milieu de sa course, il faudra d'abord soulever la pointe de lecture par l'intermédiaire du lève-bras afin d'éviter tout mouvement brusque risquant de détériorer soit le saphir soit le disque. Nous connaissons bien ce type de table de lecture, valable pour un fonctionnement entièrement automatique mais dont le fonctionnement manuel est sujet à caution. L'esthétique du bras est particulièrement soignée, ce bras est constitué d'un profilé trapézoïdal anodisé, la tête est inclinée pour minimiser l'erreur de piste.

ETUDE TECHNIQUE

Un épais dossier accompagne l'appareil, on y trouve toutes ses spécifications et des tas d'instructions pour l'entretien et la maintenance.

Section HF :

Elle se divise en deux parties, modulation d'amplitude et de fréquence pour la section HF mais se rejoint dans le circuit intégré qui assure de multiples fonctions.

Le signal VHF arrive sur une prise symétrique, l'impédance d'entrée est de 300 ohms. Les bobinages d'entrée sont imprimés, c'est

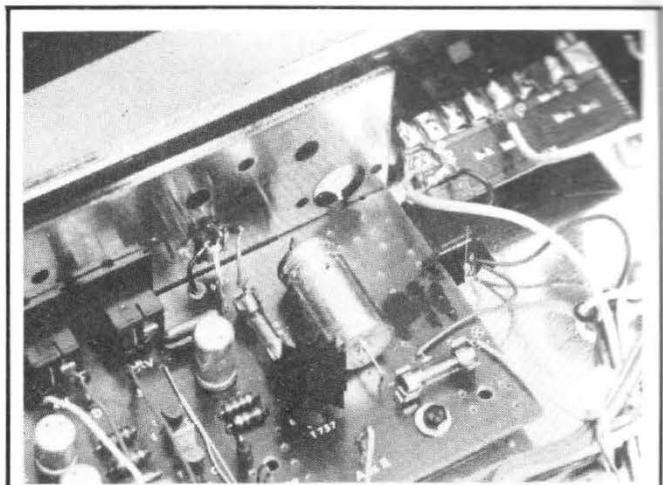


Photo A. - Les circuits d'entrée à bobinage imprimé. Le radiateur des transistors de puissance prévu pour un boîtier TO3.

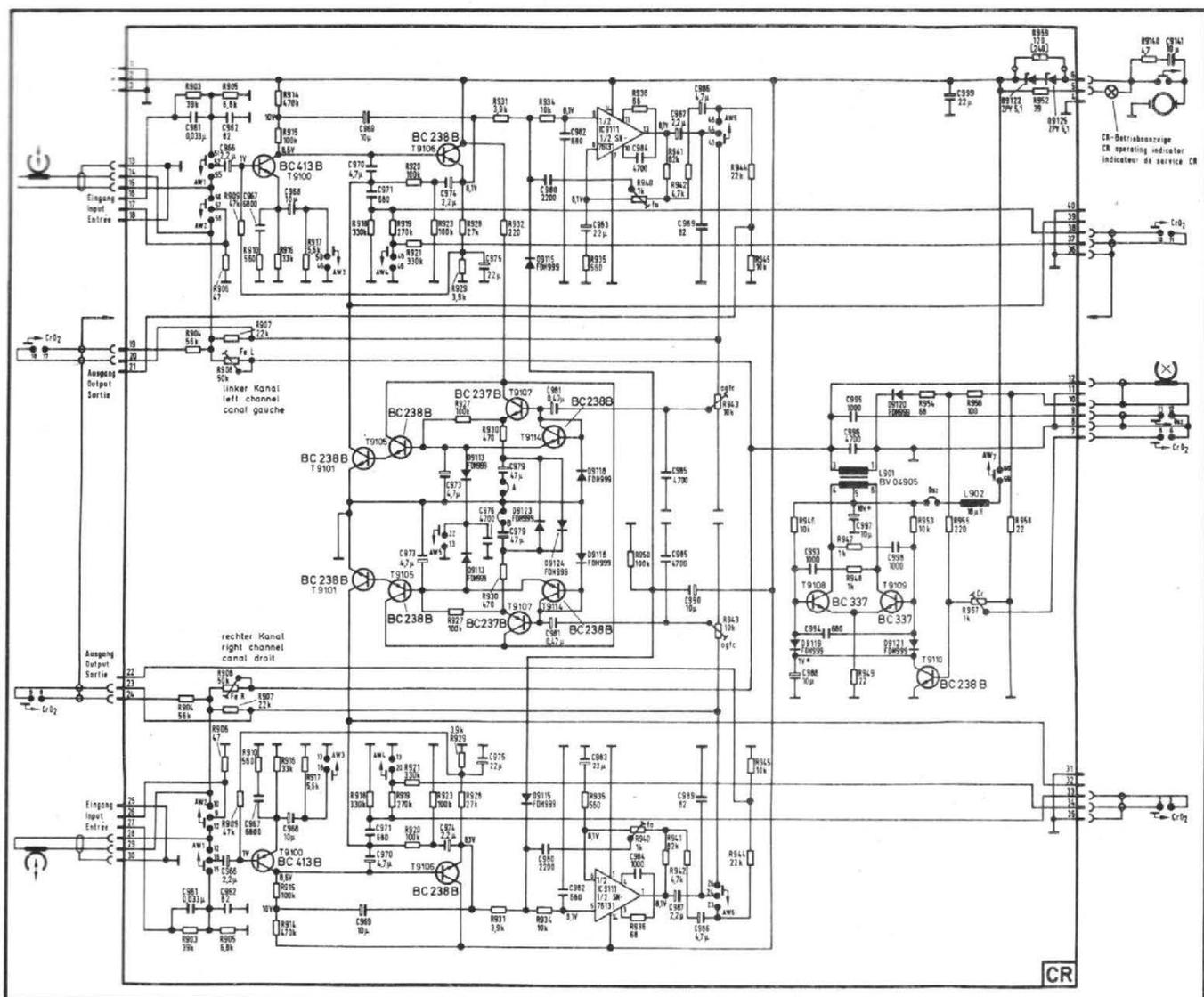
une formule qui n'est pas très répandue. Pour la réception de signaux forts, on court-circuite tout simplement l'un des deux bobinages d'entrée, par l'intermédiaire d'un cavalier. L'appareil est livré avec une antenne FM couplée capacitivement avec le fil d'amenée secteur, il ne s'agit manifestement pas d'une antenne symétrique. Le système d'entrée permet de recevoir la MF sur n'importe quel type d'antenne, peut être pas à grande distance mais dans beaucoup de cas. Une antenne externe sera utile pour la réception lointaine de la stéréo dans de bonnes conditions, absence de souffle en particulier.

Le signal venant du circuit d'entrée arrive sur un étage à base commune non soumis à une commande automatique de gain. Les signaux de forte amplitude sont amortis par une diode. L'accord est assuré par condensateur variable. L'oscillateur local sert également de convertisseur. Le signal de sortie de la section HF est dirigé par l'intermédiaire d'un filtre série sur l'entrée d'un circuit intégré TBA 570. La sélectivité nécessaire est assurée par les circuits couplés L307 et 308. Ainsi d'ailleurs que par ceux de démodulation. Le discriminateur est un discri de rapport.

Une tension continue déli-

vrée par le circuit intégré attaque le galvanomètre indicateur de champ. Le décodage des émissions stéréophoniques est confié à un démodulateur à circuit intégré, le constructeur a intercalé des circuits de blocage en sortie des préamplificateurs, ces circuits de blocage éliminent les résidus de 38 ou 19 kHz, risquant de provoquer des interférences lors de l'enregistrement de la modulation de fréquence stéréophonique sur le magnétophone. En modulation d'amplitude, la réception se fait sur cadre ou sur antenne. Un transistor à effet de champ BF 245 est monté en adaptateur d'impédance, sa sortie est dirigée sur le circuit intégré qui sert d'oscillateur, de mélangeur et d'amplificateur FI. Le transistor à effet de champ n'est pas utilisé pour la réception des ondes courtes. Le filtrage de l'amplificateur FI est confié à plusieurs circuits LC reliés, couplés par un filtre céramique. Le signal M.A. démodulé est envoyé sur le décodeur stéréo qui alors, n'est pas en service, et envoie des signaux identiques sur les deux sorties.

L'entrée des signaux B.F. s'effectue sur un potentiomètre de 600 k Ω , il n'y aura donc pas de risque de saturation de l'amplificateur. L'entrée se fait sur un préamplificateur dont le gain est déterminé par la valeur des résistances R.



505 et R 506 - R 506 appliquant sur l'émetteur de T 532 une tension de contre-réaction. La stabilité en continu du point de fonctionnement de ce montage est laissée aux soins de la contre-réaction en continu prise sur l'émetteur de T 533. Le correcteur grave/aigu est à deux boutons, il est monté comme circuit de liaison et utilise une structure asymétrique. L'amplificateur de puissance est à symétrie complémentaire, et condensateur de sortie ; il utilise un transistor de plus que le circuit traditionnel, le transistor T 757 est monté en collecteur commun, ce montage exige un double bootstrap, provoqué par C 729 et C 731. L'un des

contacts de l'interrupteur principal coupe la sortie de l'amplificateur, ce qui évite tout bruit intempestif dans les enceintes lors de l'arrêt de l'appareil. Les effets ambophoniques sont laissés aux soins de commutateurs qui modifient la phase respective des enceintes avant et arrière. On notera aussi l'utilisation de système de coupure automatique qui se réalise lors de l'introduction des prises dans les embases.

Magnétophone :

C'est un magnétophone sophistiqué bien que n'étant pas équipé du Dolby qui a été installé dans ce combiné. Du côté mécanique, c'est une platine d'origine japonaise avec

moteur continu à régulation intégrée de Matsushita. L'électronique par contre est de conception Korting qui a fait un gros effort de recherche. Ce magnétophone est équipé d'un système de commande automatique de gain et de fréquence. Il y a en effet une compensation automatique de la courbe de réponse en fonction du niveau d'enregistrement. Ce système paraît assez complexe, plusieurs fonctions ayant été combinées pour assurer la meilleure réponse possible.

Le signal à réguler arrive de la sortie des circuits intégrés par les potentiomètres 943. Le signal arrive sur un doubleur de tension composé des diodes D 9118 et des transistors

T 9114 montés en diode, les jonctions base et collecteur ayant été réunies. Ces transistors chargent les condensateurs C 973 qui commandent le passage du courant dans les jonctions des transistors T 9105 et T 9101 montés le premier en émetteur suiveur, le second en émetteur commun. Un second circuit auxiliaire, utilisant les transistors T 9107 et les diodes D 9123 et 24, se charge de symétriser la réponse des deux voies afin d'éviter un déséquilibre qui se traduirait par un perpétuel balancement du son de la gauche vers la droite. Lorsque la tension d'un canal devient trop forte par rapport à celle de l'autre, les deux diodes se mettent à conduire (soit l'un,

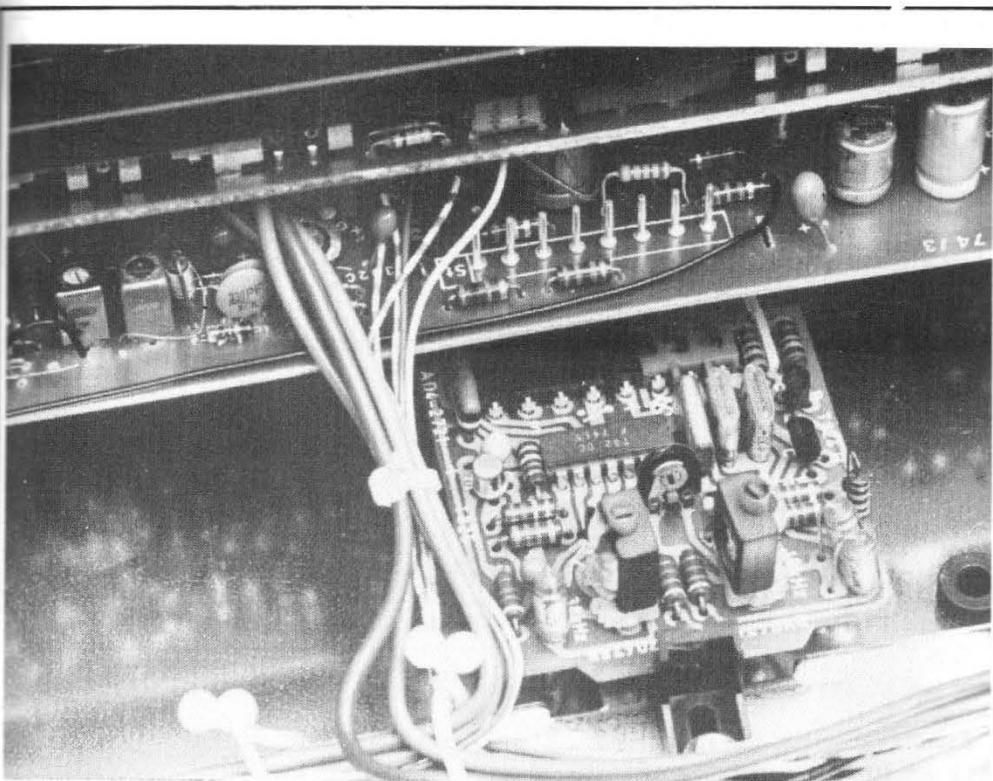


Photo B. - Le module du 663 : le décodeur stéréo, le circuit intégré, les bobinages.

ses par exemple le décodeur stéréophonique et des liaisons par connecteurs de la plupart des câbles. La section amplificatrice est disposée en arrière, le radiateur des transistors de puissance est en tôle d'aluminium épaisse, il a été prévu pour recevoir divers types de transistors de sortie. Ceux qui sont là pour le moment sont des modèles plastiques montés avec un intermédiaire de mica soigneusement recouvert de graisse blanche.

La construction est très propre, les composants sont d'origine européenne pour la plupart. Les gros condensateurs sont fixés par brides de matière plastique. Des serre-câbles répartis tout au long des parcours des câbles les maintiennent proprement en place sans qu'il ait été besoin de faire appel à des torons. Le transformateur d'alimentation qui a dû être placé pas très loin du magnétophone est soigneusement blindé par une double épaisseur de tôle peinte, peut être du mumétal. Donc, pour résumer cette construction, on ne peut qu'être rassuré de son sérieux.

soit l'autre), l'un des condensateurs C 979 se charge et se décharge via les résistances R 927 et 930 dans le condensateur C 973. Pendant la lecture, les cathodes des deux diodes D 9113 sont à la masse, la tension de charge des condensateurs C 973 ne peut atteindre plus de 0,6 V, les deux transistors de sortie restent bloqués. Les deux transistors T 9101 servent de résistance variable, ils court-circuitent les condensateurs C 970 avec la masse, ce qui a pour effet de réduire le niveau de sortie. En même temps, cette résistance variable a une influence sur la réponse en fréquence dans l'aigu, le circuit passe-bas C 971, R 918 devenant inopérant. Le condensateur C 969 est utilisé ici en bootstrap.

Le magnétophone dispose aussi d'un circuit anti-transitoires lors de la mise sous tension ; les diodes D 9115 chargent le condensateur C 990, leur résistance interne est faible, leur cathode est alors, vis-à-vis des composantes alternatives au potentiel de la

masse. Une fois la charge terminée, ces diodes sont isolantes, leur anode est au potentiel de la masse, leur cathode à 8,1 V.

L'oscillateur est symétrique, le constructeur a installé une commande automatique de niveau par l'intermédiaire du transistor T 910 et des diodes D 9119 et 21, en position chrome, la polarisation de base de ce transistor est modifiée pour augmenter le courant d'effacement et aussi celui de prémagnétisation.

FABRICATION

Le constructeur, pour ces deux « music center » utilise un même châssis. On retrouve sur celui là tous les emplacements qui seront employés pour le modèle supérieur. Le châssis est en tôle étamée, seule la platine magnétocassette a reçu un traitement de faveur, un cad-

miage et une passivation. Le constructeur est un partisan depuis le début de la technique modulaire dont on ne trouve ici que des traces épar-

CARACTÉRISTIQUES

Alimentation : 130/230 V 50 Hz.

Semi-conducteurs : 30 transistors, 2 circuits intégrés, 24 diodes, 1 redresseur pour l'ampli-tuner, 15 transistors, 1 circuit intégré, 13 diodes pour le magnétophone à cassette. Gammes d'ondes : grandes ondes : 145-260 kHz ; petites ondes : 510-1630 kHz ; ondes courtes : 5,85-1 MHz ; M.F. : 87,5-104 MHz.

Fréquence intermédiaire : MA : 460 kHz ; MF : 10,7 MHz.

Circuits : MA : 4 + 1 piézo ; MF : 10 dont 6 FI.

Table de lecture : Garrard 6200 CP, cellule céramique KS 40A, trois vitesses.

Lecteur de cassette : 4 pistes, vitesse 4,75 cm/s, contrôle automatique du gain avec cor-

rection automatique de la courbe de réponse en fonction du gain.

Sensibilité : MF : meilleure que 2 μ V pour S/B de 26 dB. Facteur de souffle : 7 kTo.

Sélectivité : mieux que 30 dB. Réjection de la fréquence image : plus de 22 dB.

Bande passante : 130 kHz. Diaphonie : meilleure que 26 dB.

Rapport signal/bruit : plus de 48 dB.

Réjection pilote : 40 dB.

Sensibilité MA : 40 μ V pour PO et GO, 20 μ V pour les OC.

Bande passante : 3,5 kHz. Puissance de sortie BF : 2 x 12 W eff pour D = 20 %.

Bande passante : 40 Hz/15 kHz.

Diaphonie : meilleure que 40 dB.

CONCLUSIONS

Nos mesures ont été limitées, les ensembles compacts se prêtent rarement aux mesures, et les esprits sont souvent déformés par les puissances élevées et les taux de distorsion très faibles que l'on peut mesurer en HiFi, si bien que les appareils moins puissants paraissent dépassés. Nous avons mesuré ici une puissance de sortie de 2 fois 9 W les deux canaux chargés sur 4 Ω. Sur un seul canal, la puissance passe à un peu plus de 12 W avant que l'alimentation n'intervienne par une superposition d'ondulations. L'écrêtage intervient au-dessous de la puissance annoncée par le constructeur, c'est normal, ce dernier donnant une puissance correspondant à un taux de distorsion de 10 % ! Nous ne sommes pas allés si loin, à la limite de l'écrêtage et sur une résistance de charge de 4 Ω, le taux de distorsion

harmonique était seulement de 0,08 %, ce qui est excellent.

Avant les mesures, ce qu'il nous faut considérer avec ce type de matériel, c'est son utilisation. De ce côté, nous sommes comblés, la sensibilité

pour toutes les gammes d'ondes est bonne, les grandes ondes et les moyennes sont reçues sans problème. Nous avons ici un appareil très pratique et d'une fabrication irréprochable, à quelques

détails mineurs près. Un rapport qualité/prix et un encombrement intéressants, la HiFi n'est pas obligatoirement synonyme d'encombrement:

E.L.

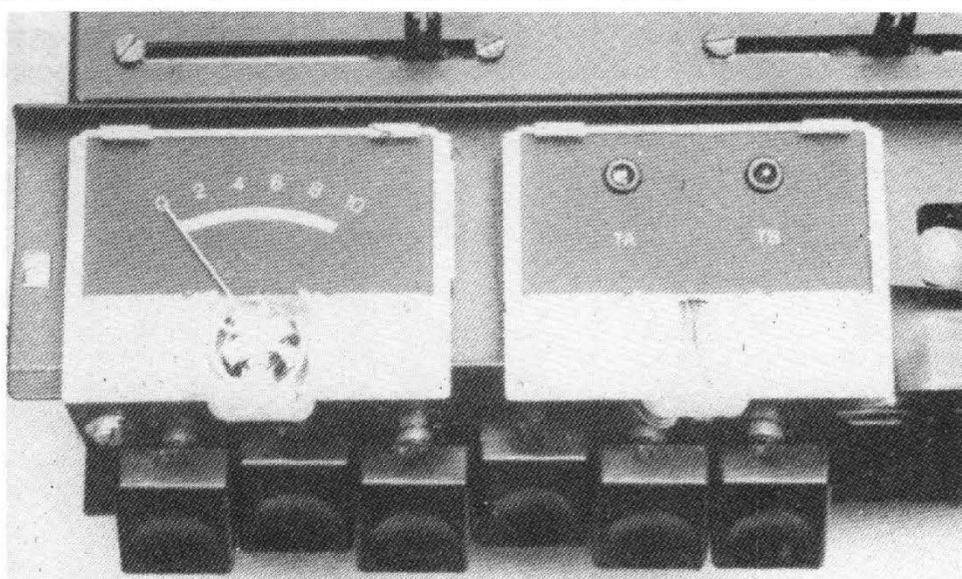


Photo C. - Indicateur de niveau et diodes LED. Ces dernières sont montées sur un galvanomètre modifié.

D tranchant distribution

IMPORTATEUR EXCLUSIF POUR LA FRANCE

zone d'activités de Courtabœuf - B.P. 62 91401 Orsay - tel. 907 72 76 + - telex 690304 F
zone sud Lyon 62, Ancienne Voie Romaine 69290 Craponne - tel. (78) 57 17 66 - telex 330310



SB 404 S

Amplificateur stéréo/quadrophonique de Haute Fidélité. Décodeur SQ et RM.
Puissance: 4 x 15 W (8 Ω) - 2 x 26 W (8 Ω)

TOSHIBA



LA CLE DE SOL
31, rue Bossuet - 21000 DIJON
Ets CIZERON
3, rue Georges Teissler
42000 SAINT-ETIENNE



VENTE PROMOTIONNELLE DE COMPOSANTS (uniquement sur stock)

RESISTANCES

- Couche carbone ¼ W 5% de 10 Ω à 820 K Ω F 4,30 HT
les 100 pièces (d'une même valeur)
- Carbone aggloméré de 10 Ω à 1 M Ω
¼ W 10% - les 100 pièces (d'une même valeur) F 4,15 HT
½ W 10% - les 100 pièces (d'une même valeur) F 3,60 HT

CONDENSATEURS

A film plastique métallisé, sorties radiales préformées

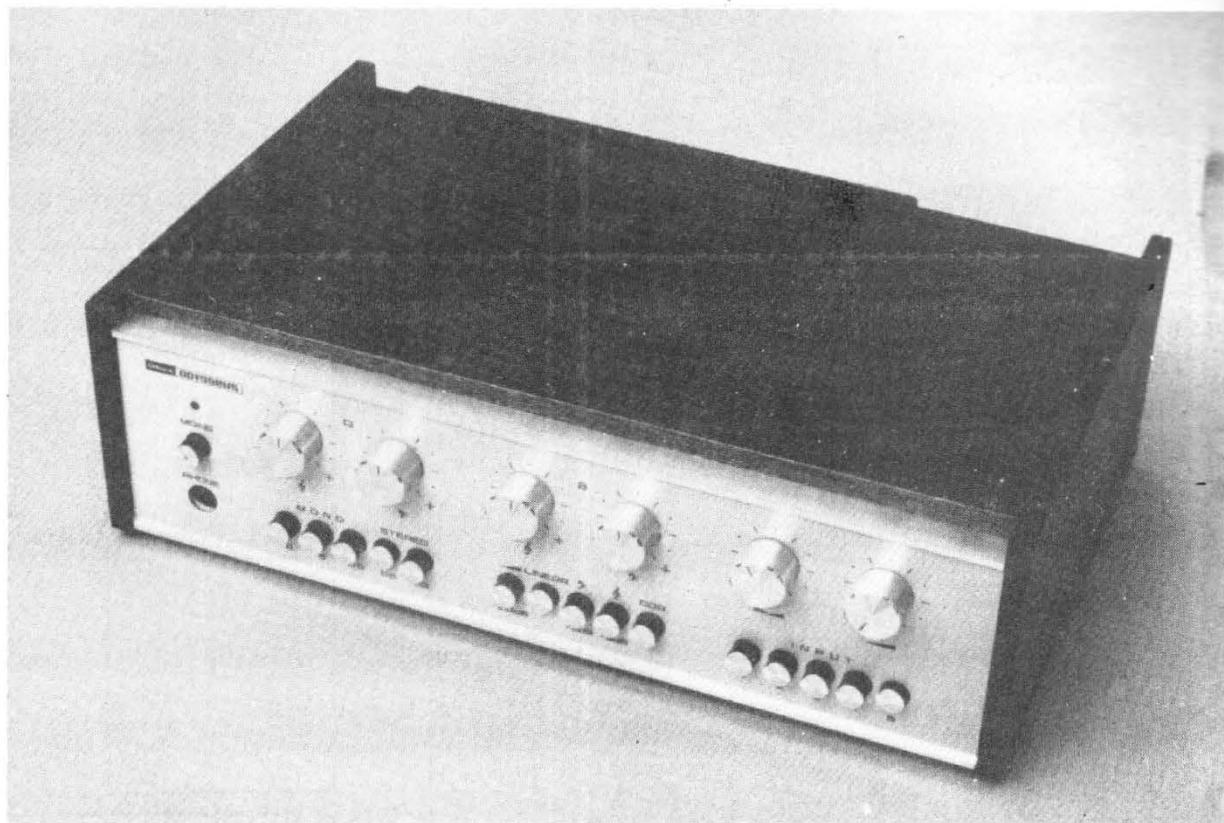
160 V. 10%	0,22 MF	F 38,00 HT le cent
" "	0,33 MF	F 40,00 HT le cent
" "	0,68 MF	F 62,00 HT le cent
" "	2,2 MF	F 130,00 HT le cent
" "	4,7 MF	F 215,00 HT le cent
250 V. 20%	0,015 MF	F 15,00 HT le cent
" "	0,022 MF	F 16,00 HT le cent
" "	0,039 MF	F 20,00 HT le cent
" "	0,047 MF	F 20,00 HT le cent
" "	0,1 MF	F 21,00 HT le cent
" "	0,22 MF	F 26,00 HT le cent
250 V. 10%	0,33 MF	F 38,00 HT le cent
" "	0,47 MF	F 45,00 HT le cent
" "	0,68 MF	F 60,00 HT le cent
" "	1,00 MF	F 75,00 HT le cent
400 V. 20%	0,033 MF	F 19,00 HT le cent
" "	0,1 MF	F 27,00 HT le cent
" "	0,15 MF	F 34,00 HT le cent
" "	0,22 MF	F 45,00 HT le cent
400 V. 10%	0,33 MF	F 58,00 HT le cent
" "	0,47 MF	F 65,00 HT le cent

TVA 20% en sus - Commande minimum : 50 F
Frais de port : 5 F jusqu'à 100 F - Au dessus : 5%
Franco à partir de 500 F (Métropole)
Chèque de remboursement éventuel joint à l'expédition en cas manquants
Prix par quantité : nous consulter

Exclusivement par correspondance :

ERIE - 45 rue des Bergers - 75015 PARIS

L'AMPLIFICATEUR



COMIX-ODYSSEE

L'ELECTRONIQUE russe arrive dans la Hi-Fi. Ce n'est qu'un début et il faudra attendre le prochain amplificateur - 2 x 50 W - pour avoir une idée de ces nouveaux produits prometteurs, et qui intérieurement n'ont rien à envier aux appareils d'Extrême-Orient. Nous ne connaissons pas la technique Hi-Fi russe et nous avons été heureusement surpris à son premier contact. Seulement, si la technologie russe atteint un niveau élevé, la présentation reste encore rustique et c'est ce que nous pouvons regretter sur l'Odysée.

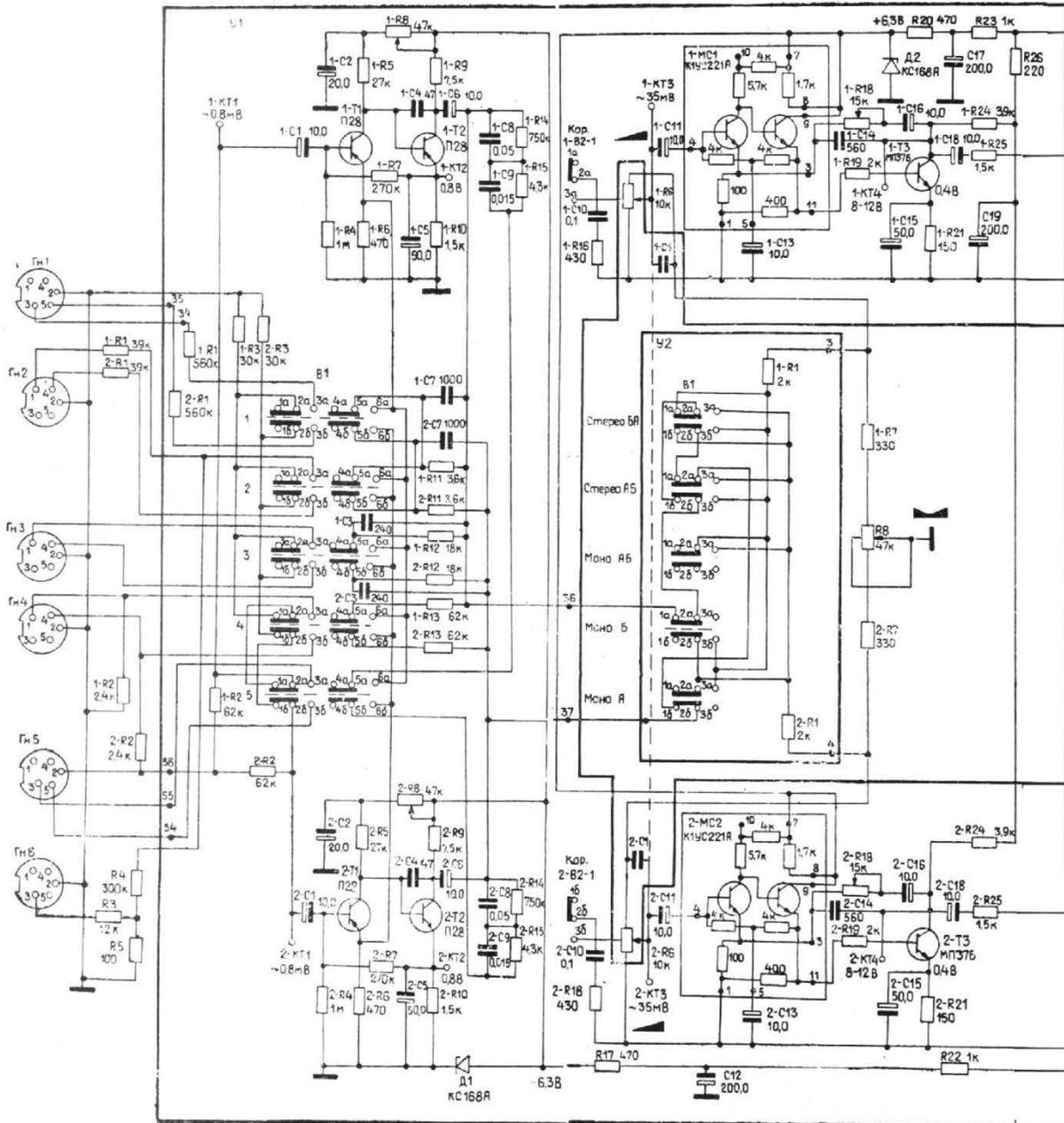
L'Odysée se présente avec une face avant d'aluminium anodisé et verni. En haut et en bas, la façade est bordée de deux baguettes d'aluminium

usinées au diamant alors que les faces supérieure et extérieure de ces baguettes portent les traces d'un fraisage ; des effets décoratifs un peu rétro. Les boutons sont classiques pour les potentiomètres, ils sont décorés de stries en spirales d'une esthétique peu courante pour les touches. Les inscriptions sont en anglais, et on regrettera de ne voir mentionner, pour les entrées, que des chiffres, si vous savez que la 3 est une entrée tuner, tant mieux pour vous, d'autant plus que la face arrière est repérée identiquement. Heureusement, la notice en français donne toutes les informations utiles. Une ébénisterie de contreplaqué protège l'ampli sur trois faces. Là, nous trouvons la finition grossière qui ferait

presque regretter les faux bois de plastique. Passons à la face arrière, sans défaut. Elle sert de radiateur pour les transistors de puissance qui sont protégés, à la japonaise par un carter de tôle perforée. Le haut de ce radiateur qui est laissé à l'air par l'ébénisterie est perforé pour assurer le passage de l'air et augmenter ainsi la surface de contact. C'est bien conçu et nous ne regretterons pas du tout ce petit côté industriel. Les prises de raccordement sont au standard DIN, pour les haut-parleurs comme pour les entrées. Une seule prise ne suit pas la règle, c'est celle de sortie casque. Elle n'est pas au standard DIN, il s'agit d'une prise à cinq broches, certes, mais leur disposition n'est pas la bonne.

Entre les deux paires de prises pour enceintes acoustiques : une prise DIN, c'est celle d'enregistrement à laquelle il faudra relier le magnétophone. Elle délivre le même signal que les haut-parleurs ; il faudra donc faire attention à bien surveiller le niveau sur le magnétophone. Il est possible de profiter pour l'enregistrement du correcteur de timbre et des filtres classiques passe-haut et passe-bas. Une touche permet de mettre le correcteur grave/aigu hors service, ce qui sera fort utile pour réaliser un enregistrement sans correction.

L'utilisation de cet appareil est classique, hormis le branchement un peu spécial du magnétophone. Pour remédier à ce qui pourrait être



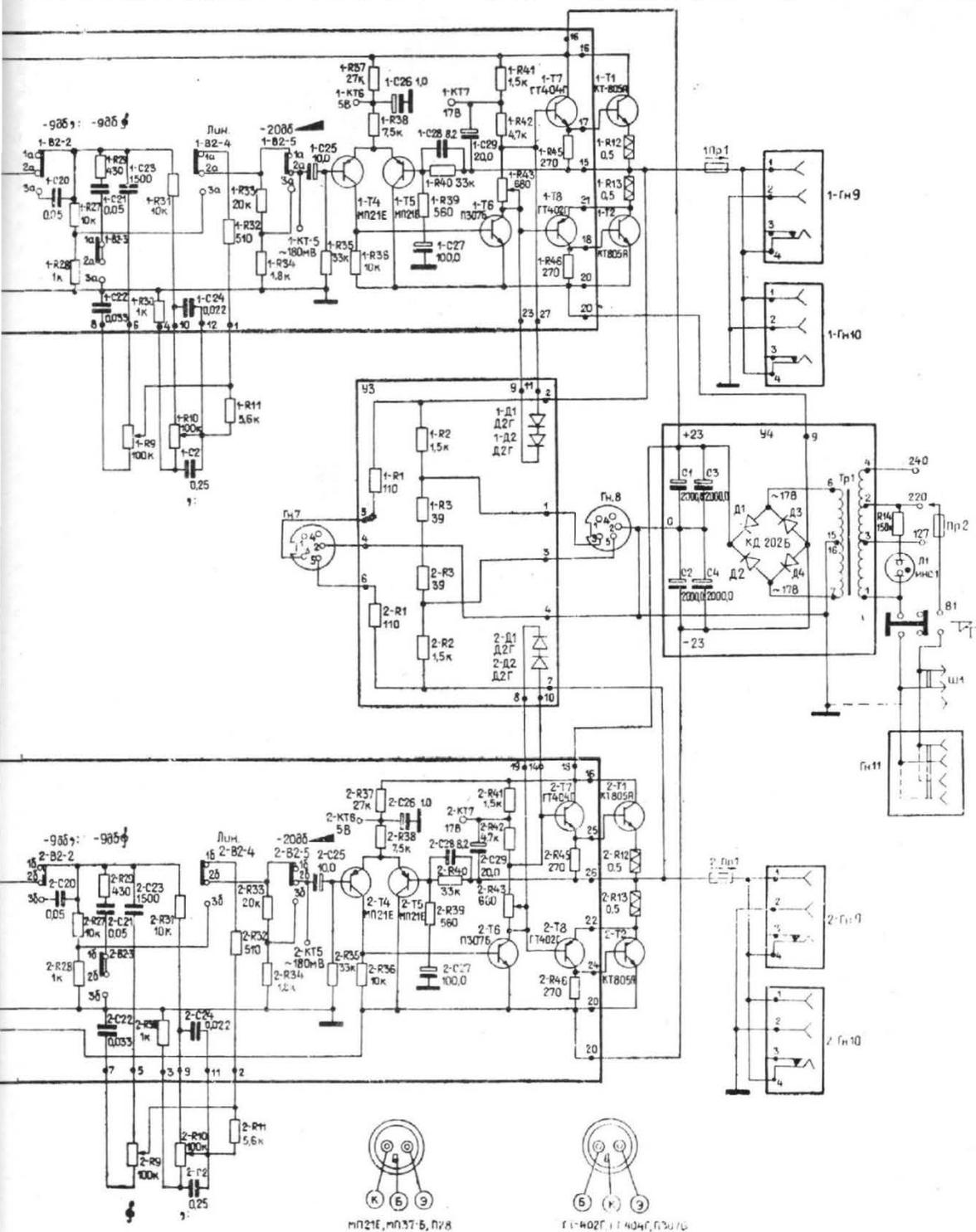
considéré comme un défaut, le constructeur a pris soin de livrer avec l'amplificateur un cordon de raccordement double, une prise DIN allant au magnétophone et deux câbles en partant, pour aller sur l'amplificateur.

Les cinq entrées autorisent pas mal de branchement ; elles sont toutes de sensibilité différente : 50 mV pour l'entrée haut niveau ; 5 à 25 pour la radio ; 1,2 à 2,4 pour le micro moyenne impédance ; 0,5 à 1 mV pour l'entrée

micro à basse impédance et 3 à 5 mV pour l'entrée phono RIAA.

Le mode de fonctionnement présente 5 possibilités : stéréo, stéréo inversée, mono sur les deux voies d'entrées,

sur la gauche et sur la droite. Le clavier de correction autorise la mise en service du Baxandall, celle de la correction physiologique, des filtres anti-rumble et anti-bruit d'aiguille ainsi que la mise en service d'un atténuateur de



muting dont l'influence sera utile pour les enregistrements.

A l'arrière, un porte-fusible sert de répartiteur de tension, nous vous conseillerons de faire très attention à son sens de branchement. Un point

minuscule sert pour le repérage de sa position et il est facile de se tromper. Une prise de courant est disponible à l'arrière, elle est au standard européen, c'est normal. Elle n'est pas coupée par l'interrupteur général.

ETUDE DES CIRCUITS

Un amplificateur, c'est un amplificateur, ils se ressemblent tous et celui-là suit la règle. Le circuit préamplifica-

teur est utilisé avec une contre-réaction variable commandée suivant la sensibilité désirée. Les six prises d'entrées (il n'y a que cinq touches en façade) sont dirigées vers le commutateur d'entrée. Une sixième prise

MESURES

La puissance de sortie de cet amplificateur, annoncé pour 2 x 25 W sur 4 Ω est en fait de 2 x 30 W, une fois que l'amplificateur s'est un peu échauffé. Un seul canal en service, on peut en tirer 36 W par canal. Sur 8 Ω , la puissance de sortie est de 19 W par canal, les deux canaux en service, 24 par canal, un seul en service.

Le taux de distorsion à pleine puissance est de 0,6 % pour une charge de 4 Ω , 0,3 % pour 8 Ω ces deux valeurs étant valables pour une fréquence de 1 000 Hz. A 40 kHz, la distorsion augmente pour une charge de 4 Ω et passe à 0,8 % ; par contre, pour une charge de 8 Ω , elle n'est que de 0,24 %. A 10 000 Hz, le taux de distorsion est de 0,54 % sur 4 Ω et 0,33 % sur 8 Ω . La distorsion par intermodulation est la plupart du temps supérieure à la distorsion harmonique, ce qui n'est pas le cas ici où nous avons pu mesurer un taux de 0,3 % immédiatement au-dessous de la saturation et sur une charge de 4 Ω .

La bande passante est de 5 Hz à 24 000 Hz à -3 dB et à la puissance max. Les filtres ont une action très rapide, le constructeur annonce une efficacité de -9 dB à 70 Hz et 10 kHz, pour atteindre cette efficacité, avec un filtre du premier ordre, RC, la fréquence de coupure du filtre passe-bas est de 2 000 Hz,

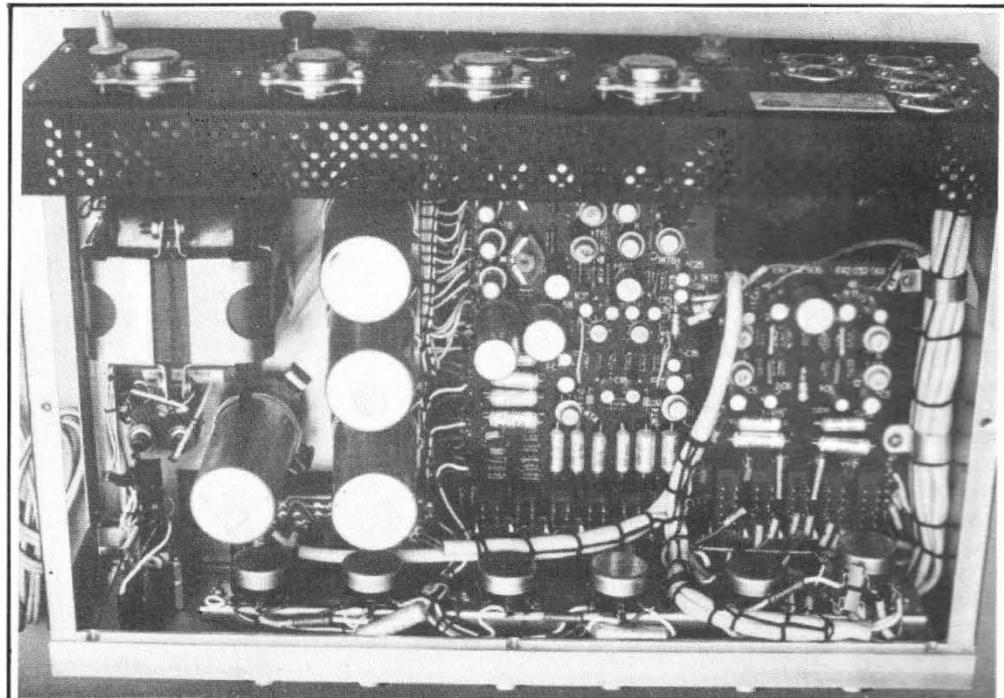


Photo C. - La disposition interne des éléments-transformateur d'alimentation en double C.

celle du passe-haut de 400 Hz. Leur action sera donc particulièrement sensible, il faudra réserver leur usage à des applications particulières (élimination de l'effet de proximité d'un microphone par exemple). Les sensibilités sont correctes : 280 mV pour l'entrée haut niveau ; 8 pour l'entrée tuner qu'il faudra surveiller ; 2 mV et 0,7 mV pour les entrées micro et 5 mV pour l'entrée phono. Les seuils de saturation sont les suivants : respectivement 2,2 V, 70 mV, 24 mV, 8,6 mV et 60 mV.

Il n'y aura donc pas de crainte à avoir pour la satura-

tion sauf peut-être pour l'entrée tuner qui semble un peu trop sensible. Tout dépend évidemment du tuner qui sera associé à l'Odyssee.

Les rapports signal/bruit s'étalent de 59 dB pour l'entrée micro à 76 dB pour l'entrée tuner, 63 dB pour l'entrée phono, ces valeurs sont bonnes. Une exception : l'entrée haut niveau dont le rapport signal/bruit n'est que de 63 dB, le constructeur aurait dû adopter un autre principe que celui de l'atténuateur à résistance pour réduire la sensibilité de l'entrée.

CONCLUSION

L'appareil a parfaitement subi ses tests et a donné des résultats sensiblement meilleurs que ceux annoncés. Comme la fabrication rappelle certaines réalisations professionnelles, nous ne pouvons que souhaiter le succès de cet appareil dont le rapport qualité-prix sera difficile à battre, à moins que l'on se mette à considérer la finition de son ébénisterie. Cet appareil aurait mérité un plumage plus élégant.

CARACTERISTIQUES

Puissance de sortie : 2 x 25 W efficaces sur 4 Ω .

Bande passante : 20 Hz à 24 000 Hz \pm 3 dB.

Taux de distorsion harmonique : moins de 0,5 % pour la puissance nominale.

Rapport signal/bruit : mieux que 56 dB.

Diaphonie : mieux que 45 dB.

Contrôle de timbre :

\pm 13 dB pour les basses

\pm 14 dB pour les aigus.

Filtres : passe-haut, passe-bas, correction physiologique.

Sorties : 2 x 2 sorties H.P.

Prise casque et magnétophone.

Entrées : PU cristal : 50/250 mV 500 k Ω .

Radio : 5-25 mV/50 k Ω .

Magnéto ou radio : 5-25 mV/50 k Ω .

Micro 2 : 0,5 - 1 mV/2 k Ω .

Micro 1 : 3,5 mV/47 k Ω .

Semi-conducteurs : 20 transistors + 2 circuits intégrés, 10 diodes.

Alimentation : 110/220 V 50 Hz.

Dimensions : 120 x 250 x 390 mm.

Poids : 6,5 kg.

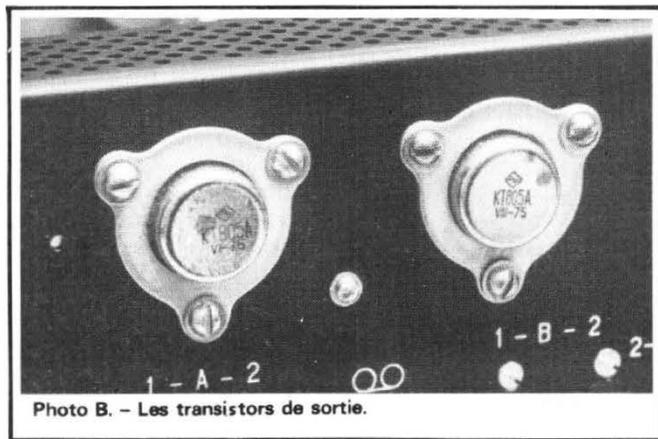


Photo B. - Les transistors de sortie.

LA TABLE DE LECTURE



THORENS TD 166

LA table de lecture THORENS TD 166 est le modèle le plus simple de la gamme. Hormis la TD 125 dont l'esthétique est sensiblement différente, toutes les tables de lecture de la firme Suisse ont un air de famille, la TD 160 et la TD 145 ont un bras un peu plus sophistiqué, la 145 possède un dispositif d'arrêt automatique détectant les accélérations angulaires du bras au voisinage de la spire finale. Toutes ces tables de lecture utilisent un principe d'entraînement que les électroniciens chevronnés baptiseront de rétrograde puisqu'un moteur synchrone, et non asservi, entraîne le plateau par une banale courroie.

Thorens a toujours été fervent défenseur de la transmis-

sion par courroie, et il faudrait certainement une révolution technique pour que le constructeur Suisse modifie sa position. Les tables de lectures doivent être fabriquées en grande série si on veut que le prix de vente du produit fini soit concurrentiel. L'invasion japonaise est particulièrement sensible et on doit reconnaître à leurs produits une esthétique luxueuse que n'atteint pas tout à fait l'industrie européenne. L'esthétique n'est qu'un des points de vue du futur acheteur mais comme la possession d'une chaîne Hifi est devenue pour certains le symbole d'une certaine réussite sociale, il ne faut pas le déconsidérer.

La construction d'appareil en grande série et à un prix de intéressant exclut pratique-

ment l'utilisation d'un entraînement direct. Les japonais de ce côté sont en train de faire de gros efforts et proposent des appareils dont le prix de vente est inférieur à 2 000 F, alors qu'il est déjà possible d'avoir, pour moins d'un millier de francs un tourne-disque digne de ce nom et à entraînement mécanique.

Galet et courroie se sont fait la guerre, un peu par principe, le galet perd du terrain et seuls quelques conditionnels les gardent pour leur modèles de haut de gamme alors qu'ils ne sont réellement adaptés qu'aux modèles de grande diffusion pour électrophone par exemple.

Thorens distribue un fascicule mettant en évidence les propriétés des trois systèmes

d'entraînement ; nous reprenons ici les idées du constructeur. Pour le galet, on note un couplage rigide entre le moteur et le plateau, comme le moteur tourne à grande vitesse, le moindre déséquilibre du rotor se traduit immédiatement par des bruits transmis au plateau. Le galet est un caoutchouc, mais sa couronne n'est pas toujours très souple. L'entraînement par courroie permet, par l'élasticité de cette dernière de filtrer efficacement les vibrations du moteur, ce dernier peut être à vitesse lente et par conséquent ne donner naissance qu'à des vibrations à fréquence très basses. La courroie ne peut transmettre qu'un couple limité, si on veut lui laisser une bonne élasticité, elle est donc pratiquement

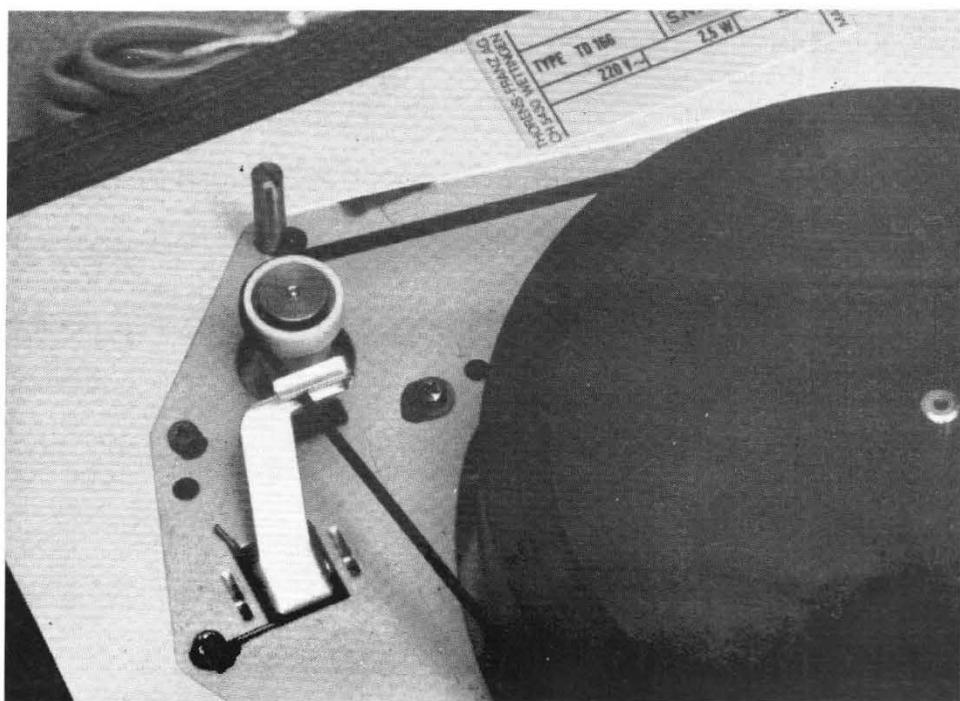


Photo A. - Dispositif d'entraînement, courroie et contre-plateau.

exclue des tourne-disque automatiques.

Dans une table de lecture à entraînement direct, le moteur tourne à la vitesse du plateau ; aucune transmission n'est plus nécessaire, mais il n'est plus possible de filtrer les vibrations du moteur.

Le type du moteur, continu ou alternatif n'intervient pas, l'essentiel est qu'il soit de bonne qualité.

Pour Thorens, le point le plus important d'une mesure de table de lecture est le ronronnement. Ce constructeur conteste l'utilité de la mesure du pleurage et du scintillement qui fait intervenir le disque, comme ce dernier suit une norme de qualité imposant un taux de pleurage et scintillement de 0,13 %, il semble inutile de faire de mesure lorsque des valeurs aussi bonnes que 0,04 ou 0,06 % sont atteintes.

Par contre, ce même constructeur, pour faire sa mesure de ronronnement utilise un dispositif spécial monté sur l'axe et qui ne fait appel à aucun disque. Il s'agit bien là d'une mesure de limite de qualité d'une table de lecture

mais on oublie qu'une table de lecture lit... des disques et qu'une bonne partie du bruit de fond lors de l'utilisation d'une table de lecture vient précisément du disque...

Cette brochure nous donne aussi une série de courbes de répartition en fréquence du bruit de fond d'une table de lecture, avec un avantage certain pour l'entraînement par courroie, c'est normal.

La table de lecture Thorens TD 166 est montée sur un socle en bois plaqué et garni d'une baguette profilée d'aluminium. L'ensemble est recouvert, lors de la lecture des disques ou du repos de la table de lecture, d'un couvercle en matière plastique fumée dissimulant partiellement la mécanique. Le dessus de cette table est recouvert d'aluminium anodisé. Aux quatre coins, des pions en plastique recouvrent les vis de montage, deux boutons de commande suffisent, ils sont tous deux de forme allongée et font fonction d'index. L'un commande le lève-bras, le second le changement de vitesse et la mise sous tension du moteur. Le bras paraît

assez haut, comme le plateau n'est pas encastré, il a donc fallu percher ce bras. Comme son support est lui aussi assez haut, cette impression de hauteur s'en trouve renforcée.

PRINCIPE

La table de lecture Thorens TD 166 est à entraînement par courroie, nous l'avons assez dit. L'entraînement de la courroie se fait par un moteur synchrone à 16 pôles tournant à la vitesse de 375 t/mn. Sur l'axe du moteur synchrone est montée une poulie dont la particularité est qu'elle est munie d'un embrayage. Elle est réalisée en deux parties réunies par un ressort, ce ressort applique les faces supérieures et inférieures de la poulie contre des rondelles de feutre liées au moteur. Ce système d'embrayage facilite le démarrage du plateau. Sans embrayage, le moteur, qui est de type synchrone a du mal à démarrer et le départ serait fait avec des soubresauts d'une esthétique douteuse et

pas rassurants du tout. La poulie réceptrice est un contre-plateau en matière moulée, l'utilisation de matières plastique est devenue courante pour ce type d'application.

Le changement de vitesse est manuel, une fourchette placée à proximité du moteur fait passer la courroie d'une jante à l'autre tandis que la hauteur du contre-plateau permet la mise en place de cette courroie.

Le moteur est solidaire du châssis principal. Le plateau et le bras de lecture sont supportés par un châssis secondaire en tôle emboutie d'une bonne épaisseur, le rebord externe de ce châssis assure la rigidité nécessaire. Le contre-châssis est maintenu en trois points par ressorts amortis par une mousse plastique. Pour le transport deux vis, accessibles depuis la partie inférieure et soigneusement signalées par des imprimés sur papier rouge permettent une immobilisation totale. Si vous déballez votre tourne-disque et que vous n'avez pas de tourne-vis, n'allez pas chercher la pointe d'un couteau de cuisine, ce n'est pas nécessaire, il y a en effet un tourne-vis dans l'emballage, pas un de ces petits modèles pour monter les têtes de lectures mais un vrai, un gros.

La conception du bras, type TP 11 est relativement classique. C'est un bras du type droit à tête inclinée. La coquille est amovible et orientable, elle peut recevoir tous les types de cellules du marché, un gabarit en matière plastique transparente permet de modifier l'emplacement de la pointe de lecture pour minimiser l'erreur de piste. L'articulation est une sorte de cardan, l'axe vertical se meut sur roulement à billes étanches et de précision, les déplacements dans le plan vertical sont laissés aux soins de pivots coniques. L'antiskating utilise le bon vieux système à fil de nylon et contrepoids, une série d'encoches pratiquées le long des leviers permet

d'ajuster sa valeur en fonction de la force d'appui.

Le lève-bras est du type à amortissement visqueux, le relèvement est l'abaissement sont laissés aux soins de la mécanique ; une vitesse lente pour la descente, une autre, rapide pour la levée.

FABRICATION

Elle est très sérieuse, depuis le début jusqu'à la fin. La qualité de l'usinage est des moulages est excellente. Bien que le constructeur mentionne pour ses plateaux un équilibrage dynamique, nous n'avons trouvé aucune trace d'équilibrage d'un plateau dont le poids respectable est pourtant de 3 kg. Sans doute sommes nous tombés sur un échantillon équilibré dès sa sortie de moulage. Le moulage sous pression du zamack permet peut-être de réaliser une telle performance. Les commandes de vitesse et du lève-bras font appel à des pièces de matière plastique moulées autorisant les encliquetages avec un confort de manipulation et une sensation de sécurité intéressants. La transmission du lève-bras se fait par câble bowden, c'est-à-dire genre câble de frein de vélo, à gaine métallique souple. La qualité des pivots du bras est indiscutable, en réglant la compensation de force centripète à son minimum, on fait bouger le bras (réglé pour une force d'appui nulle) malgré le frottement du fil de nylon. C'est rassurant quant à son efficacité. Ce contrepois est vissé en bout d'axe et le constructeur a pris la précaution d'intercaler du caoutchouc entre la masse du contrepois et le pas de vis. Cette précaution assure le découplage aux fréquences élevées et amortit les mouvements du bras.

MESURES

Comme le dit le constructeur, les mesures de pleurage et du scintillement ne servent

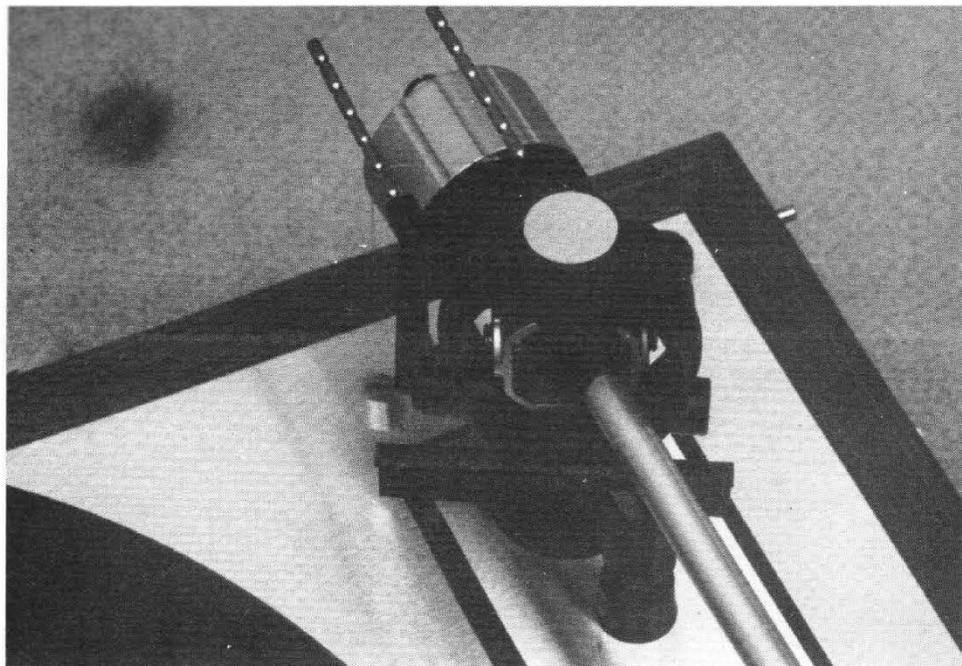


Photo B. - L'axe du bras et le dispositif antiskating.

à rien, nous les avons laissées de côté et annonçons les 0,06 % que nous n'aurons pas l'affront de mettre en doute !

Nous avons mesuré la vitesse de rotation, elle est un peu supérieure (1 %) à 33 t/mn et 0,34 à 45 t/mn. Une fois que nous avons mis un balai dépoussiéreur qui ralentit davantage à la périphérie qu'au centre, l'écart s'est réduit 0,3 % en plus à 33 t/mn et la vitesse exacte à 45 t/mn. Cette formule est préférable au choix de la vitesse exacte car l'usure et le patinage ont plus tendance à ralentir la rotation qu'à l'accélérer.

Nous avons noté le parfait silence de fonctionnement, seul, le bruit de l'embrayage patinant pendant les 2,5 secondes de mise en vitesse se fait entendre. A 45 t/mn, il faut 4 secondes. Ce temps de mise en route est comparable à celui de descente du bras si bien que si vous commandez simultanément la descente et la mise en rotation, il y a de fortes chances pour que la pointe se pose dans le sillon d'un disque qui tourne à la vitesse exacte.

Le silence électrique est exemplaire. Nous avons en

effet pu mesurer un rapport signal sur bruit de 43,5 db sur un disque vierge et dans une bande de mesure étendue. En limitant cette gamme à la bande 20-20 000 Hz, le rapport S/B passe à 47,5 dB. En mesure pondérée, nous avons trouvé 61 dB. Là, c'est surtout le disque qui est responsable du bruit de fond. Cette table de lecture peut donc se situer, sur le plan qualité parmi les meilleures que nous ayons pu mesurer. Cette table de lecture, dont le prix de vente est intéressant ne dépasserait pas, par ses performances, un laboratoire de mesure, à condition que l'on puisse changer le bras (pour en essayer d'autres). Cette possibilité est réservée à la TD 125 qui possède une plaque adaptable à n'importe quel bras.

CONCLUSION

La TD 166 est digne de figurer dans toutes les chaînes Hifi, même les plus sophistiquées. La tête interchangeable permettra de disposer d'une collection de têtes de lecture adaptées à toutes sortes de dis-

ques. Une table de lecture qui vient à point pour contrebalancer la poussée japonaise.

Etienne LEMERY

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Entraînement : à couple élevé par courroie de caoutchouc.

Moteur : synchrone à vitesse lente, poulie à embrayage pour démarrage instantané.

Vitesses : 33 et 45 t/mn.

Plateau : alliage de zinc équilibré dynamiquement ; diamètre 30 cm ; poids 3 kg.

Pleurage et scintillement : 0,06 % selon DIN 45507, pondéré.

Ronronnement : non pondéré : - 43 dB ; pondéré : - 65 dB.

Longueur du bras tubulaire : 230 mm.

Erreur de traçage : moins de 0,2°/cm de rayon.

Friction des paliers : moins de 30 mg ramenés à la pointe de lecture.

Alimentation : 110/125 V et 210/240 V commutable.

Consommation : 3 W.

Dimensions : 442 x 358 x 150. Poids : 8,5 kg.

AMPLI - TUNER



AKAI « AA 1020 L »

LES Japonais commencent de nouvelles recherches esthétiques, sur la 1020 L, la façade anodisée, couleur alu, paraît très blanche, les colorations or ou les brossages de façade ont disparu pour faire place à des éléments plus nets mais aussi malheureusement plus froids, ce que nous regretterons évidemment. Les cadrans aux couleurs « magiques », les verts, les bleus disparaissent, les fenêtres deviennent claires et laissent, une fois l'appareil arrêté, apparaître les inscriptions des cadrans, toujours aussi fines et précises. La finition est toujours là, mais l'ensemble reste froid. Froid aussi, le revêtement du coffret en matière plastique, une

matière qui se met à ressembler de plus en plus près au bois. Le relief du bois y est toujours, mais ne correspond pas encore à son dessin.

L'ampli-tuner AA1020 d'Akai est un appareil à trois gammes d'ondes ; c'est un atout incontestable que possède cet appareil, car, vous l'avez deviné, cette troisième gamme d'onde, c'est la gamme GO, celle qui manquait sur la plupart des appareils concurrents. La section ampli-préampli est complète, pas de gadgets inutiles, les éléments classiques : filtres anti-rumble, anti-bruits d'aiguille, possibilité de fonctionner en mono, correction physiologique commutable, une sortie pour le casque, possibi-

lité de raccorder deux paires d'enceintes et deux magnétophones en plus de deux tourne-disques ; par contre, il n'y a qu'une paire d'entrées pour une appareil auxiliaire.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Amplificateur :
Puissance de sortie : 20 W par canal ; les deux canaux en service sur charge de 8 Ω , de 20 Hz à 20 000 Hz pour un taux de distorsion harmonique de moins de 0,4 %.
Bande passante en puissance : 10 Hz/60 000 Hz/8 Ω ; distorsion inférieure à 0,4 %.

Sensibilité d'entrée : phono : - 48 dBm \pm 1,5 dB ; aux. magnétophone : - 14 dBm \pm 1,5 dB.

Bruit de fond à la sortie : mieux de - 40 dBm sur entrée phono, mieux que - 50 dBm sur entrée haut niveau.

Commande de timbre : basses : \pm 10 dB à 100 Hz, \pm 10 dB à 10 kHz.

Correction physiologique : + 10 dB à 100 Hz, + 6 dB à 10 kHz.

Correction RIAA : \pm 1 dB.
Séparation des canaux : mieux de 50 dB.

Section radio MA/HF :
Gamme de fréquences : MF 87,4 à 109 MHz. MA : petites et grandes ondes.

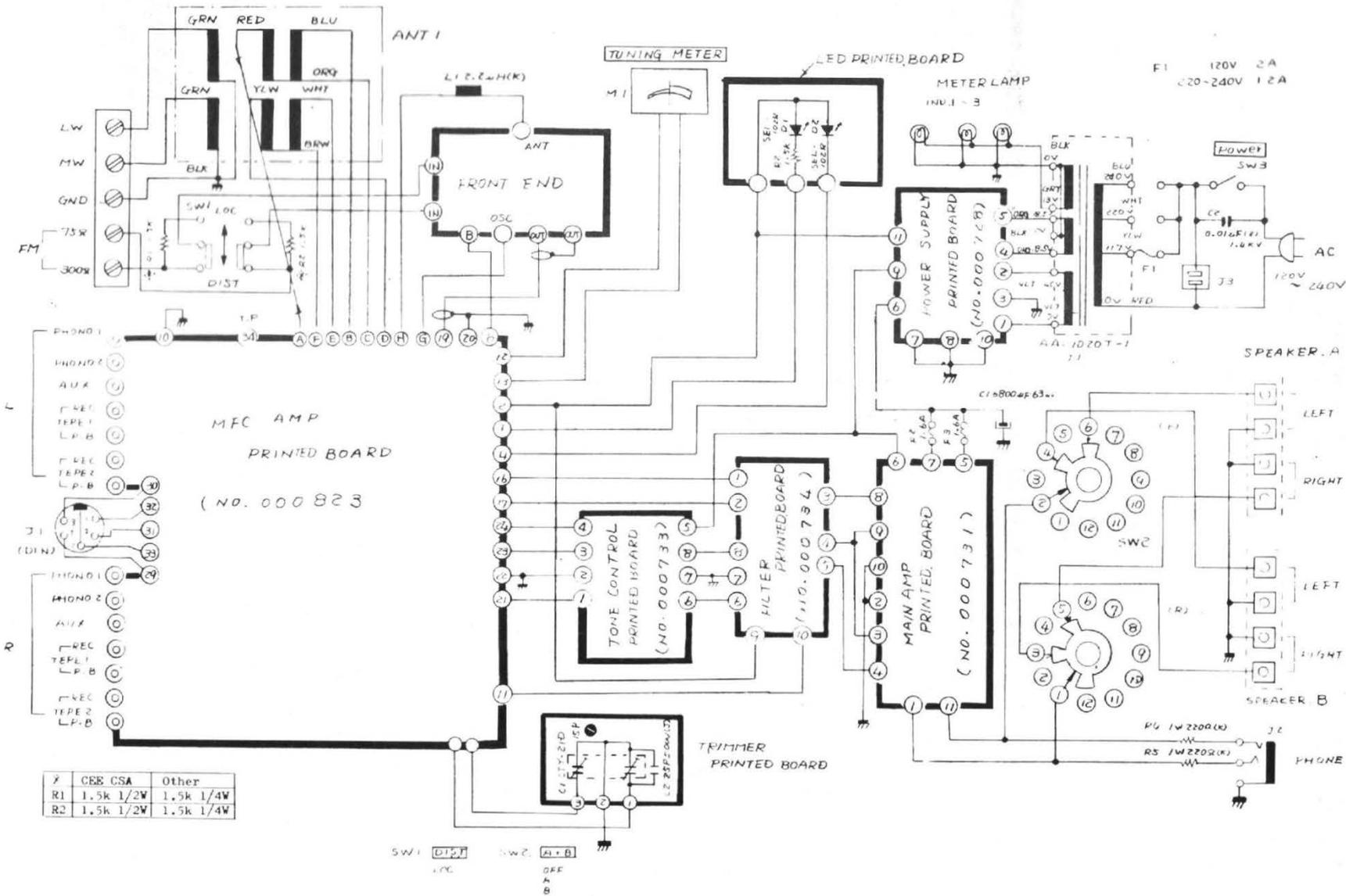


Fig. 1

Sensibilité MF : 3,2 μ V IHF.
 Réjection image : mieux que 50 dB en MF et en MA.
 Rapport de capture MF : mieux que 2 dB.
 Rapport signal/bruit : MF mono : mieux que 60 dB, stéréo : 50 dB ; MA : mieux que 45 dB.
 Taux de distorsion harmonique : mono, MF : moins de 0,5 %.
 Séparation stéréo MF : mieux que 40 dB.
 Alimentation : 110/220/240 V.
 Dimensions : 440 x 140 x 350.
 Poids : 12 kg.

ETUDE TECHNIQUE

Organisation générale :

La figure 1 représente la manière dont a été réalisée la division de l'appareil en une série de circuits imprimés. En haut à gauche : le cadre ferrite avec les prises pour antenne extérieure. Ce cadre est relié à un grand circuit imprimé qui traite les signaux MF et ceux des entrées audio. Les signaux MF issus des antennes 75 ou 300 Ω sont dirigés vers la tête HF (Front End) qui

traite les signaux MF pour redonner un signal à la fréquence intermédiaire et les signaux MA par l'intermédiaire des cages du condensateur variable. Le circuit de timbre, Tone Board est monté autour des potentiomètres du Baxandall, les filtres autour des commutateurs correspondants, l'amplificateur de puissance, l'alimentation et les diodes électro-luminescentes disposent chacune de leur circuit imprimé. Le transformateur est bien entendu solidaire du châssis et relié par câblage traditionnel au reste de l'appareil.

Section HF. Les détails de la tête haute fréquence ne sont pas révélés par les schémas du constructeur ; il s'agit d'une tête construite en grand série par l'un des sous-traitants qui construit ces pièces pour toutes les marques japonaises et américaines.

Pour sa section HF, le constructeur a fait largement appel aux circuits intégrés, évolution technologique normale qui a mis pas mal de temps à parvenir au Japon. Il y a en effet plus de deux ans que les constructeurs européens de matériel de grande série ont employé ces techniques. Trois circuits intégrés auxquels ont

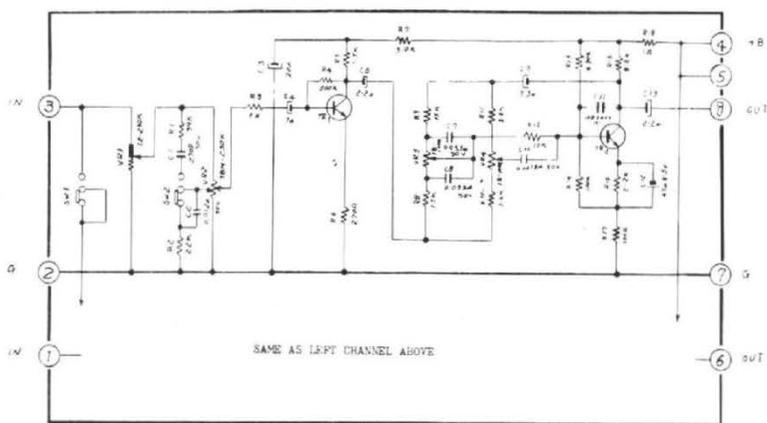
été associés deux transistors se chargent de toutes les fonctions. Le premier circuit intégré, μ PC 30C est utilisé pour la modulation d'amplitude. Il joue le rôle d'oscillateur local, d'amplificateur et de détecteur. Les filtres sélectifs qui lui sont associés font appel à un filtre mixte bobinage/condensateur couplés par un résonateur céramique. Le résonateur céramique est un élément pourvu d'une fréquence de résonance principale et d'autres résonances secondaires dont les effets sont supprimés par l'action des circuits oscillants. En modulation de fréquence, nous retrouvons un autre circuit intégré, LA1230 qui est un ampli MF/démodulateur. Le signal venant de la tête HF est reçu sur un filtre céramique puis amplifié par un ampli aperiodyque TR4. La sortie de cet amplificateur attaque un second filtre sélectif suivi du circuit intégré qui délivre un signal audio-multiplex.

Le décodeur stéréophonique contrairement à beaucoup d'autres d'origine japonaise n'utilise pas de filtres LC, il s'agit donc d'un décodeur stéréo à boucle de phase asservie, la fréquence « d'accord », 19 kHz se règle à partir d'un

potentiomètre ajustable. Ce type de décodeur permet d'obtenir une séparation excellente des canaux avec une grande stabilité dans le temps. Ici, nous avons un organe auxiliaire permettant d'ajuster la diaphonie résiduelle. Avant d'atteindre l'amplificateur, les signaux gauche et droit passent au travers d'un filtre éliminant les tensions résiduelles à 19 et 38 kHz susceptibles de perturber le fonctionnement d'un magnétophone.

PREAMPLIFICATEUR RIAA

Les commutateurs de fonction sont installés sur le grand circuit imprimé, les galettes des commutateurs se retrouvent, grâce à une longue tige de commande à proximité des organes à commuter, ce qui réduit notablement la longueur des câbles de liaison, ici imprimés. Le préamplificateur d'entrée dispose d'une correction RIAA pour l'utilisation d'un phono capteur magnétique, et d'une contre réaction non sélective pour les entrées radio. Les entrées haut niveau sont reliées direc-

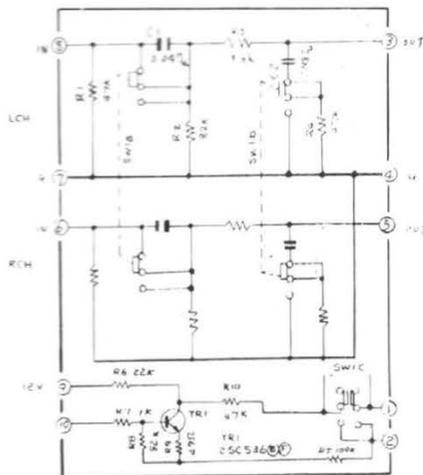


SW1 MODE (RF) VS1 BALANCE
 VS2 VOLUME
 SW2 LOUDEST (RF) VS3 BASS
 VS4 TREBLE

NOTE
 UNLESS OTHERWISE SPECIFIED
 ALL RESISTORS IN OHM (AW/J)
 ALL CAPACITORS IN P (50V/J)

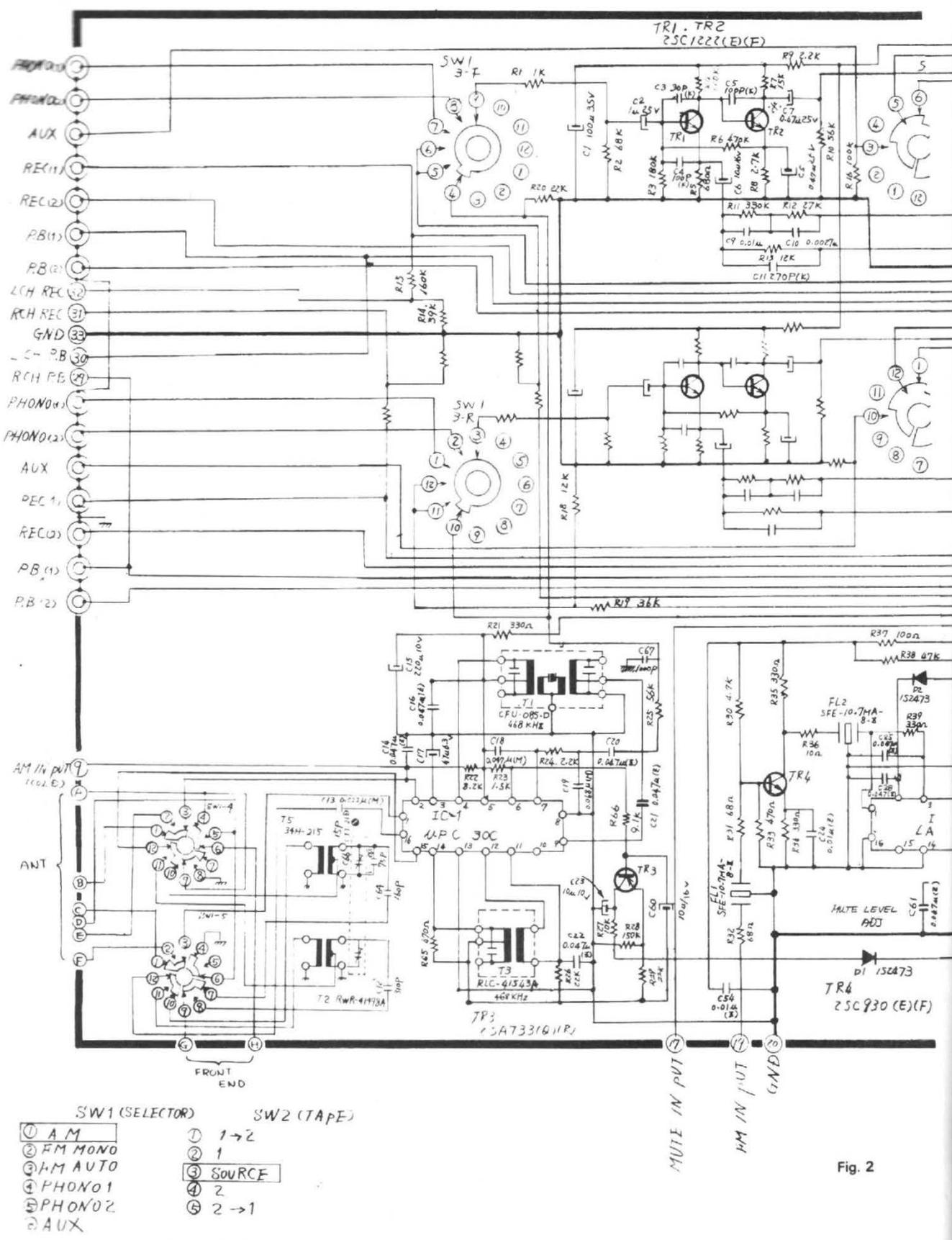
TR1-2 ESC122 ©B

Fig. 3



SW1 A LOW FILTER
 B HIGH FILTER
 C PH. FLTR

Fig. 4

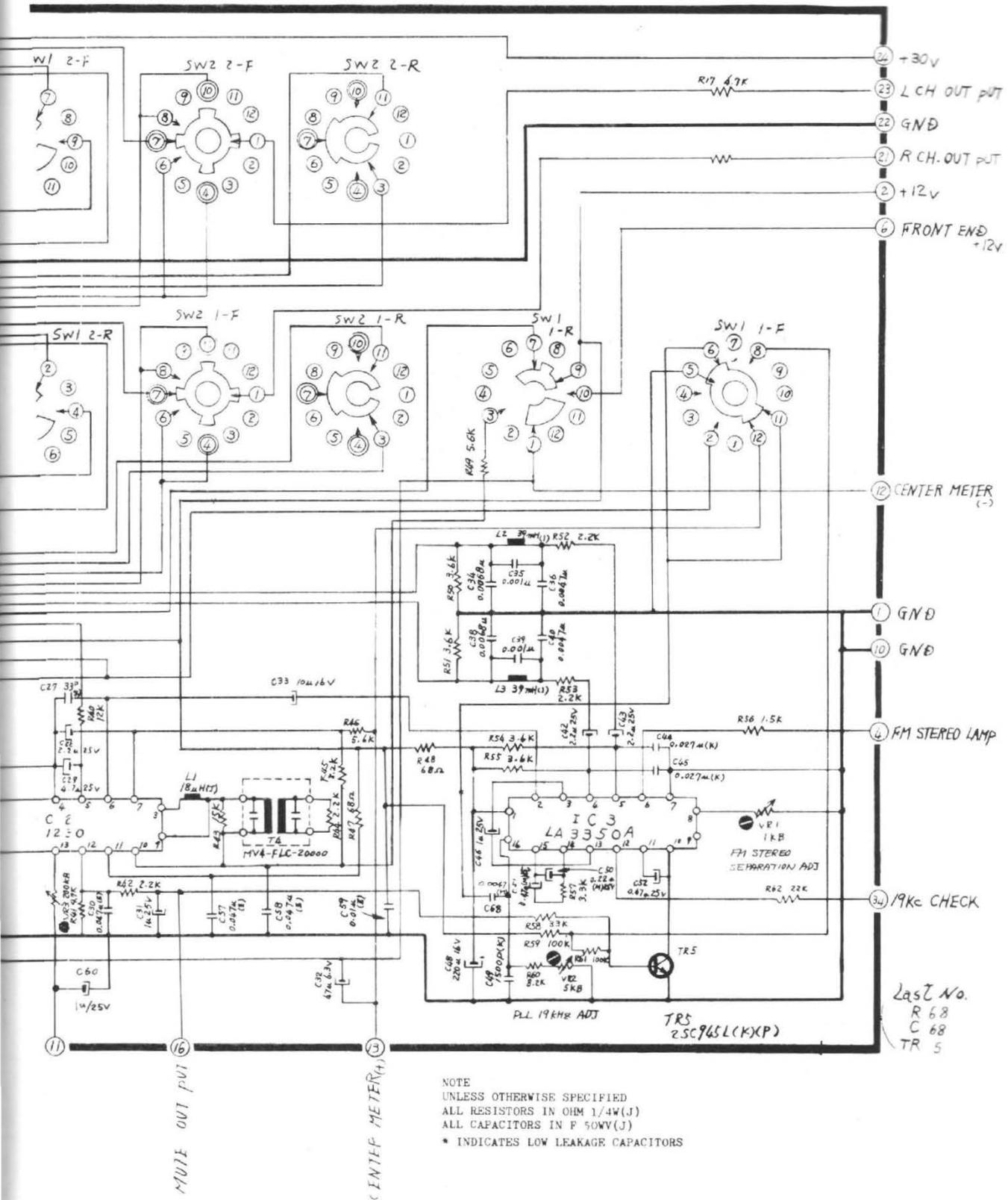


SW1 (SELECTOR) SW2 (TAPE)

- ① AM
- ② FM MONO
- ③ AM AUTO
- ④ PHONO1
- ⑤ PHONO2
- ⑥ AUX

- ① 1 → 2
- ② 1
- ③ SOURCE
- ④ 2
- ⑤ 2 → 1

Fig. 2



NOTE
 UNLESS OTHERWISE SPECIFIED
 ALL RESISTORS IN OHM 1/4W(J)
 ALL CAPACITORS IN F 50WV(J)
 * INDICATES LOW LEAKAGE CAPACITORS

Lasz No.
 R 68
 C 68
 TR 5

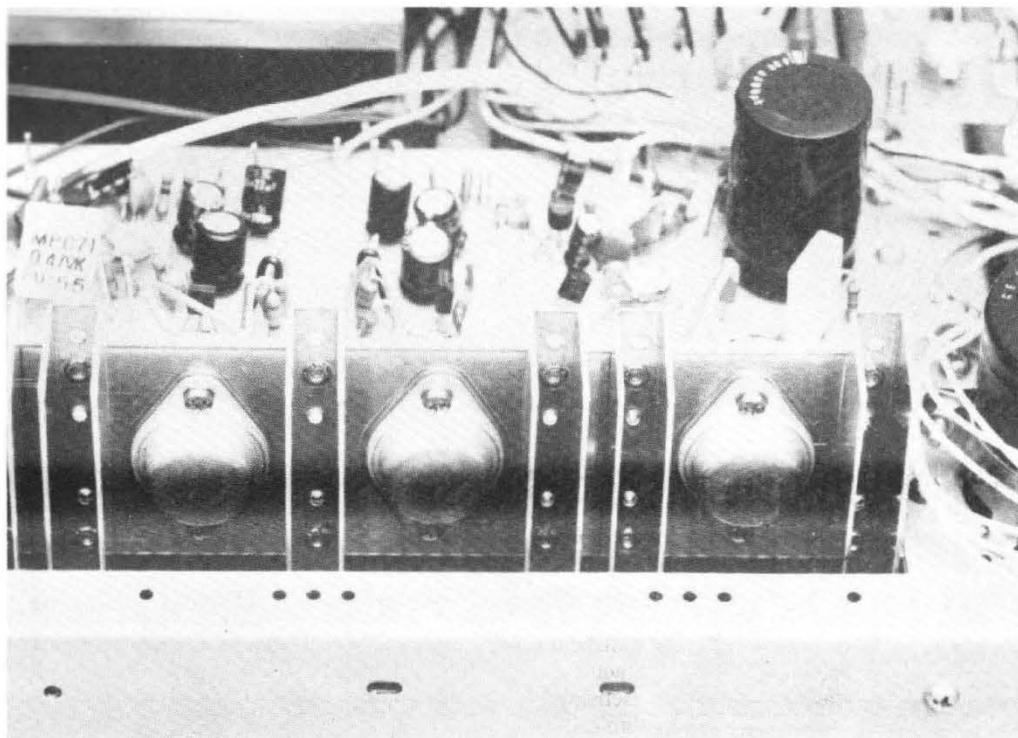


Photo 1 : Les radiateurs de l'ampli-tuner Akai 1020L sont construits en plusieurs pièces : une

plaque épaisse sur laquelle ont été rapportées des ailettes de métal mince.

tément au potentiomètre de volume par l'intermédiaire de commutateurs. La tension d'alimentation de 30 V permet au préamplificateur d'absorber des pointes de tension d'entrée élevées (127 mV) bien que sa sensibilité soit élevée : niveau d'entrée : 3,5 mV pour la puissance de sortie maximale sur 8 Ω. Les deux transistors d'entrée sont bien sûr des modèles à faible bruit

sortis récemment comme leur référence, 2SC1222, le laisse supposer. Des capacités annexes placées entre collecteur et base augmentent la capacité Miller technologiquement réduite, il n'est pas nécessaire d'avoir une bande passante trop élevée, l'amplificateur risquerait d'osciller, de traiter des signaux HF et d'avoir un bruit de fond inutilement élevé.

CORRECTEUR DE TIMBRE

La figure 3 donne le schéma de la plaquette. Le signal arrive en 3 sur un commutateur mono/stéréo qui relie les deux voies lors du fonctionnement monophonique. Le potentiomètre de balance VR1 possède deux pistes dont la moitié est en court-cir-

cuit, en position médiane, le curseur est en communication avec la zone conductrice, il n'y a pas d'atténuation.

Le potentiomètre de volume, à prise intermédiaire est relié à une circuit de compensation physiologique. Les deux transistors qui le suivent sont montés suivant une configuration classique, correcteur à contre-réaction utilisant des potentiomètres li-

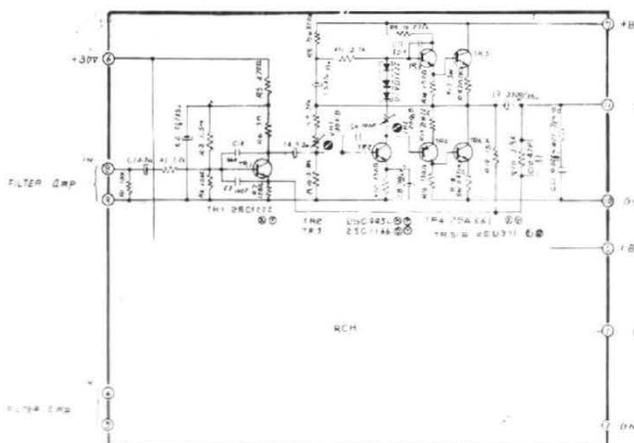


Fig. 5

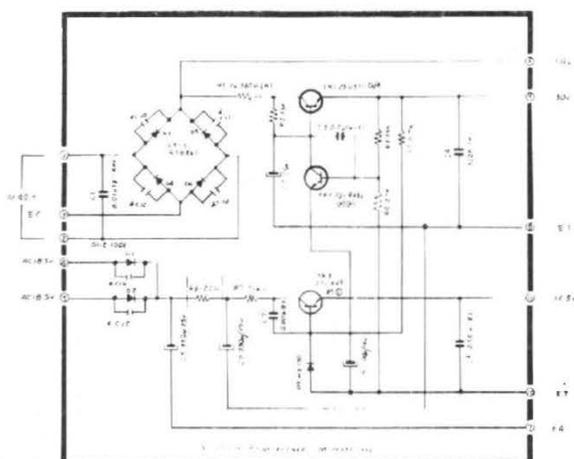


Fig. 6

néaires et un montage symétrique par rapport à la position médiane des curseurs.

FILTRES

Ils sont représentés sur la figure 4, ce sont de simples filtres à structure RC, commutables, leur pente est de 6 dB par octave. L'unique transistor de cette plaquette sert pour le muting MF, sa présence se justifie par la disposition des commutateurs en cascade.

AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

Sa structure est connue et on pourrait penser se retrouver quelques années en ar-

rière, l'examen des performances montre qu'il n'en est rien et une judicieuse répartition des masses a permis ici d'obtenir des performances excellentes d'un appareil à structure quasi-complémentaire. On notera ici la séparation de la contre-réaction, d'une part continue sur la base de TR2, avec réglage du point milieu, d'autre part en alternatif, par l'intermédiaire des résistances R₁₉, R₂₀ et du condensateur C₁₀, contre-réaction effectuée sur l'émetteur de TR₁. La compensation thermique se fait par un régulateur intégré composé de trois diodes en série, un potentiomètre ajustable règle le point de fonctionnement pour éliminer la distorsion de croisement. Le condensateur C₅ est utilisé comme bootstrap, il permet à l'étage d'attaque de travailler à courant sensiblement constant et élimine le générateur de courant utilisé

sur les amplificateurs sophistiqués.

La sortie du signal se fait au travers d'un condensateur de liaison dont les effets néfastes aux fréquences basses sont compensés par la contre-réaction prise après le condensateur.

ALIMENTATION

L'alimentation délivre trois tensions, 50, 30 et 12,5 V. La tension de 30 V utilisée dans les amplificateurs de tension est régulée par deux transistors, le 12,5 V par un seul, le constructeur, fort économe n'utilise qu'une seule diode zener de 13 V pour les deux régulations ! Il n'y a pas de petites économies. En amont des régulateurs, des résistances commencent à faire chuter la tension, pour un premier filtrage d'une part et d'autre part pour ne pas avoir

à mettre de radiateur sur les transistors ballast. Ce dernier point n'est valable que pour un des transistors, l'autre est monté contre un blindage.

TECHNOLOGIE

L'industrie japonaise évolue, non seulement par l'emploi de circuits intégrés mais aussi par celle de techniques de fabrication. Le châssis de cet appareil est en tôle zinguée par électrolyse avant les usinages qui laissent ici quelques traces, en réalité, les traces d'usinage ne sont pas des arrachements de la couche de protection mais plutôt un étalement, ce type de tôle reste protégé après un usinage, il n'y a donc plus à faire d'opération de cadmiage ou de bichromatage après l'usinage.

Le radiateur des transistors de puissance est intéressant, il

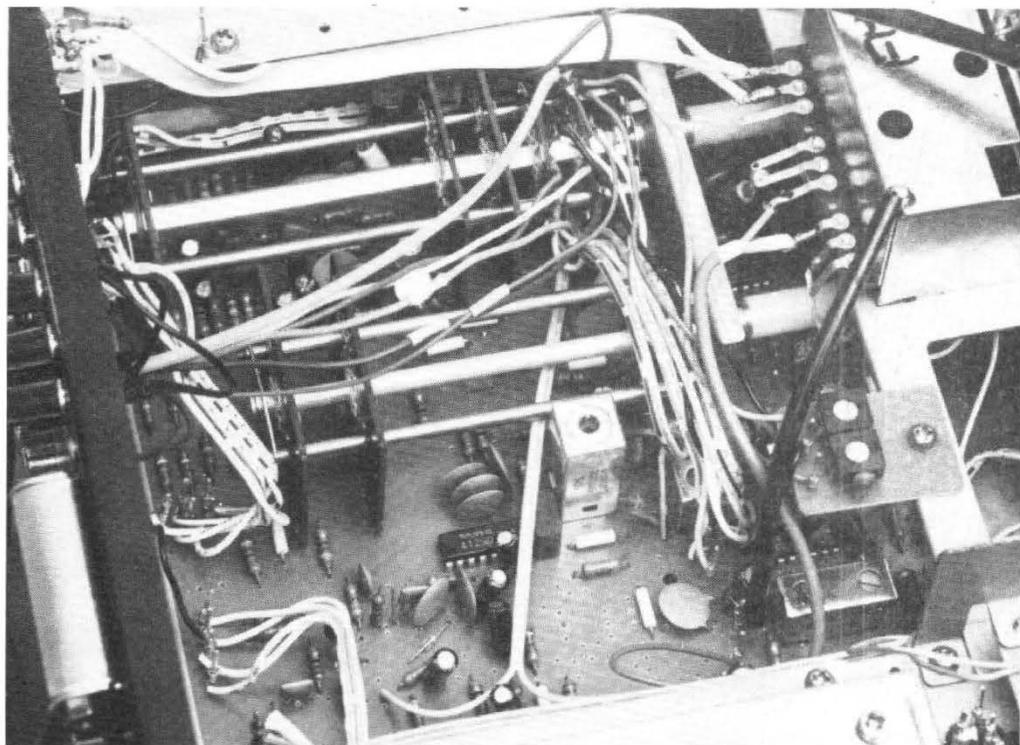


Photo 2 : Le circuit imprimé principal reçoit la partie HF avec ses circuits intégrés et des filtres céramiques ; les commutateurs sont installés à

proximité de la face arrière, les tiges de commande traversent l'appareil d'avant en arrière.

l'électronique
tranquille...

TEXAS
INSTRUMENTS

RTC COGECO

INTERNATIONAL
RECTIFIER

GENERAL
INSTRUMENT
EUROPE

A. JAHNICHEN
& Cie

SEMIKRON

ETC...



... grâce au stock
permanent de

RADIO VOLTAIRE

Division Electronique Industrielle
150/155, av. Ledru-Rollin 75011 Paris
Tél. (1) 357.50.11 - Télax 680952F

RAPY 2

s'agit d'une plaque d'aluminium épaisse sur laquelle des ailettes beaucoup plus fines ont été rapportées et rivetées. Les transistors restent vissés sur ce radiateur, maintenance oblige, les pattes sont directement soudées sur le circuit. Nous avons mentionné au cours de cette étude la présence de commutateurs d'un genre spécial, les galettes sont réalisées sur un circuit imprimé placé perpendiculairement au circuit principal, les conducteurs des galettes sont en circuit imprimé, les contacts sont argentés. Les tiges de commande ont la longueur du châssis. Les connexions sont assurées par wrapping, c'est une technique vieille comme les PTT ou presque et qui périodiquement revient à la mode. Pas de décapant, pas de pollution par les vapeurs, le contact garde ses qualités dans les pires conditions. Le transformateur d'alimentation est garni d'une épaisse ceinture de cuivre réduisant fortement ses rayonnements magnétiques qui se trouvent ainsi court-circuités et dont l'énergie se dissipe dans le métal. Une formule éprouvée mais abandonnée avec les tubes. Le constructeur montre ici que s'il fait quelques économies au niveau des procédés de fabrication, il conserve le souci de la qualité et des performances.

MESURES

La puissance de sortie de l'amplificateur de puissance s'élève à deux fois 28 W sur une charge de 8 Ω et les deux canaux attaqués simultanément. Cette puissance est donc sensiblement supérieure à celle annoncée par le constructeur. Un seul canal, en service, la puissance maximale est de 34 W par canal, toujours sur 8 Ω .

Sur une charge de 4 Ω , la puissance augmente légèrement : 33 W les deux canaux en service, 42 W pour un seul.

Le taux de distorsion har-

monique est bas, à 20 Hz et à puissance maximale, il est de 0,05 % sur 8 Ω et de 0,08 % sur 4 Ω . A 1 000 Hz, il est de 0,04 % sur 8 Ω et de 0,08 % sur 4 Ω . A 10 000 Hz, 0,12 % sur 8 Ω , 0,18 % sur 4 Ω .

La distorsion par intermodulation est bonne, sur 8 Ω , 0,17 % à la puissance maximale, 0,07 % à mi-puissance. Excellent rapport signal/bruit sur les entrées phono puisque nous avons atteint le chiffre de 73 dB pour une sensibilité ramenée à 5 mV. Sur les entrées haut-niveau, la performance est plus fréquente : 82,7 dB. Ces deux valeurs font de l'amplificateur 1020L un appareil particulièrement silencieux entre les disques.

La sensibilité de l'entrée phono est de 3,5 mV environ, la saturation du préamplificateur RIAA est obtenue pour une tension de 127 mV à 1 000 Hz, c'est-à-dire au milieu de la courbe RIAA. La bande passante s'étend de 3 Hz à 120 kHz, cette valeur se passe de commentaire et signifie que les rotations de phase seront infimes dans la zone utile, pourvu que l'on ne fasse pas appel aux correcteurs de timbre.

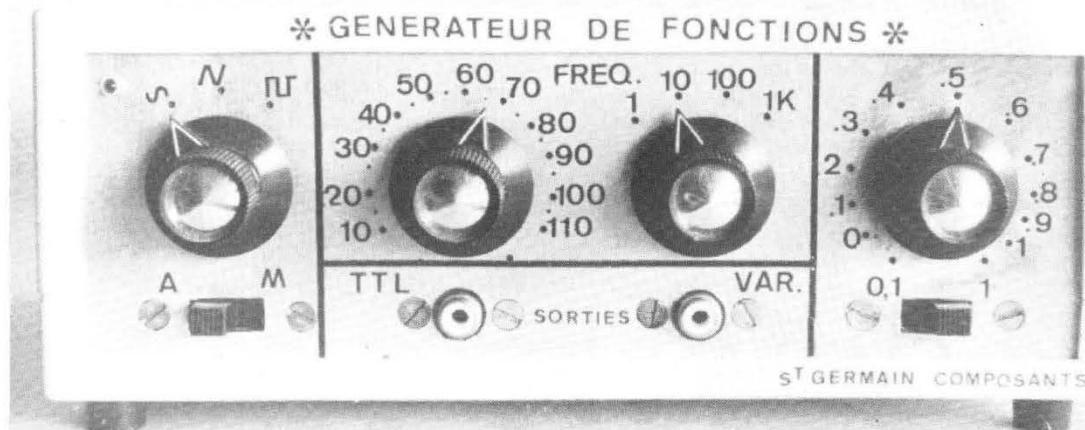
Les filtres, passe-haut et passe-bas ont une efficacité modeste, ce qui explique, le choix, haut pour le filtre passe-haut, bas pour le passe-bas, des fréquences de coupure : respectivement 104 Hz et 4 500 Hz.

CONCLUSIONS

Malgré un prix de vente relativement bas, l'ampli-tuner 1020L fait preuve de beaucoup de qualités, sur le plan des performances, comme sur le plan de la réalisation. Ses multiples entrées (deux magnétophones, deux tourne-disques) en font un appareil de choix digne de toute installation Hi-Fi. Une nouvelle gamme qui s'annonce bien avec un rapport qualité/prix très valable.

E. LEMERY

16 – RÉALISATION D'UN GÉNÉRATEUR DE FONCTIONS



Présentation générale de l'appareil

LES grands testeurs de circuits que sont les amateurs électroniciens sont avides d'appareils aux larges possibilités. Le générateur de fonctions devrait combler tous leurs souhaits, du moins dans le domaine des « basses fréquences » qui recrute le plus d'adeptes.

Cet appareil, en effet, permet, en liaison avec un bon oscilloscope, de connaître les performances d'un circuit audiofréquence, tant du point de vue de l'amplitude, de la fréquence ou de la phase. Il permet d'apprécier la bande pas-

sante, la linéarité, la distortion, la stabilité..., de faciliter les réglages et les mises au point délicates, tout cela en régime dynamique, c'est-à-dire dans un mode de fonctionnement qui s'apparente le mieux à la réalité.

La description qui suit fait appel à un montage simple, compact, relativement facile à réaliser et à régler. Les composants sont courants, parfaitement définis : ils ont été achetés chez St-Germain Composants pour un coût global inférieur à 300 F.

CONCEPTION D'ENSEMBLE DU GENERATEUR REGLAGE DE LA FREQUENCE

Le générateur de fonctions est un générateur qui fournit des signaux périodiques de formes différentes, dans une large plage de fréquences de récurrence. A chaque forme correspond une application particulière et une interprétation précise des résultats.

Nous limiterons les fonctions couvertes par le généra-

teur décrit à 3 formes : sinusoïdale, triangulaire et rectangulaire.

La conception d'un tel appareil, sortant des signaux stables, synchrones, de forme pure et d'amplitude rigoureusement constante n'est pas évidente avec des circuits à composants discrets.

Avec le secours de la microélectronique, l'intégration des circuits couvrant des fonctions complexes s'est développée. On trouvera, avec la réalisation proposée, une très bonne application d'un circuit monolithique assurant

la génération et la stabilisation des signaux désirés sous un très faible volume et pour un coût absolument imbattable. C'est ainsi que nous le proposons aux amateurs qui trouveront 3 générateurs dans un même appareil.

Le circuit retenu (il en existe d'autres) est le XR-2206C de R-OHM Corp. Il comporte un générateur interne, commandé en courant, qui peut fonctionner entre 0,01 Hz et 1 MHz avec une remarquable stabilité.

Nous avons limité la variation de 10 à 100 000 Hz, pour des raisons de simplicité et de facilité de mise au point, ce qui couvre largement le spectre utilisable en audiofréquences.

Les formes des signaux sont obtenues, dans le circuit, depuis un signal triangulaire, par une bascule à 2 états pour les signaux rectangulaires et par une mise en forme par conformateur pour les sinusoïdaux.

L'un des intérêts de ce circuits intégré particulier est qu'il comporte un réglage de symétrie et de forme d'onde sinusoïdale qui réduit la distorsion harmonique à moins de 0,5 %, ce qui est assez remarquable pour ce type de montage.

On trouvera ci-après le brochage et quelques caractéristiques du circuit XR 2206C :

Broche 1 : Masse ou modulation d'amplitude.

2 : sortie sinus ou triangle.

3 : réglage de niveau maximal de sortie.

4 : alimentation positive.

5/6 : condensateur C pour $F = 1/RC$.

7 : résistance R pour $F = 1/RC$.

8 : autre résistance R'.

9 : commutation éventuelle R/R'.

10 : découpage.

11 : sortie rectangle.

12 : commun alimentation, masse.

13/14 : réglage de forme d'onde et commut. sinus/triangle.

15/16 : réglage de symétrie.

Tension d'alimentation : 10 à 26 V.

Stabilité en température : meilleure que 20 ppm/°C.

Rapport F_{max}/F_{min} maximal : 2 000/1.

Influence de la tension d'alimentation : 0,01 %/V.

Distorsion en sinus : moins que 0,5 %.

Temps de montée du rectangle : inférieur à 250 ns.

Temps de descente du rectangle : inférieur à 50 ns.

Linéarité du triangle : 1 %.

Stabilité d'amplitude pour $F_{max}/F_{min} = 1000$: inférieure à 0,5 dB.

Pour la mise en œuvre du circuit, la variation de fréquence peut être obtenue de 2 façons.

La méthode la plus simple, proposée sur la figure 1A, fait appel à une simple résistance variable. Pour des valeurs de

condensateur C et de résistance R, on obtient la valeur de la fréquence par l'inverse du produit de ces deux premières valeurs : $F = 1/RC$.

Si l'on fait varier R on aura une variation de fréquence suivant une loi hyperbolique, comme indiqué sur la figure, avec un tassement important des fréquences élevées.

La variation de résistance qui donnerait, sur un cadran, des indications linéaires devrait donc s'échelonner suivant une loi inverse, soit 1, 1/2, 1/3, 1/4, etc. Ceci ne peut être facilement obtenu par une variation continue. Seule, une commutation de résistances distinctes pourra donner des indications exploitables : par exemple une décade.

Pour pallier cet inconvénient et offrir à l'utilisateur une variation quasiment linéaire, il est nécessaire d'adopter un montage différent tel que celui de la figure 1B. En fait, la borne 7 (ou la borne 8) est une source de tension V1, à faible impédance, de 3 volts. Le fait de faire varier R comme dans l'exemple précédent amenait une variation du courant $I = V1/R$. Or la fréquence de l'oscillateur commandé est proportionnelle à I :

$$F = \frac{320 \bar{I} \text{ (mA)}}{C \text{ (}\mu\text{F)}} \text{ (Hz)}$$

de sorte que si l'on fait varier I de façon linéaire, on aura également une variation li-

néaire de la fréquence.

Ce résultat est obtenu par un courant dérivé, lui-même engendré par une contre-tension V2 réglable.

Pour bien comprendre le fonctionnement de ce dispositif, il faut préciser que la source de tension réglable V2 provient d'un diviseur potentiométrique, de faible résistance, aux bornes d'une diode zener, et que la résistance R est de valeur relativement élevée.

Lorsque le curseur du potentiomètre est en position haute, on ajuste R3 pour que la tension V0 aux bornes du potentiomètre soit égale à V1. Dans ce cas, il ne passe aucun courant à travers R1 et $F_{min} = 1/RC$. Dans le cas où R2 est nulle (curseur vers le bas), on obtient :

$$F_{max} = (R + R1)/R.R1C.$$

En choisissant $R = 10 R1$, on aura un rapport de 1 à 11 entre les fréquences extrêmes, ce qui correspond bien à l'application proposée. Entre ces deux valeurs, la tension V2 varie de 0 à 3 V. Le courant dérivé dans R1 est sensiblement proportionnel à V2 et l'on obtient donc une variation linéaire de fréquence par la manœuvre du potentiomètre.

En utilisant les valeurs de composants indiquées sur la figure, on obtiendra une variation de 10 à 110 Hz en passant de 1000 Ω à 0. Le point 50 Hz, facile à contrôler, correspondra à $R2 = 600 \Omega$.

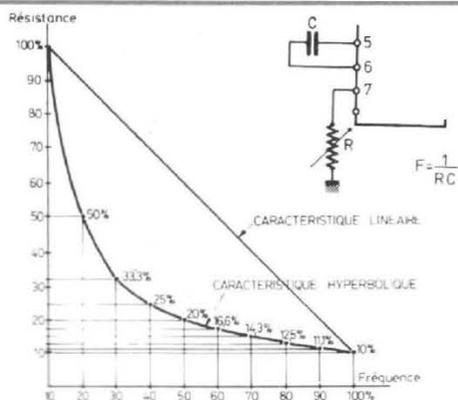
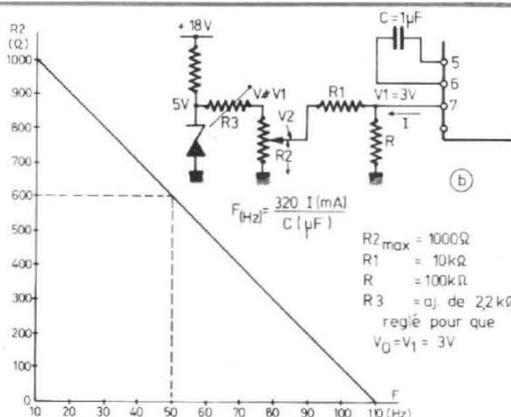


Fig. 1. - Principe de la commande de fréquence :
a) Par variation de résistance (caractéristique hyperbolique).



b) Par variation de tension (caractéristique linéaire).

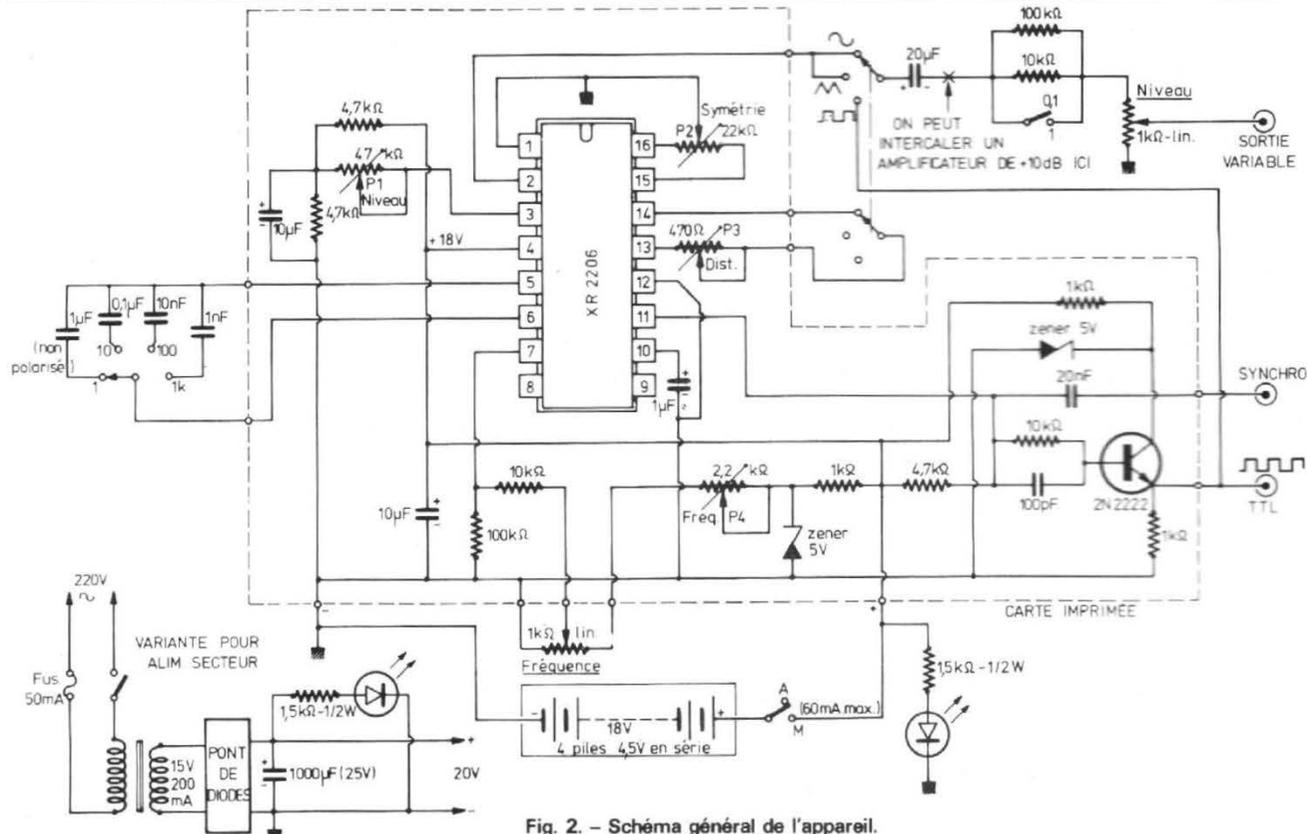


Fig. 2. - Schéma général de l'appareil.

SCHEMA GENERAL DU GENERATEUR

Il est indiqué sur la figure 2. Le circuit est branché conformément aux indications du constructeur. La tension d'alimentation est de 18 à 20 V pour obtenir un signal de sortie d'amplitude suffisante.

Le condensateur C peut prendre 4 valeurs de 1 µF, 0,1 µF, 10 nF et 1 nF donnant respectivement des coefficients 1, 10, 100 et 1 000 à la valeur de la fréquence indiquée par le curseur du potentiomètre linéaire.

La borne 3 du circuit est réunie à un pont découplé entre +18 V et masse. Le potentiomètre P1 de 47 kΩ sert à régler l'amplitude du signal de sortie sinus ou triangle, disponible en 2.

La tension rectangulaire est prélevée sur 11. Elle alimente une sortie « Synchro », isolée du continu et un amplificateur à seuil de tension qui permet

de limiter à +5 V l'amplitude de crête du signal rectangulaire, rendant celui-ci compatible avec les circuits digitaux TTL. Cette sortie est, de plus, à faible résistance ce qui lui confère une « sortance » élevée. Le condensateur de 100 pF dans le circuit de base du transistor 2N2222 diminue sensiblement le temps de montée du signal.

La sortie « variable » est commutée sur les sorties sinus/triangle ou rectangle du circuit. La variation de niveau s'opère au moyen d'un potentiomètre linéaire de 1 kΩ. Un atténuateur fixe de 1/10 est inséré dans la sortie par un commutateur.

Le potentiomètre ajustable P2, placé entre 15 et 16 (curseur à la masse) sert à régler la symétrie du signal de sortie. Entre 13 et 14 est branchée une résistance ajustable P3 qui permet de trouver le point de fonctionnement optimal du circuit de mise en forme sinusoïdale, au minimum de distorsion harmoni-

que. Si l'on ouvre le circuit par le commutateur à 3 positions, le signal de sortie devient triangulaire.

Avec les valeurs présentées sur le schéma, pour un fonctionnement correct du générateur, il est préconisé de limiter l'amplitude maximale du signal sinusoïdal à 800 mV.

L'alimentation peut être réalisée facilement au moyen de 4 piles plates de 4,5 V : la consommation n'excède pas 60 mA, même en prévoyant une diode LED indiquant la mise en route de l'appareil. Ceci confère à ce générateur une autonomie d'une dizaine d'heures.

Pour ceux qui préfèrent une alimentation secteur, il est facile de monter un transformateur 220/15 V (200 mA) aux bornes d'un pont de diodes. Le filtrage sommaire est suffisant et la tension obtenue (légèrement supérieure) est acceptable à condition de ne pas dépasser 22 V.

REALISATION DES CIRCUITS

La figure 3 représente le dessin de la carte imprimée et la disposition des composants pour la version nominale, à variation continue linéaire.

Le circuit intégré sera monté sur un support ou soudé directement sur le circuit. On devra disposer d'un bon fer à souder, bien isolé et à panne suffisamment fine.

La figure 4 se rapporte à une version à variation en décade de fréquences utilisant un commutateur à 10 positions. Dans ce cas, on peut utiliser le même circuit imprimé que précédemment à la condition de supprimer :

- une résistance de 10 kΩ,
- une résistance de 1 kΩ
- Une diode zener de 5 V.

Il convient également, dans ce cas, de remplacer la résistance ajustable de 2,2 kΩ par une de 1 kΩ et de disposer 2 connexions sur le circuit comme l'indique la figure.

Le commutateur se branche alors aux bornes prévues antérieurement pour les extrémités du potentiomètre. Ce commutateur comporte un certain nombre de résistances choisies dans la gamme courante à 5 % et groupées de façon à former une décade de fréquences de 10 à 100.

Une résistance de 9,5 k Ω (220 k Ω /10 k Ω) est montée en série avec le curseur du commutateur. La résistance ajustable de 1 k Ω située sur le circuit imprimé est montée en série avec 9,5 k Ω de façon à pouvoir régler la valeur résultante sur 10 k Ω .

Les valeurs commutées sont indiquées au tableau 1.

Toutes ces résistances ont été groupées sur une petite plaquette découpée dans une plaque Veroboard. La figure 5 donne tous les détails de réalisation de cette plaquette qui est supportée par ses liaisons au commutateur. Ce dernier est un modèle circulaire à 12 positions dont 10 seulement sont utilisées.

MONTAGE ET INTERCONNEXIONS

On trouvera sur les figures 6 et 7 les indications qui permettront de monter les circuits de l'appareil dans un coffret Veroboard, très pratique, car ses faces avant et arrière sont amovibles et peuvent donc être percées et gravées dans de bonnes conditions.

La carte imprimée est fixée sur la partie basse du coffret au moyen de vis et d'entretoises de 5 mm. Tous les commutateurs potentiomètres et embases de sortie sont fixés sur la face avant à l'exception de la sortie synchro qui est à l'arrière.

La figure 7 montre également la façon d'installer l'alimentation. Dans le cas des piles, le problème est très simple : il suffit de poser les éléments en position verticale et de mettre une couche de mousse autocollante (joint de porte) à la partie supérieure

TABLEAU I

Fréquence avec 1 μ F (gamme x1)	Valeurs théoriques de résistances	Résistances utilisées (ajouter 10 k Ω)
10 Hz	100 k Ω	68 k Ω + 22 k Ω
20 Hz	50 k Ω	22 k Ω + 18 k Ω
30 Hz	33 k Ω	22 k Ω + 1 k Ω
40 Hz	25 k Ω	15 k Ω
50 Hz	20 k Ω	10 k Ω
60 Hz	16,6 k Ω	3,3 k Ω + 3,3 k Ω
70 Hz	14,3 k Ω	3,3 k Ω + 1 k Ω
80 Hz	12,5 k Ω	1,5 k Ω + 1 k Ω
90 Hz	11,1 k Ω	1 k Ω + 100 Ω
100 Hz	10 k Ω	0 Ω

du coffret de sorte que les piles seront maintenues en place après l'assemblage complet de celui-ci.

Dans le cas d'une alimentation secteur, on respectera les dispositions relatives des éléments présentés sur la figure. Le redresseur en pont et le

condensateur de filtre seront placés sur des relais de cablage (en bande). L'interrupteur sera placé, dans ce cas, dans le circuit primaire du transformateur.

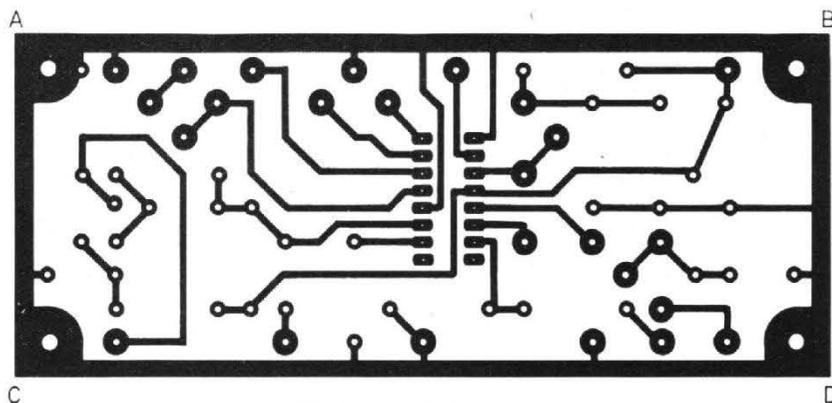
La figure 8 représente le plan de perçage des panneaux.

MISE AU POINT ET PERFORMANCES

L'opération la plus délicate, encore qu'elle ne présente guère de difficultés, est l'étalement en fréquence.

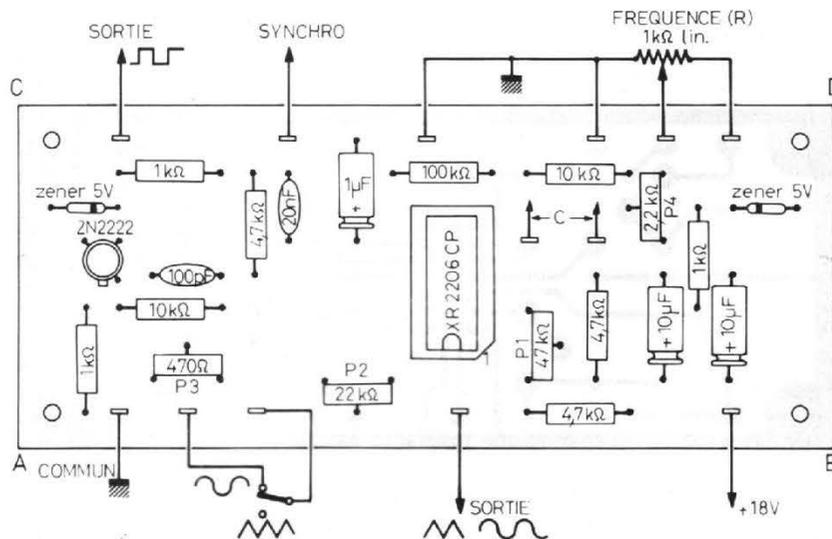
On met le commutateur de gammes sur 1. On règle toutes les résistances ajustables à mi-course. Le curseur du potentiomètre de fréquence est placé en position haute, c'est-à-dire vers les fréquences basses. On règle alors le potentiomètre P4 pour qu'il n'y ait aucune différence de potentiel aux bornes de la résistance de 10 k Ω , c'est-à-dire pour qu'aucun courant ne traverse cette résistance. Ce réglage est assez pointu.

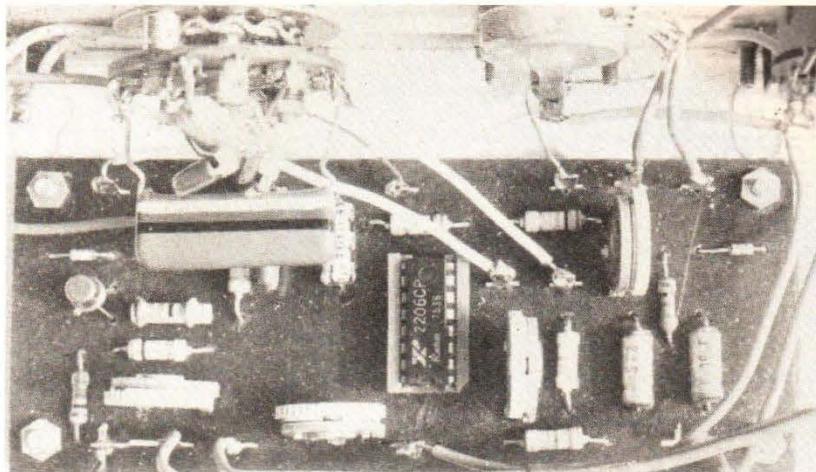
Après avoir éteint l'appareil, on mesure à l'ohmmètre.



CIRCUIT 50x120 mm

Fig. 3. - Carte imprimée (version à commande linéaire de fréquence).





Détail du circuit imprimé

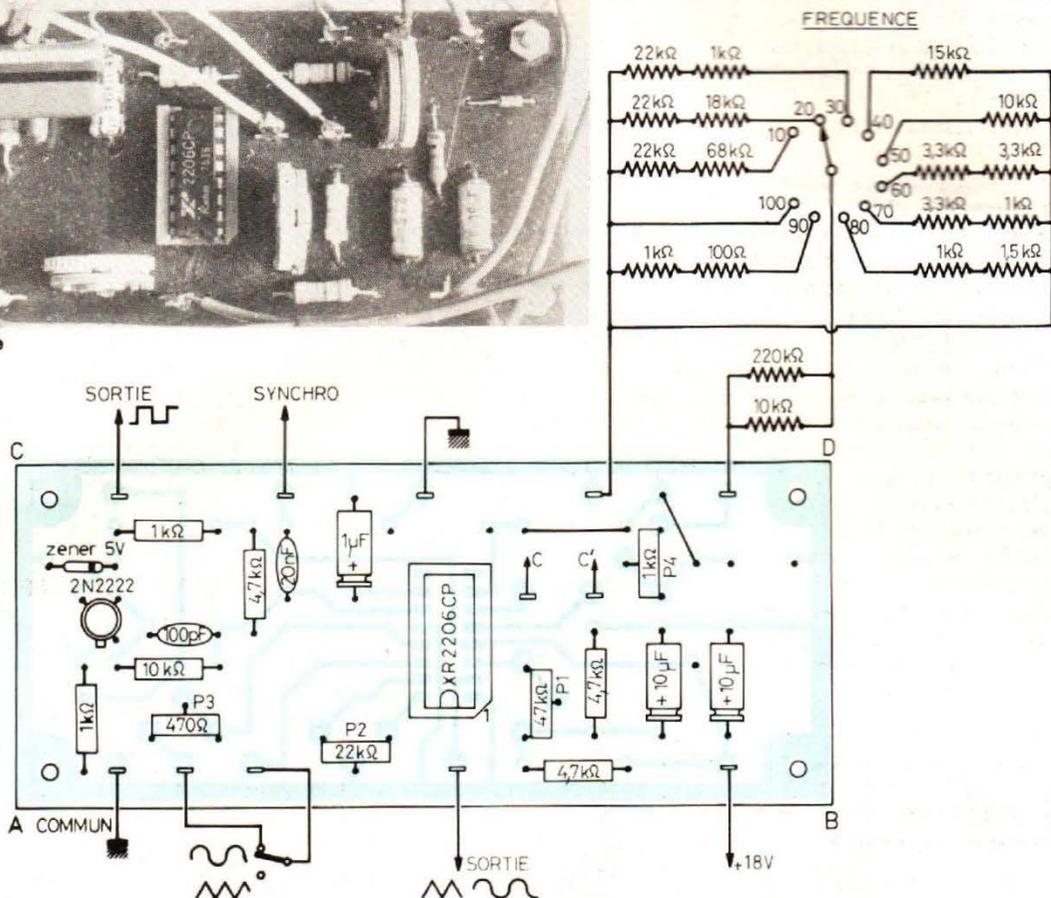


Fig. 4. - Câblage de la carte imprimée en version commutateur (décade de fréquence).

LISTES DES COMPOSANTS

(version nominale à variation continue de fréquence)

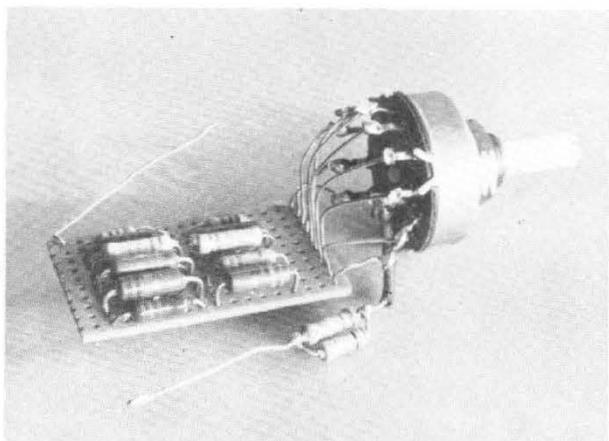
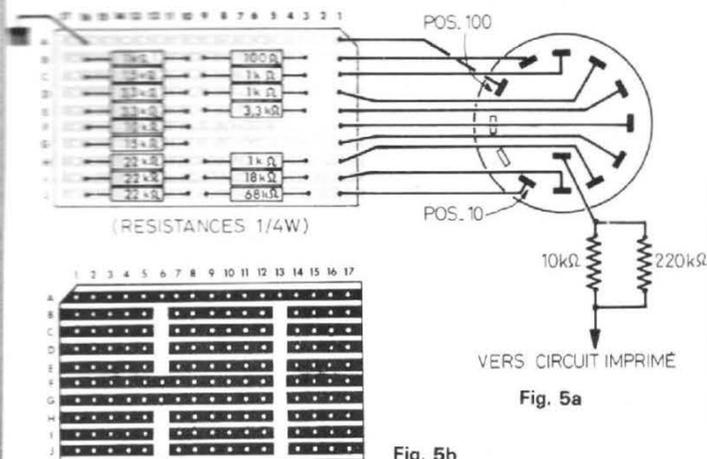
- 1 coffret VERO 75/1511 D + 4 boutons à index + visserie.
- 3 embases CINCH, 2 inverseurs doubles à glissière,
- 1 circuit une face cuivrée 50 x 120 mm,
- 1 commutateur 2 x 3 positions,
- 1 commutateur 4 positions (1 circuit),
- 2 potentiomètres linéaires de 1 kΩ (dont un bobiné, de préférence),
- 4 résistances ajustables (470 Ω, 2 200 Ω, 22 kΩ et 47 kΩ).

- 11 résistances 5 % :
 - 3 x 1 kΩ 1/4 W.
 - 1 x 1,5 kΩ (0,5 W).
 - 3 x 4,7 kΩ 1/4 W.
 - 2 x 10 kΩ 1/4 W.
 - 2 x 100 kΩ 1/4 W.
- 4 condensateurs chimiques (25 V) : 20 μF, 2 x 10 μF et 1 μF,
- 4 condensateurs non polarisés (polyester, par exemple) isolés à 100 V au moins : 1 μF, 100 nF, 10 nF, 1 nF, triés à mieux que 5 %, si possible,
- 1 condensateur 100 pF mica ou polystyrène,
- 1 condensateur 20 nF disque céramique (400 V), 20 %,

- 1 circuit XR2206 de R-OHM (EXAR INTEF. SYSTEMS) avec éventuellement 1 support,
- 1 transistor 2N2222,
- 2 diodes Zener 5 V (ou 5,1 V),
- 1 diode LED miniature.
- Option à decade de fréquences :** voir texte
- Option à alimentation secteur :**
 - 1 transformateur 220 V/15 V (200 mA),
 - 1 fusible et 1 porte fusible (50 mA),
 - 1 pont de redressement (ou 4 diodes silicium),
 - 1 condensateur 1 000 μF (25 V),

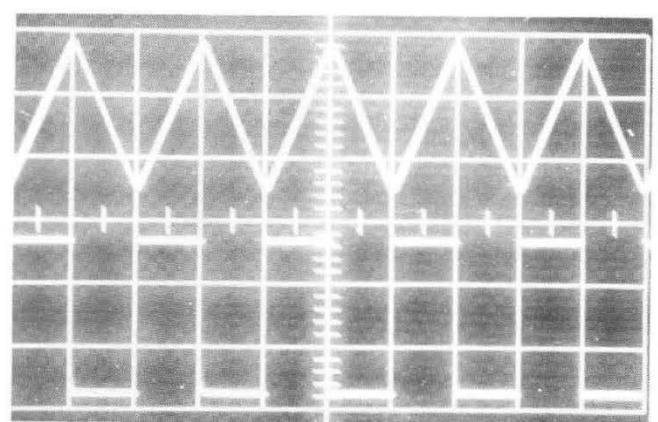
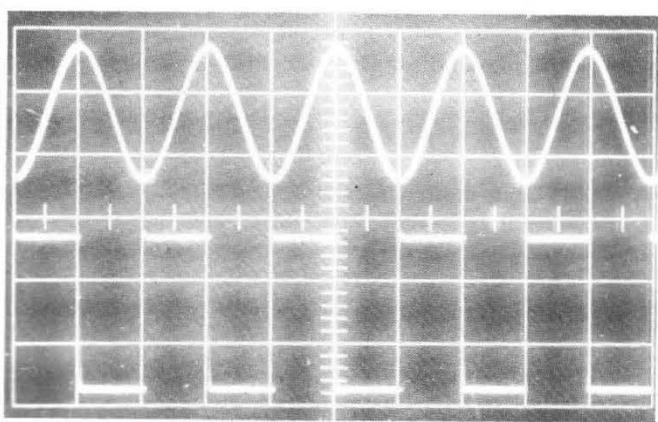
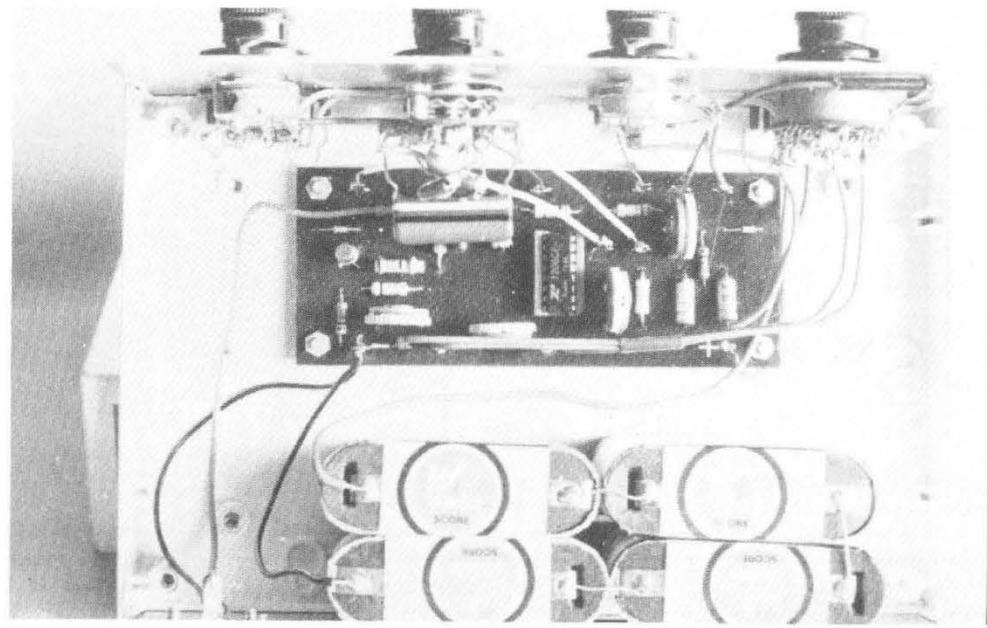
Option amplificateur + 10 dB :

- 1 circuit, une face cuivrée de 50 x 80 mm,
- 2 transistors 2N3391A, 2N2222 ou équivalent,
- Résistances 1/4 W (5 %) :
 - 1 x 100 Ω.
 - 2 x 470 Ω.
 - 1 x 1 kΩ.
 - 1 x 1,5 kΩ.
 - 1 x 10 kΩ.
 - 1 x 100 kΩ.
- 1 potentiomètre ajustable de 47 kΩ.
- Condensateurs chimiques (25 V) : 2,2 μF, 15 μF, 100 μF.



Commutateur pour décade de fréquence

Fig. 5. - Petite carte Veroboard (pas de 2,5 mm) supportant les résistances du commutateur.



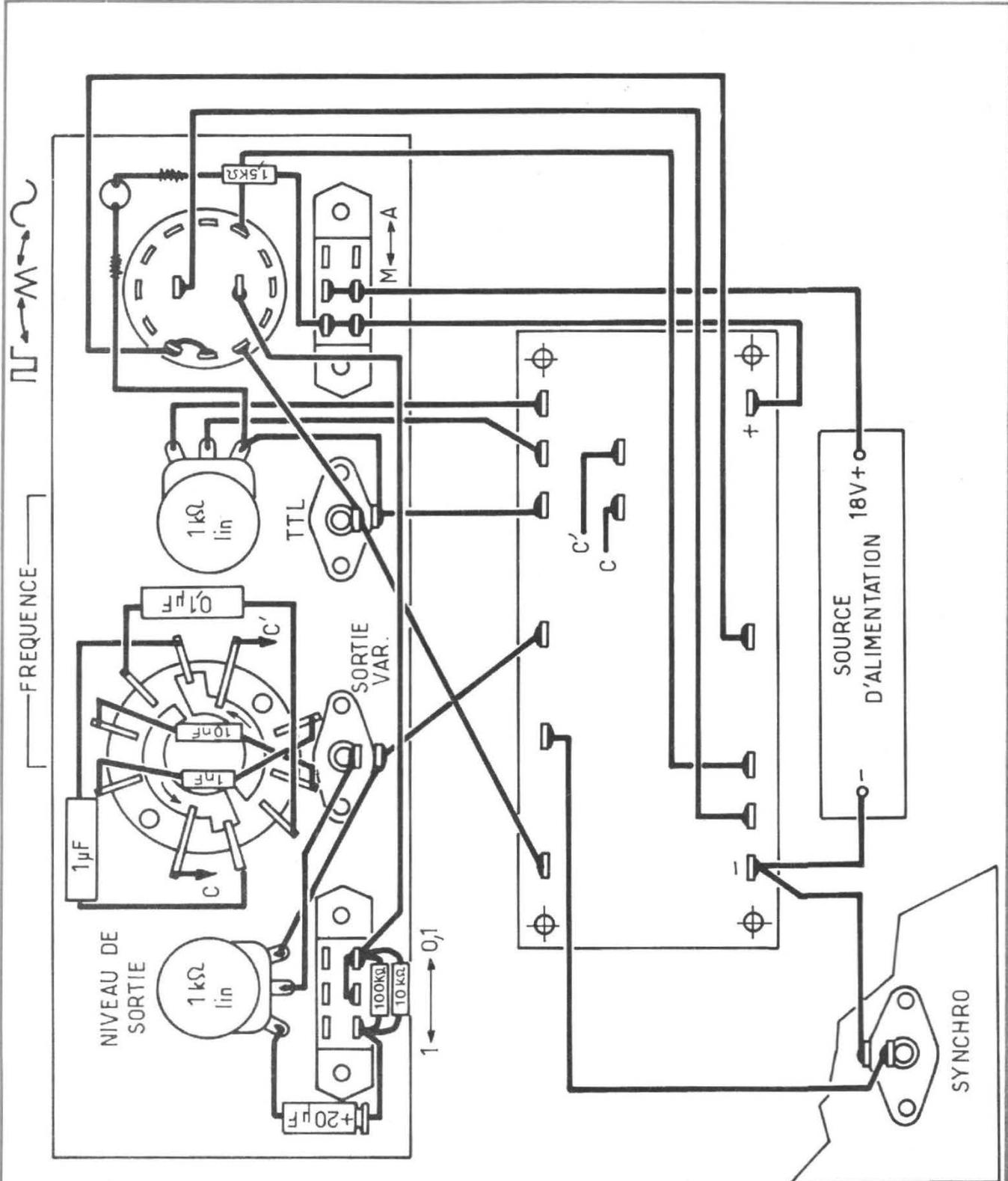


Fig. 6. - Interconnexions (version à variation linéaire continue de fréquence).

entre curseur et masse, la résistance du potentiomètre que l'on règle à la valeur de 600 Ω . Sans changer ce réglage, après avoir déconnecté l'ohmmètre on met l'appareil en route sur la position sinus. Au moyen d'un oscilloscope, ou d'un simple dispositif de comparaison, comme celui que nous avons décrit au chapitre calibration (H.P. N° 1486, p. 192 ou N° 1507, p. 205), on calibre l'appareil par le secteur.

On s'assurera que la fréquence produite est bien voisine de 50 Hz, sinon on modifiera la valeur du condensateur de 1 μF pour une valeur plus précise de fréquence.

L'étalonnage du cadran pour les autres points pourra se faire en mesurant la résistance R2 (voir figure 1B) et en indiquant les valeurs de fréquence correspondantes.

En passant sur la gamme 10, on contrôlera que les fréquences 100, 150, 200 Hz etc. sont assez bien définies par les graduations de l'appareil.

Les deux dernières gammes seront vérifiées de la même façon mais en utilisant un générateur étalonné ou un fréquencesmètre. Si l'on ne dispose pas de l'un de ces appareils, on se contentera de trier des condensateurs à mieux que 5 %.

Le réglage de la distorsion se fera, à 1 000 Hz avec un distorsiomètre (par exemple analogue à celui que nous avons décrit dans le H.P. N° 1495, p. 336 et 337). On agit successivement sur les potentiomètres ajustables P2 et P3 jusqu'à obtenir un minimum de distorsion. On a pu ainsi mesurer 0,2 à 0,3 % de distorsion harmonique entre 20 Hz et 20 kHz, la spécification du constructeur indiquant moins de 0,5 %.

Si on ne dispose pas de distorsiomètre, on se bornera à régler P2 et P3 à mi-course.

Le potentiomètre P1 sert à ajuster le niveau. On utilisera une fréquence sinusoïdale de 100 ou 200 Hz et un voltmètre alternatif sur une gamme où l'on pourra mesurer 0,8 V eff. C'est sur cette valeur que l'on

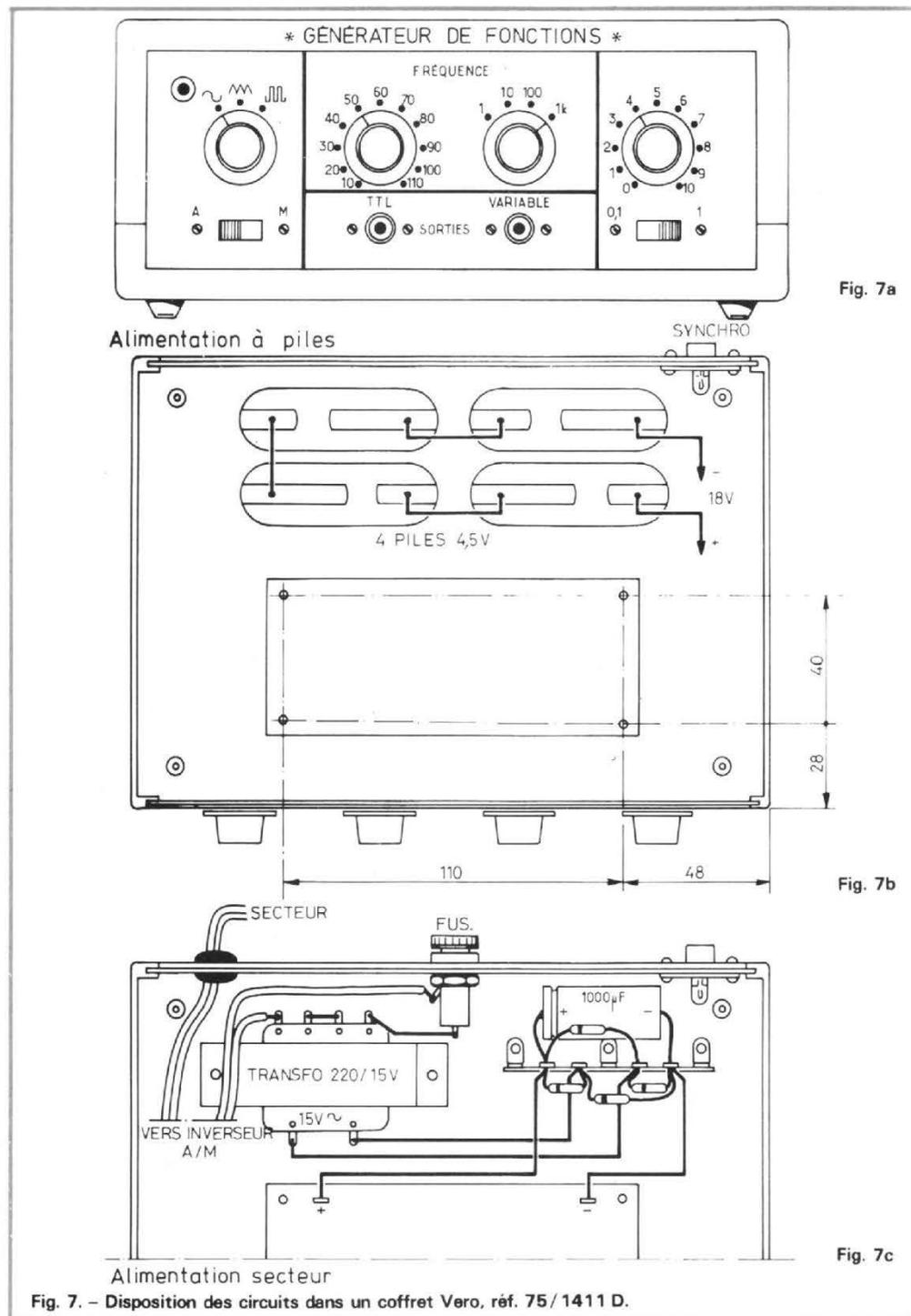


Fig. 7. - Disposition des circuits dans un coffret Vero, réf. 75/1411 D.

réglera l'amplitude maximale (le potentiomètre de niveau de sortie étant sur le maximum et le commutateur 0,1/1 sur la position 1. Il n'est pas recommandé de sortir une tension plus élevée, car on risquerait d'augmenter la distorsion en sinus et de diminuer la linéarité en triangle.

On pourra graduer le poten-

tiomètre de sortie en valeurs de tension ou encore en décibels (0,8 V = référence 0 dB). Sans retoucher au niveau, la tension restera stable dans toute la gamme à 0,5 dB près.

D'aucuns pourront trouver que la tension de sortie est un peu faible pour assurer la modulation complète de certains montages. A ceux-là nous

proposons d'insérer un amplificateur linéaire de + 10 db (soit 3,16 en rapport de tensions), ce qui porte l'amplitude maximale de sortie à 2,5 V eff. environ. Cet amplificateur pourra être monté à l'endroit indiqué sur la figure 2.

Deux schémas sont proposés. Nous recommandons

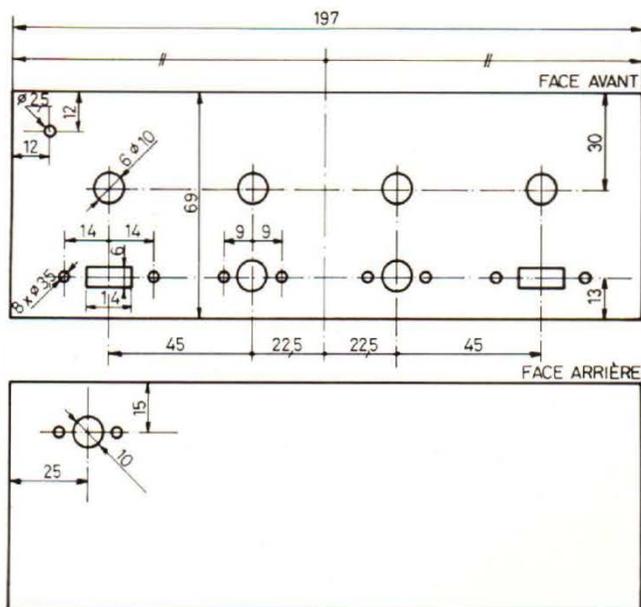
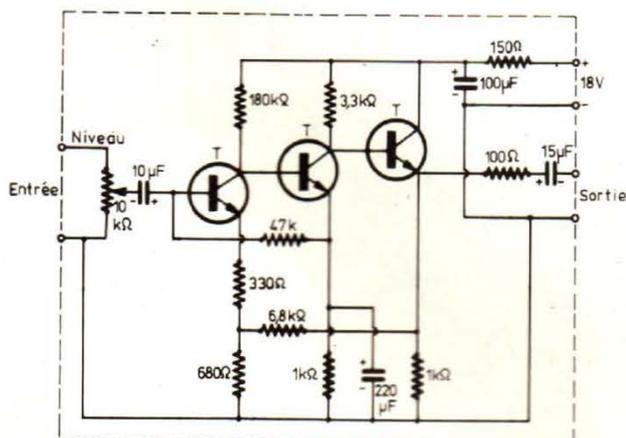


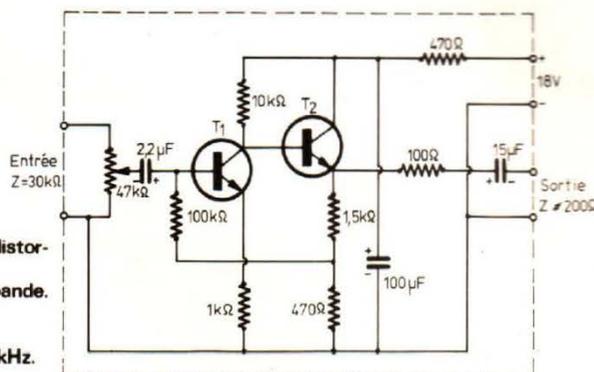
Fig. 8. - Plan de perçage des deux faces.

Fig. 9. - Deux versions d'amplificateur de sortie (+ 10 dB):
N° 1 : Amplificateur de sortie (+ 10 dB) à 3 transistors à faible distorsion.
N° 2 : Amplificateur de sortie (+ 10 dB) à 2 transistors à large bande.
 Gain max = 20 dB - (sortie max : 3 V eff.)
 Bande A \pm 1 dB - 3 Hz A 400 kHz.
 Distorsion \leq 0,2 % (pour 2,5 V eff. en sortie) de 20 Hz à 20 kHz.
 Débit \leq 7 mA sous 18 V.



T = 2N2925 pl orange - 2N2222 - 2N3391A ou équivalents.

Fig. 9a



T₁ = T₂ = 2N2222 - 2N3391A ou équivalents

Fig. 9b

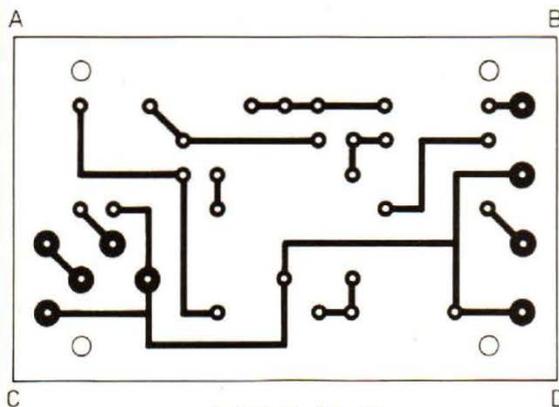


Fig. 10a

CIRCUIT 50x80mm

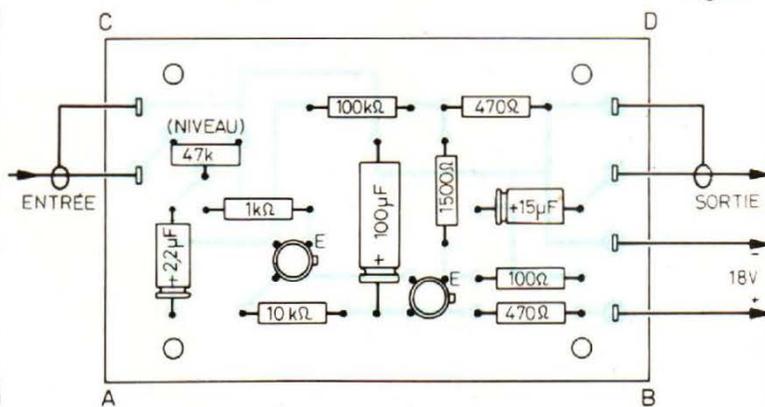


Fig. 10b

Fig. 10. - Carte imprimée de l'amplificateur de sortie N° 2.

l'utilisation de l'amplificateur N° 2, très simple, parfaitement stable et performant, qui n'utilise que des composants courants.

Afin de ne pas trop compliquer la carte du circuit oscillateur, nous proposons de réaliser cet amplificateur sur une petite carte séparée de 50 x 80mm, comme le montre la figure 10. Les deux cartes

seront montées côte à côte en décalant celle de l'oscillateur vers la gauche.

UTILISATION DU GÉNÉRATEUR DE FONCTIONS

On consultera les articles ou ouvrages spécialisés qui donnent beaucoup de détails

sur la façon d'utiliser ce type de générateur. Nous résumons les applications de cet appareil comme suit :

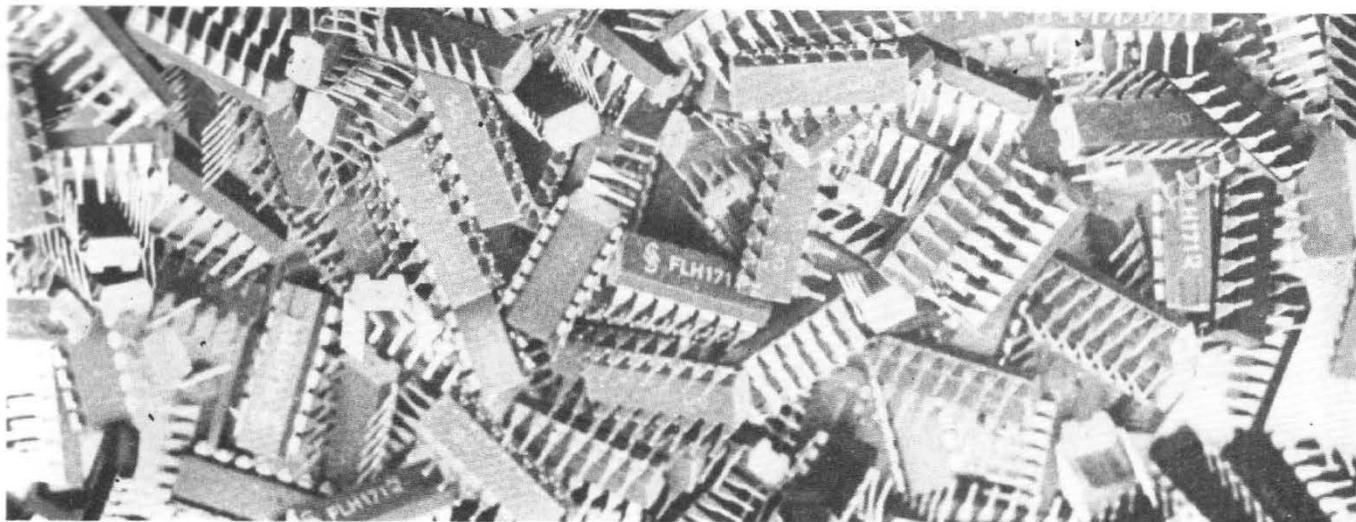
— en fonction sinusoïdale, on utilise l'appareil comme un simple générateur audiofréquence ; il permettra donc de vérifier toutes les caractéristiques des matériels intéressés : amplificateurs Hi-Fi, filtres etc. dont on appréciera la sen-

sibilité, la bande passante, la distorsion, la stabilité,

— en triangulaire et en rectangulaire (il est alors nécessaire de disposer d'un oscilloscope), on peut examiner la linéarité en amplitude, déterminer un seuil d'écrêtage, apprécier la fidélité de réponse à variation brusque etc.

(à suivre)
 J.C.

LE CIRCUIT INTÉGRÉ



POURQUOI PAS ?

UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE 16 W/4 Ω

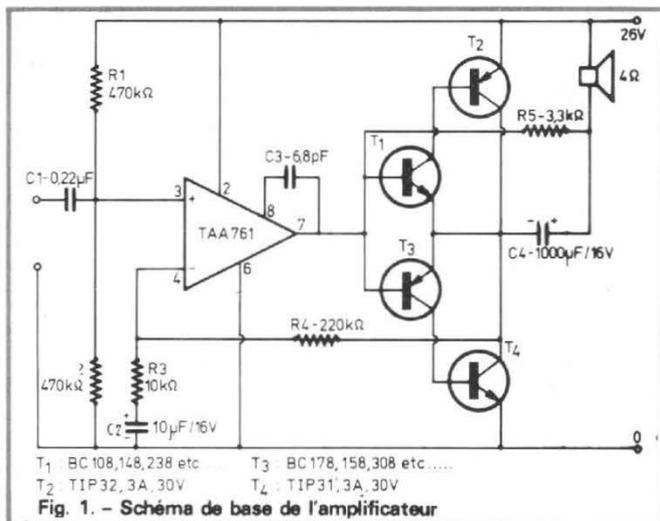
LES schémas d'amplificateurs apparaissent, disparaissent, se multiplient, chacun offre un modèle toujours meilleur que les autres et c'est maintenant à notre tour de proposer un montage original. C'est peut-être un peu prétentieux de dire qu'un montage est original. En fait, ils s'inspirent tous de schémas traditionnels dérivés du LIN d'origine, à moins que ce LIN n'ait été copié ou ait été dérivé d'un autre modèle, qui sait ? Les fabricants de semi-conducteurs sont prolifiques en la matière ; quel est le technicien qui n'a pas construit « son » amplificateur bien à lui et en « perruque », étude qui souvent débouche sur une petite série d'appareils pour les amis.

Comment faire un amplificateur simple avec un circuit intégré si possible simple et pas cher ? Nous vous donnons ici une réponse. Nous avons construit plusieurs versions à partir d'un principe unique et la particularité de la

dernière est de ne pas faire appel à un seul condensateur chimique ; vous aurez donc à votre disposition un amplificateur qui ne vieillira pas ou si peu que vous pourrez l'enfermer à demeure dans une boîte bien hermétique. A condition aussi que vous ayez eu l'idée d'ajouter un système de protection électronique dont nous avons fait ici l'économie.

Plusieurs versions pour un seul amplificateur, alimentation asymétrique, symétrique, avec ou sans condensateur de sortie, passage d'un petit courant continu dans l'enceinte ou pas de passage du tout, avec ou sans élimination de la distorsion de croisement ; bref, de quoi vous amuser avec un amplificateur dont les performances sont

surprenantes si on tient compte que les composants ont été pris au hasard dans des boîtes et que nous n'avons pas fait de recherche particulière pour l'amélioration de l'appareil. Une des particularités de l'amplificateur est que nous avons carrément supprimé le courant continu de polarisation des étages de sortie ce qui se traduit par une consommation ridiculement faible (4,7 mA à vide) et malgré tout un taux de distorsion harmonique inférieur à 0,1 % dans toute la gamme de fréquence. Cette dernière est, elle aussi, impressionnante puisqu'à 40 kHz, l'atténuation n'est que de 1 dB. Aux fréquences basses, les valeurs sont différentes, elles dépendent, pour les versions à condensateur chimique, des valeurs de ces derniers. Nous avons oublié de vous dire que ces performances avaient été mesurées sur une charge de 4 Ω, valeur que les amplificateurs n'apprécient pas tellement, il n'y a qu'à consulter



T1 : BC 108, 148, 238 etc T3 : BC 178, 158, 308 etc.....

T2 : TIP 32, 3A, 30V T4 : TIP 31, 3A, 30V

Fig. 1. - Schéma de base de l'amplificateur

les bancs d'essais ou les mesures de distorsion qui sont faites sur 4 et 8 Ω pour s'apercevoir que généralement le taux de distorsion sur 8 Ω est nettement meilleur que celui mesuré sur 4 Ω .

AMPLIFICATEUR A CIRCUIT INTEGRE

Le titre vous avait peut-être fait penser qu'il s'agissait ici d'un amplificateur intégré totalement et qu'un constructeur disposait d'un circuit de ce genre, ce n'est pas tout à fait ça. Ces amplificateurs existent, ils délivrent des puissances de plus en plus importantes, ont des circuits de protection électronique incorporés et n'exigent qu'un nombre relativement réduit (mais pas nul) de composants externes. Nous avons pris ici un circuit intégré presque standard : le 761 (Siemens, et Sescosiem). C'est un circuit à six pattes dont la compensation se fait simplement par un condensateur de quelques picofarads. Il n'y aura donc pas besoin de réaliser de circuit imprimé compliqué, ce qui se prête donc à une réalisation par gravure mécanique ou une construction sur plaquette à bande ou pastilles (pas de 2,5 mm). Deux transistors de puissance complémentaires en boîtier plastique, deux transistors complémentaires style BC 108, un circuit intégré, cinq résistances, quatre condensateurs, c'est suffisant pour réaliser l'amplificateur de la figure 1.

L'entrée du circuit intégré est polarisée par un pont de résistances qui fixe le point de fonctionnement de l'entrée du circuit amplificateur opérationnel. Un condensateur au mylar de faible valeur évite d'envoyer une tension continue parasite sur l'entrée du circuit intégré. L'alimentation du circuit intégré se fait par les bornes 2 et 6, le condensateur de compensation en fré-

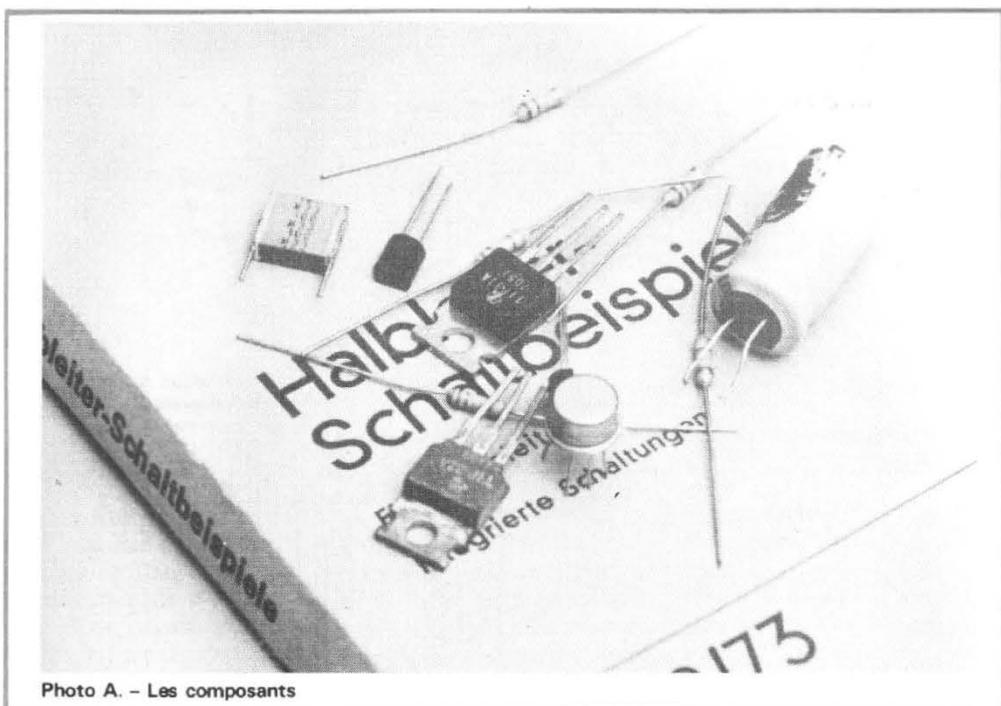


Photo A. - Les composants

quence est branché entre 7 et 8, une contre-réaction (liaison de la sortie à l'entrée inverseuse du circuit intégré [-]), avec un condensateur, C_2 permettant d'avoir une contre-réaction totale en courant continu et partielle en alternatif, permet de stabiliser le point de fonctionnement du circuit. La sortie du circuit intégré est reliée à un montage collecteur commun symétrique et complémentaire : T_1 et T_2 constituent un super transistor, T_3 et T_4 un autre, complémentaire, le collecteur du transistor équivalent à grand gain est l'émetteur de T_2 et T_4 ; la base est la

base de chaque transistor, T_1 et T_2 ; les émetteurs sont ceux des transistors de tête, T_1 et T_3 . Nous avons réalisé là un amplificateur opérationnel de puissance dont la sortie est reliée à l'entrée inverseuse. Suivant le principe que nous avons maintes fois évoqué, la tension différentielle d'entrée reste très petite, puisque le gain de l'amplificateur est très grand et que la tension de sortie a une valeur finie. Le montage se comportera de façon à ce que la tension sur la borne 4 du circuit intégré soit identique à la tension de la borne 3, donc nous aurons en 4 une tension qui sera l'image de la

tension d'entrée, comme le point 4 est relié à la sortie par un pont résistif donc un réseau linéaire, le circuit intégré disposera sur sa sortie d'une tension dont la forme nous importe peu mais qui sera telle que la tension de sortie ait la même forme que la tension d'entrée. Si la tension d'entrée est sinusoïdale, celle de sortie le sera, avec peut-être une distorsion supplémentaire, nul n'est parfait !

Le fait de relier les bases des deux transistors T_1 et T_3 est très perturbateur pour le circuit intégré. Pour qu'il y ait un courant dans la sortie, il faudra que la sortie du circuit

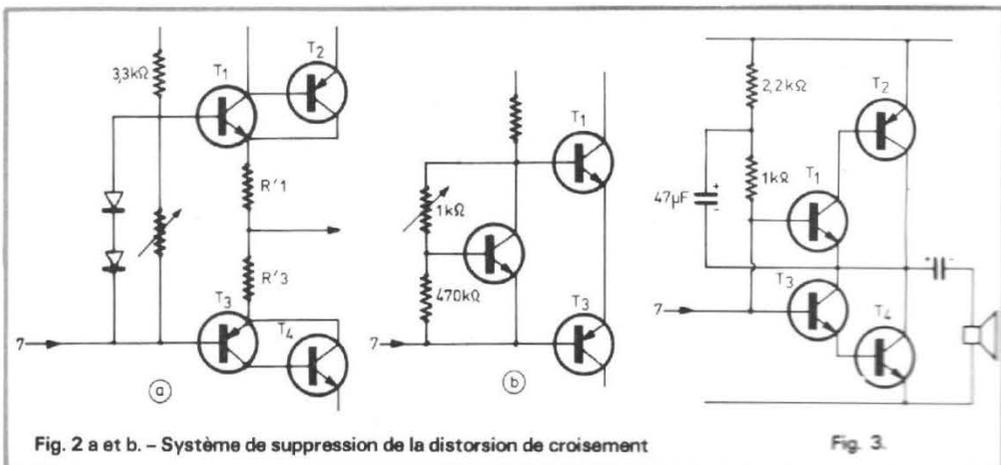


Fig. 2 a et b. - Système de suppression de la distorsion de croisement

Fig. 3.

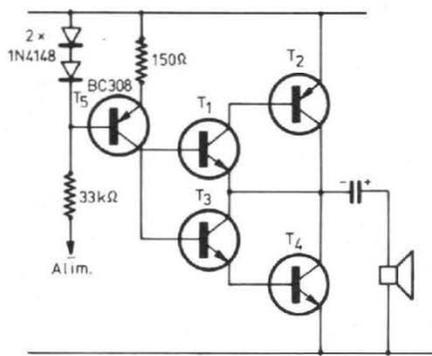


Fig. 4. - Remplacement du Bootstrap par un générateur de courant

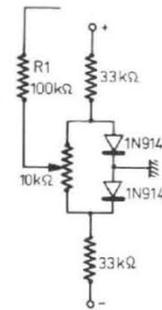


Fig. 6. - Réglage du point de fonctionnement. C₃ est supprimé

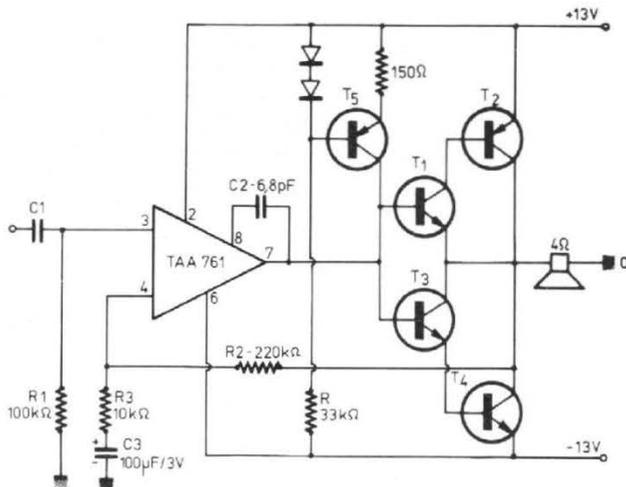


Fig. 5. - Schéma avec alimentation symétrique

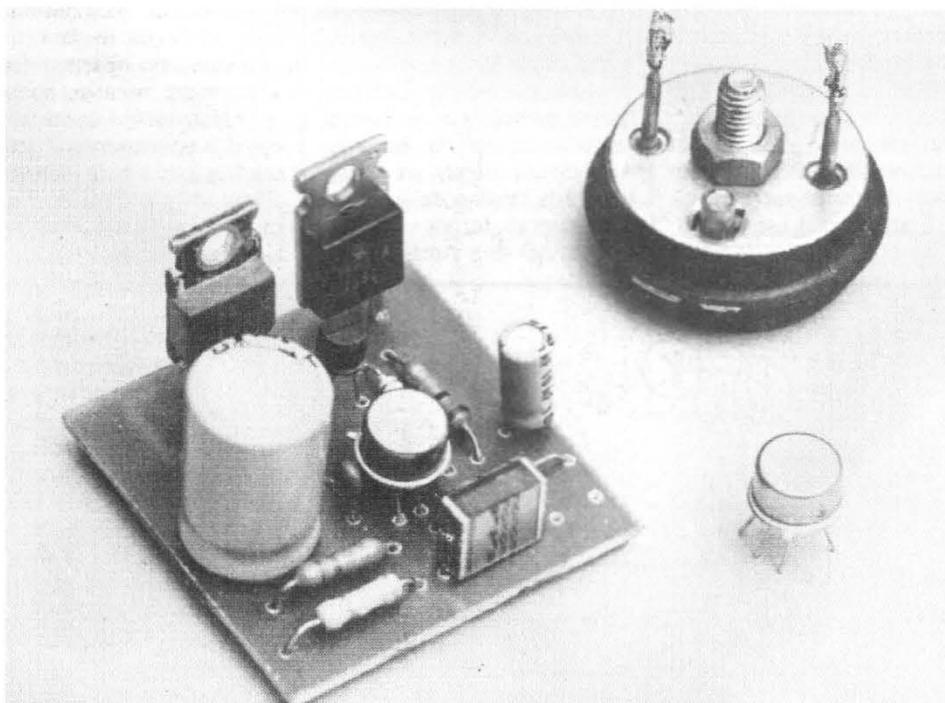


Photo B. - L'amplificateur et un transistor de puissance

intégré soit positive d'une valeur égale à la tension de sortie augmentée ou diminuée de la tension de seuil des transistors. Cette tension de seuil est de 0,6 V environ, pour une tension d'entrée de 0,2 V en sortie, la tension de base devra être de $0,2 + 0,6$ V soit 0,8 V, cette opération s'effectue automatiquement par le biais de la contre-réaction et du gain du circuit intégré amplificateur opérationnel. Cette vue de l'esprit est valable pour les tensions positives et négatives. La forme de sortie étant par exemple une sinusoïde de 0,2 V d'amplitude crête à crête, la tension de base (borne 7 du circuit intégré) sera de 1,4 V crête à crête ; la tension de sortie du circuit variera très vite lors des transitions, au voisinage du zéro de la tension d'entrée et une fois que le transistor se mettra à conduire, la tension de base suivra de près, au décalage de la tension de seuil près la tension de sortie. (En toute logique, c'est l'inverse, l'émetteur suit la base à la tension de seuil près).

On peut interpréter le phénomène en parlant contre-réaction. La boucle de contre-réaction est constituée de la sortie du circuit intégré, borne 7, des jonctions base-émetteur des transistors T₁ et T₃, de la résistance R₄ et de la résistance R₃, cette dernière ayant une extrémité mise à la masse en alternatif par le condensateur C₂.

Lorsque les jonctions base-émetteur des transistors T₁ et T₂ sont bloquées, les jonctions se comportent comme des résistances infinies puisqu'aucun courant ne les traverse. A ce moment, elles se comportent comme un isolant si bien que la boucle de contre-réaction est ouverte, il n'y a plus de contre-réaction et le gain du circuit intégré devient aussitôt très élevé ; il y a toujours une petite dissymétrie dans le circuit et la moindre variation de tension d'entrée sera amplifiée non pas avec le gain fixé par R₄ et R₃ mais par le gain en boucle

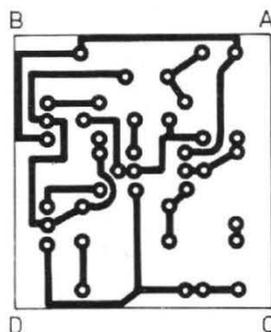


Fig. 7

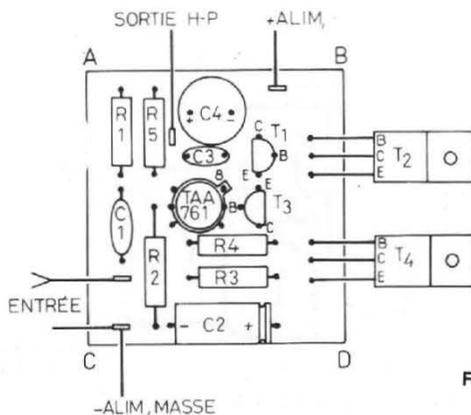
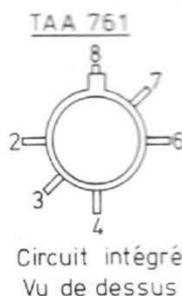


Fig. 8



ouverte du circuit intégré. Pour le TAA 761, il est d'environ 83 dB, il faudra donc une infime variation de tension à l'entrée du circuit pour que la tension de sortie franchisse les 0,6 V de seuil (12 mV à l'entrée suffisent). Il y aura donc toujours une petite distorsion due à cette transition qui n'est pas instantanée, mais cette distorsion, si elle est visible sur l'écran d'un oscilloscope est très brève, un filtre en sortie évitera qu'elle passe dans l'enceinte, où elle ne perturberait rien.

Par contre, il faut impérativement conserver à l'amplificateur sa rapidité d'action ; afin que la vitesse de la transition soit la plus brève possible et que les composantes HF dues au croisement soient à une fréquence très élevée.

Cette suppression de la polarisation continue permet d'éliminer les résistances d'émetteur des transistors de puissance et de gagner ainsi un peu de puissance, de plus, comme le courant de repos est nul, ces amplificateurs ne consomment qu'une énergie infime : nous avons mesuré pour un ampli de 16 W alimenté sous 26 V une intensité de 4,7 mA, un amplificateur traditionnel consommant au minimum 20 mA.

MODIFICATION POUR LES PURISTES

Notre premier amplificateur était imparfait ; le courant dans la résistance R_5 est

traversé par le courant du haut-parleur, ce courant est faible. C'est vrai, mais il suffit à créer une légère dissymétrie de la réponse du haut-parleur, un écrêtage plus précoce dans un sens. Le second point est la jonction des bases de deux drivers. Les figures 2a et 2b donnent deux solutions simples, l'une à partir de deux diodes, l'autre à l'aide d'un seul transistor. Une précaution à prendre, les éléments de compensation doivent impérativement être montés sur le radiateur, sinon, le courant de polarisation des transistors de puissance augmente rapidement et vous avez vite un amplificateur travaillant en classe A, ce qui n'était pas précisément le but de l'opération. Pour parfaire le système, on ajoutera des résistances d'émetteur qui agiront en

contre-réaction de courant. Nous n'avons pas expérimenté ce système, préférant limiter le nombre des composants même si nous avons un peu de distorsion de croisement.

SUPPRESSION DU COURANT CONTINU DANS L'ENCEINTE

La suppression du courant continu dans l'enceinte se paie par une autre augmentation du nombre des composants. Le branchement de la résistance R_5 au haut-parleur sert à réaliser un montage boot-trap ; ce montage consiste à ajouter à la tension continue de la résistance la tension

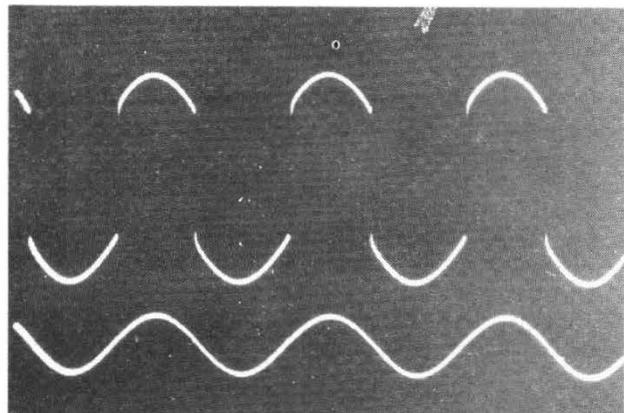


Photo C. - En haut : signal de sortie du circuit intégré. En bas : celui de l'amplificateur - l'écart entre les deux demi-sinusoides est égal à la tension de seuil des deux transistors drivers - On notera l'incidence de la distorsion de croisement.

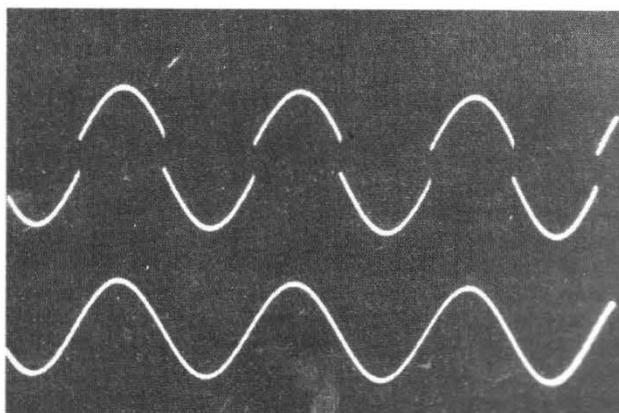


Photo D. - Signal de sortie à une puissance supérieure.

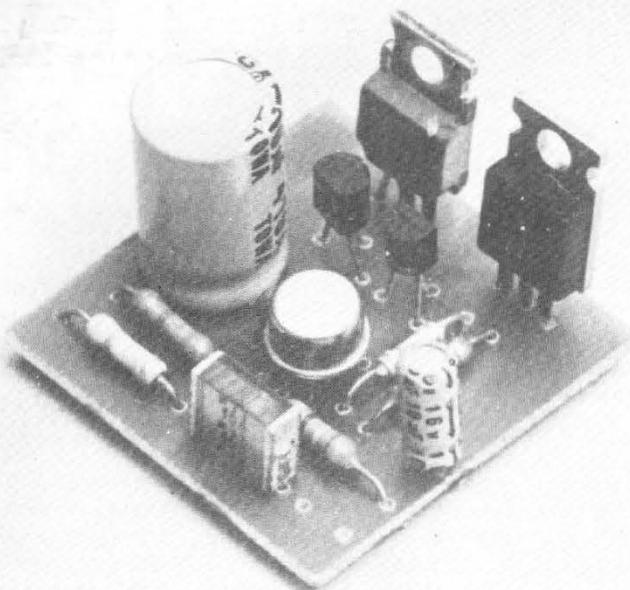


Photo E. - Le circuit imprimé câblé

alternative de sortie du haut-parleur. Cette formule sert à assurer en permanence un passage du courant au travers de la résistance R_5 . Dans le cas où cette résistance serait réduite à une valeur très faible pour les alternances positives du signal. Il existe une seconde solution pour résoudre le problème de cette suppression du courant dans l'enceinte. Elle consiste à diviser la résistance en deux sections et à superposer la tension de sortie par l'intermédiaire d'un condensateur. C'est la formule que nous trouvons figure 3. Le haut-parleur peut alors être branché entre la masse et la sortie de l'amplificateur par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison. La réponse d'un tel système est fonction de la fréquence, l'impédance du condensateur variant avec cette dernière.

La figure 4 donne une autre solution, inspirée de la technologie de fabrication des circuits intégrés. Il s'agit en effet de remplacer la résistance R_5 par un générateur de courant constant, quelle que soit la valeur de la tension de sortie, le courant de collecteur de T_5 sera constant, cette formule élimine le condensateur de bootstrap.

MONTAGE SYMETRIQUE

La symétrisation de l'alimentation permet d'éliminer le condensateur de sortie de l'amplificateur. On pourra également conserver le générateur de courant. La polarisation continue du point de repos sera assurée par la contre-réaction dont le taux est élevé en continu et fixé par la résistance R_3 en alternatif (fig. 5). Ce condensateur peut être supprimé, il pourra alors y avoir un léger courant dans l'enceinte. La compensation de ce courant est possible, mais elle exige une modification du circuit d'entrée suivant la figure 6. Le potentiomètre permet en effet de faire varier le potentiel continu de l'entrée positive. On mettra un milli-ampère-mètre en série avec l'enceinte et on réglera le curseur de façon à annuler le courant. Vous pourrez aussi ajouter le circuit de suppression de la distorsion de croisement ou encore une protection électronique, mais là, nous commençons à avoir un montage dont la simplicité est problématique.

PERFORMANCES

Bande passante : - 3 dB à 33 Hz, - 1 dB à 40 kHz, avec condensateur de liaison de $1\ 000\ \mu\text{F}$, la fréquence de coupure basse remonte à 66 Hz pour un condensateur de sortie de $470\ \mu\text{F}$.

La sensibilité d'entrée est de 350 mV pour la puissance de sortie maximale. La puissance de sortie à l'écrêtage est de 15 à 16 W environ, pour une tension d'alimentation de 26 V. Il est possible de remplacer le TAA 761 par un TAA 861 à condition de ne pas dépasser une tension d'alimentation de 20 V. En réalité, les circuits intégrés peuvent supporter une tension un peu supérieure à leur tension maximale, mais il ne vaut mieux pas tenter le diable et conserver une certaine marge de sécurité. On pourra augmenter avec le 761 la tension d'alimentation, ce qui permettra de tirer une puissance supérieure du montage, la plus grande prudence est recommandée, les circuits intégrés meurent très vite. Une bonne précaution à prendre : surveiller l'échauffement des transistors de sortie pour

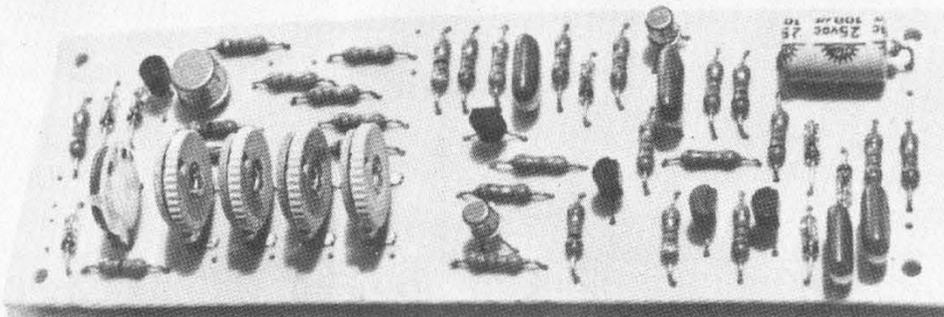
éviter les emballements et de temps en temps mettre le doigt sur le boîtier du circuit intégré pour jauger sa température.

Le taux de distorsion sur $4\ \Omega$ est de 0,08 % à la puissance maximale, sur $8\ \Omega$, le taux de distorsion passe à moins de 0,04 %. Aux fréquences basses, le taux de distorsion est fonction de la qualité du condensateur, on peut atteindre, avec le montage symétrique une valeur de 0,08 % à 50 Hz et sur $4\ \Omega$. L'intermodulation est une performance intéressante avec les amplificateurs symétriques. Ici, nous avons pu mesurer 0,15 %, ce qui est fort honorable. Le rapport signal sur bruit est de 98 dB, chiffre sans commentaire. Revenons un peu sur la distorsion pour dire qu'aux faibles niveaux et malgré l'absence de circuits de polarisation, la distorsion garde, pour 0,1 W la même valeur qu'à la puissance maximale.

CONCLUSIONS

L'amplificateur à circuit intégré est une réalité, avec un nombre vraiment réduit de composants, il est possible de construire un appareil dont les performances satisfont aux normes Hi-Fi en vigueur. Quant au prix de revient, il est d'une quarantaine de francs. C'est aussi une des performances intéressantes du système.

L'AUTOCONTRÔLEUR



Un appareil portatif pour :

- Mesurer le régime de votre moteur, et régler son ralenti.
- Mesurer l'angle d'ouverture des cames du rupteur.
- Vérifier l'état du condensateur ou de la bobine.
- Contrôler l'état de charge de la batterie.
- Tester la continuité des circuits électriques.

Le bon état, et le réglage correct des circuits d'allumage d'un moteur à explosion, conditionnent le fonctionnement de ce moteur, tant au point de vue des performances qu'à celui du rendement, qui joue sur la consommation.

Or les vérifications comme les mises au point, dans la plupart des cas, n'exigent qu'un peu de soin ou de patience, et sont à la portée de tous ceux que ne rebute pas un peu d'activité mécanique. Encore faut-il disposer d'un minimum d'instruments de mesures, car nos moteurs modernes s'accroissent difficilement de l'à peu près.

L'appareil dont nous proposons la réalisation, répond à la majorité des besoins, et joue vis-à-vis de l'atelier de mécanique automobile, un rôle voisin de celui du contrôleur universel au laboratoire d'électronique.

Nous décomposerons notre étude en trois parties essentielles. La première est un rappel des notions fondamentales d'électricité automobile, notamment pour ce qui cons-

titue les circuits d'allumage. Accessoirement, elle traitera aussi des batteries d'accumulateurs, et de leur charge.

Dans la deuxième partie, nous aborderons le vif du sujet, puisque « l'autocontrôleur » y sera décrit en détail, tant pour ce qui concerne le principe de son fonctionnement et sa structure théorique, que pour les étapes de sa fabrication et de sa mise au point.

Enfin, rien ne servant de posséder un appareil si on ne maîtrise pas pleinement son utilisation, nous donnerons pour finir des exemples pratiques d'application.

A - QUELQUES RAPPELS D'ÉLECTRICITÉ AUTOMOBILE

I - L'ALLUMAGE PAR RUPTEUR ET BOBINE

C'est le plus répandu des systèmes d'allumage, les dispositifs électroniques restant l'exception, et ne présentant d'ailleurs, à notre avis, qu'un intérêt discutable sur les voitures de tourisme.

La figure 1 regroupe tous les éléments d'un circuit d'allumage, dans le cas d'un moteur à quatre cylindres. Lorsque le contact est établi

par fermeture de l'interrupteur K, la batterie est branchée en série avec le primaire de la bobine (P), et les vis platinées V_1 et V_2 du rupteur. V_1 étant fixe, la position du contact mobile V_2 est commandée par la came, entraînée à partir de l'arbre du moteur par un système d'engrenages. A la montée du toucheau sur une bosse de la came correspond donc l'ouverture des vis platinées, tandis qu'à sa descente sur un plat de cette même came, correspond leur fermeture.

Dans ces conditions, le courant est périodiquement établi, puis supprimé, dans l'enroulement primaire de la bobine. La variation du flux brutale provoquée par chaque ouverture du circuit, entraîne la naissance d'une impulsion de tension aux bornes de l'enroulement secondaire. La bobine se comportant comme un transformateur élévateur de rapport élevé, l'amplitude de cette impulsion atteint plusieurs dizaines de kilowatts.

Un distributeur, entraîné solidement avec la came du rupteur, permet d'aiguiller

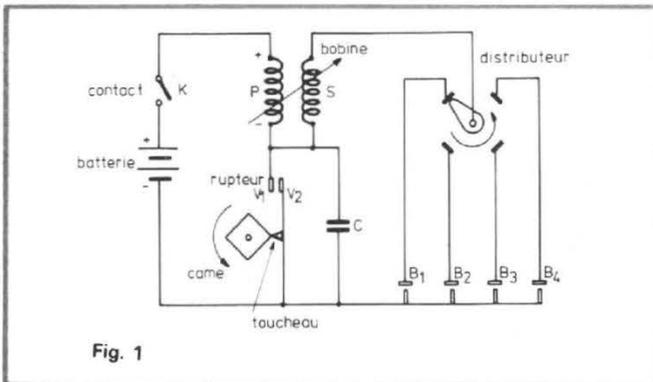


Fig. 1

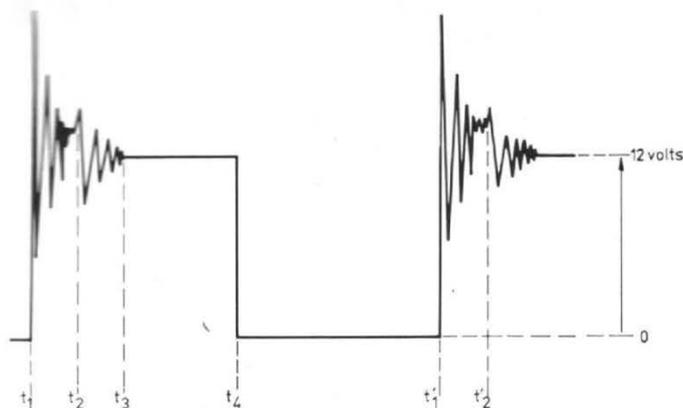


Fig. 2

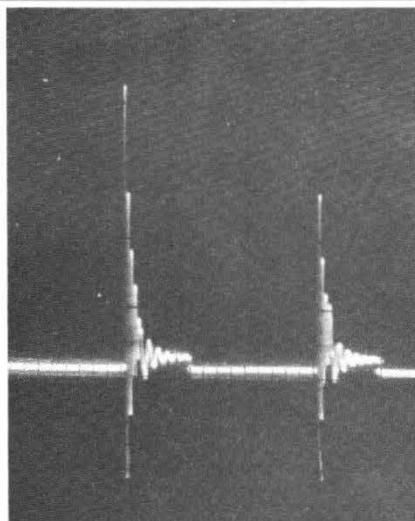


Fig. 3

successivement la tension secondaire vers chacune des bougies B_1 , B_4 , dont l'une des électrodes est reliée à la masse. Chaque ouverture du rupteur donne finalement une étincelle dans le cylindre qui arrive en fin de compression, et y détermine la combustion du mélange air-essence élaboré dans le carburateur.

Pour que l'ouverture du circuit primaire soit franche, il convient d'éliminer l'étincelle due à l'extra-courant de rupteur. Celle-ci, en effet, prolonge la durée de passage du courant. En même temps, elle provoque une détérioration rapide des vis platinées V_1 et V_2 . On absorbe donc cette étincelle dans le condensateur C branché en parallèle sur les contacts du rupteur.

II - LES DIFFÉRENTS SIGNAUX ÉLECTRIQUES

1) Tension aux bornes du rupteur :

Supposons qu'il s'agisse d'un moteur à quatre cylindres : c'est le cas de la figure 1, et la came présente alors quatre bossages. A l'exception de l'orientation des tensions secondaires vers les différentes bougies, le cycle se reproduit, identique à lui-même, chaque fois que le rupteur tourne de 90° (1/4 de tour).

La figure 2 illustre les variations de la tension observée entre les vis V_1 et V_2 ,

donc entre V_1 et la masse. A l'instant t_1 , le rupteur vient de s'ouvrir, interrompant brutalement le courant dans le primaire P de la bobine, et créant ainsi une surtension au secondaire, donc une étincelle dans l'une des bougies. Cette étincelle se prolonge pendant tout l'intervalle $t_1 t_2$. Dans ces conditions, le primaire de la bobine et le condensateur C forment un circuit oscillant, et des oscillations de haute fréquence, amorties, apparaissent aux bornes du condensateur. Les caractéristiques du circuit sont d'ailleurs influencées par le secondaire de la bobine, refermé à travers l'étincelle de la bougie.

A partir de l'instant t_2 , la tension secondaire est devenue trop faible pour entretenir l'étincelle, qui s'interrompt. Ceci modifie brusquement les caractéristiques du circuit oscillant, et un nouveau régime d'oscillations prend naissance. Il s'amortit d'ailleurs rapidement, et on peut le considérer comme terminé à l'instant t_3 . A partir de là, la différence de potentiel entre V_1 et la masse, constante, est égale à la tension de la batterie, soit 12 volts dans notre exemple.

A l'instant t_4 , la came du rupteur ayant tourné d'un angle suffisant, les vis platinées se referment, court-circuitant le condensateur : la tension devient donc nulle,

jusqu'à l'instant t'_1 où un second cycle débute.

La photographie de la figure 3, prise sur un oscilloscope branché aux bornes du rupteur, reprend les renseignements fournis par la figure 2. Comme il s'agissait d'une batterie de 12 volts, on peut constater que les surtensions au primaire atteignent 400 à 500 volts crête à crête.

2) Angle de came et Dwell :

Examinons plus en détail les mouvements de la came d'un rupteur, et des vis platinées, dans le cas d'un moteur à quatre cylindres (figure 4). Dans cette figure, le rupteur est ouvert, le touchant passant sur la bosse A de la came. En fait, l'ouverture a commencé au point B, et la fermeture interviendra au point C.

L'instant de passage du toucheau au point B est donc l'instant t_1 de la figure 2, et celui du passage au point C est l'instant t_4 . Au point D interviendra l'ouverture suivante, qui correspond à l'instant t'_1 de la figure 2. On peut donc établir une correspondance entre la rotation de la came et le diagramme de la figure 2, l'intervalle t_1, t'_1 correspondant à 90° . L'angle φ_1 de la figure 4 est l'angle d'ouverture, tandis que φ_2 est l'angle de fermeture, souvent appelé angle de came. Dans la plupart des moteurs à 4 cylin-

dres, l'angle de came est voisin de 55° .

Le Dwell n'est autre que l'expression de l'angle de came sous forme d'un rapport :

$$\text{Dwell} = \frac{\varphi_2}{90^\circ}$$

On voit, par exemple, qu'à un angle de came de 55° correspond un Dwell de 61.

3) Tensions à la bougie :

Bien que l'étude de ces tensions ne soit pas nécessaire à la compréhension du fonctionnement de l'autocontrôleur, nous pensons qu'elle peut intéresser le lecteur.

On retrouve, dans la figure 5, les différentes étapes de la figure 2. A l'instant t_1 , l'étincelle débute, et dure pendant tout l'intervalle $t_1 t_2$, sous forme d'oscillations à haute fréquence rapidement amorties. A partir de t_2 , et jusqu'à t_3 , les oscillations du circuit primaire donnent ici, par induction mutuelle, un nouveau régime transitoire.

En t_3 , instant de la fermeture des contacts du rupteur, l'établissement du courant dans le circuit primaire engendre une nouvelle surtension au secondaire, de polarité inverse. Mais l'établissement du courant primaire étant moins rapide que sa disparition, la tension inverse n'atteint pas la tension d'ionisation, et il n'y a pas d'étincelle à la bougie.

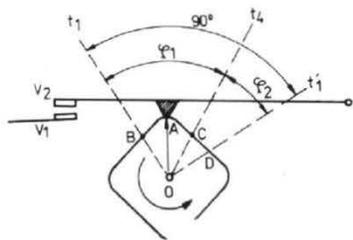


Fig. 4

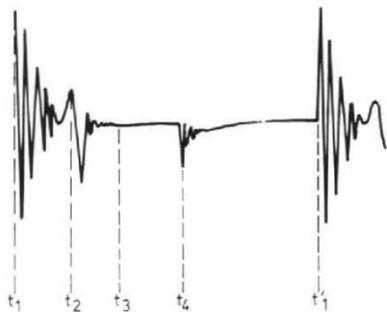


Fig. 5

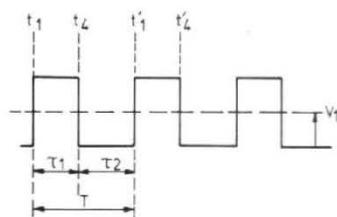


Fig. 7

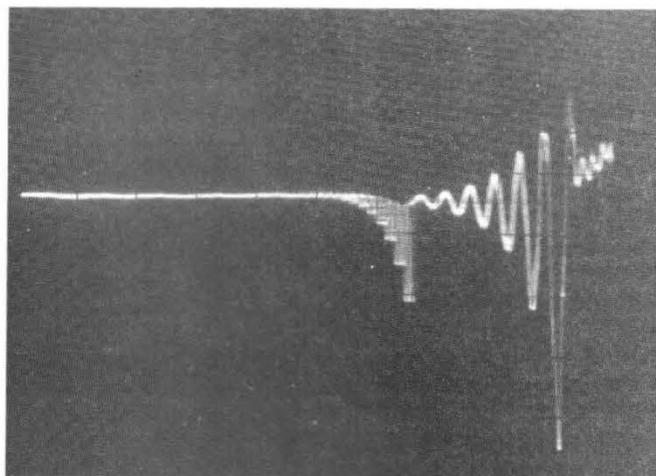


Fig. 6

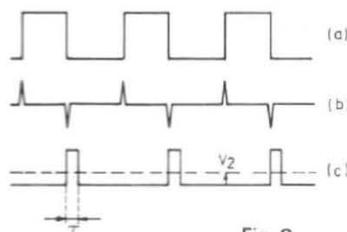


Fig. 8

Enfin, en t'_1 , un nouveau cycle recommence. Nous avons pu observer un oscillogramme de ces tensions, dont nous donnons la photographie en figure 6. Ayant dû prélever le signal par une liaison capacitive de fortune, nous l'avons déformé, et il diffère quelque peu de celui de la figure 5.

III - MESURE DES VITESSES DE ROTATION ET DES ANGLES DE CAME

Le principe de cette mesure repose sur l'utilisation des tensions aux bornes du rupteur, que nous venons d'analyser.

Supposons qu'un procédé quelconque (nous verrons lequel dans un paragraphe ultérieur), permette de débarrasser ces signaux de leurs oscillations parasites à haute fréquence, il ne reste plus alors que des créneaux rectangulaires, comme ceux de la figure 7. Or ces signaux contiennent deux informations. D'une part, leur période T (ou leur fréquence $f = 1/T$), est proportionnelle à la vitesse de rotation du rupteur, donc à

celle du moteur. D'autre part, leur rapport cyclique renseigne sur le Dwell, ou sur l'angle de came. En effet, le Dwell n'est autre que le rapport :

$$d = \frac{\tau_2}{\tau_1 + \tau_2}$$

si on appelle τ_1 la durée de chaque ouverture, et τ_2 celle de chaque fermeture.

L'appareil destiné aux mesures de vitesses de rotations et d'angles de came, devra donc être capable de mesurer la fréquence et le rapport cyclique des créneaux.

1) Mesure de l'angle de came :

Cette information peut être directement prélevée dans le signal de la figure 7. Supposons en effet que nous fixions rigoureusement, et que nous maintenions constante, l'amplitude de ces signaux. Leur tension moyenne v_1 est alors proportionnelle au rapport

$$\frac{\tau_2}{T}$$

et ne dépend pas du tout de la fréquence.

La mesure de l'angle de came se fait donc par intégration des créneaux, suivie d'une lecture de la tension continue v_1 .

2) Mesure de la vitesse de rotation :

Il nous faut maintenant trouver une tension continue qui soit proportionnelle à la fréquence des créneaux, mais ne dépende pas de leur rapport cyclique. Il s'agit là d'un problème classique, dont la solution est illustrée par la figure 8.

Une différenciation des créneaux donne des impulsions fines, alternativement en lancée positive et en lancée négative (ligne b). On utilise les impulsions négatives pour déclencher un monostable, qui, à chacune de ces impulsions, délivre à son tour un créneau, mais de durée τ connue et parfaitement constante (ligne c). La valeur moyenne de la tension obtenue par intégration de ce dernier signal, dépend alors uniquement de la fréquence, et plus du tout du rapport cyclique des créneaux d'origine.

B - ETUDE ET RÉALISATION DE L'AUTOCONTRÔLEUR

I - LE SYNOPTIQUE DE L'APPAREIL

Le schéma synoptique de l'autocontrôleur est indiqué dans la figure 9. Au point d'entrée A, on applique les signaux en provenance du rupteur, et dont nous avons rappelé l'allure dans la figure 2.

Il est d'abord nécessaire de débarrasser ces tensions de leurs oscillations parasites, dont on sait que l'amplitude atteint plusieurs centaines de volts : ils risqueraient à la fois de provoquer des déclenchements intempestifs dans les bascules, et d'entraîner les destructions des transistors de l'appareil. Pour cette raison, l'entrée est suivie d'un filtre passe-bas.

Un trigger de Schmidt met alors ces signaux en forme, les transformant en créneaux rectangulaires à montée

brève, et surtout d'amplitude parfaitement définie et constante, puisque fixée par la tension d'alimentation de l'appareil et par les valeurs des composants du trigger.

Les créneaux disponibles au point c sont ensuite différenciés : en D, on recueille donc de fines impulsions, alternativement en lancée positive et en lancée négative. Les impulsions négatives déclenchent une bascule monostable. A la sortie de celle-ci, en E, on dispose donc à nouveau de créneaux positifs dont l'amplitude est constante, et surtout dont la durée ne dépend que de la constante de temps du monostable, et non de la fréquence d'ouverture du rupteur.

Par intégration des tensions du point C, on obtient un signal continu, proportionnel au rapport défini dans la première partie : la position 1 du commutateur K correspond donc aux mesures de Dwell, ou d'angle d'ouverture.

L'intégration des créneaux recueillis en E donne, de son côté, une tension continue

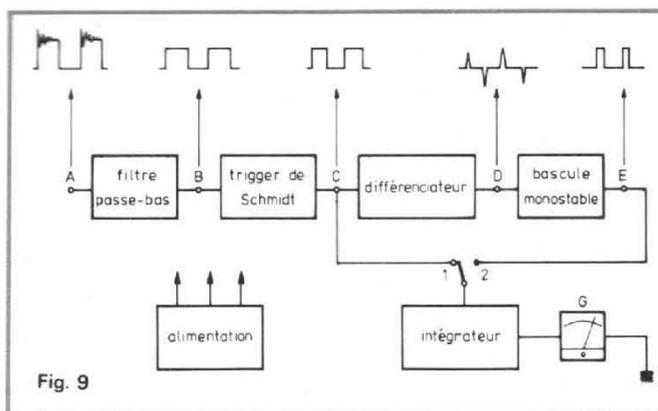


Fig. 9

proportionnelle à la fréquence des ouvertures du rupteur, donc à la vitesse de rotation du moteur. La position 2 du commutateur K correspond ainsi à la fonction « compte-tours » de l'appareil.

L'ensemble est évidemment complété par une alimentation qui, pour garantir la constance d'amplitude des divers signaux rectangulaires, doit être stabilisée.

Les dernières fonctions (voltmètre, testeur de continuité de circuit, contrôle des condensateurs), seront détaillées dans le schéma définitif.

II - SCHÉMA COMPLET DE L'AUTOCONTRÔLEUR

On le trouvera dans la figure 10. Examinons d'abord la partie essentielle, c'est-à-dire les circuits du compte-tours et du mesureur d'angle de came.

Le filtre passe-bas comporte deux résistances R_1 et R_2 de $2,2 \text{ k}\Omega$, associées aux condensateurs C_1 et C_2 de 100 nF . Cette entrée accepte indifféremment les signaux en provenance d'un véhicule alimenté sous 12 volts ou sous 6 volts. En effet, de

toute façon, les créneaux résiduels à la sortie de R_2 , sont écrêtés par l'ensemble des trois diodes $1 \text{ N } 914$ D_1, D_2 et D_3 . Ils n'ont donc, sur la base du transistor T_1 , qu'une amplitude limitée à 2 volts environ.

La bascule de Schmidt met en œuvre les transistors T_1 et T_2 , NPN de type BC 317. La réaction positive, caractéristique de ce type de bistable, est obtenue par la résistance R_3 de 120Ω , commune aux deux émetteurs. A partir du collecteur de T_1 , chargé par la résistance R_4 de $1,2 \text{ k}\Omega$, les tensions parviennent sur la base de T_2 à travers le diviseur formé des résistances R_5 de $2,7 \text{ k}\Omega$ et R_6 de $4,7 \text{ k}\Omega$. Les créneaux, mis en forme, apparaissent sur le collecteur de T_2 , au pied de la résistance R_7 de $1 \text{ k}\Omega$.

On pourrait songer à utiliser directement ces créneaux pour la mesure des angles d'ouverture. Malheureusement, comme le montre la figure 11, leur palier inférieur ne se situe pas au niveau zéro, à cause de la chute de tension

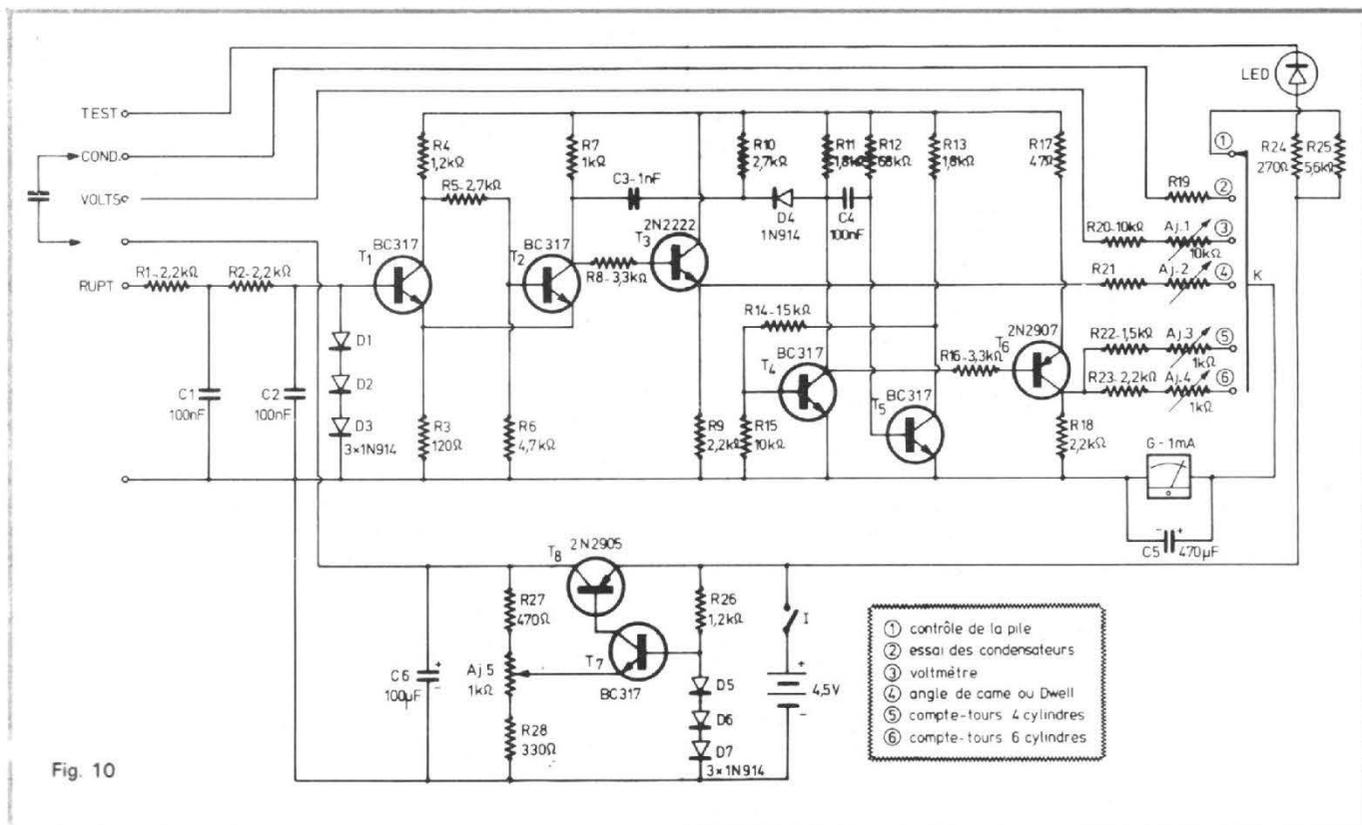


Fig. 10

dans la résistance R_3 d'une part, et d'autre part de la tension collecteur-émetteur du transistor T_2 à l'état de saturation.

Pour ces raisons, on reprend les signaux rectangulaires à travers un autre transistor NPN T_3 , de type 2N 2222, dont la base est excitée, depuis le collecteur de T_2 , par la résistance R_8 de 3,3 k Ω . Les paliers inférieurs des créneaux recueillis sur l'émetteur de T_3 , aux bornes de la résistance R_9 de 2,2 k Ω , se situent bien maintenant au niveau zéro, grâce à la chute de tension base-émetteur de ce transistor.

D'autre part, les signaux de collecteur de T_2 subissent une différenciation dans la cellule constituée du condensateur C_3 de 1 nF. et de la résistance R_{10} de 2,7 k Ω . Au point commun à ces deux composants, on trouve donc de fines impulsions, alternativement en lancée positive et en lancée négative : elles serviront à déclencher le monostable.

Ce dernier met en jeu deux transistors NPN, T_4 et T_5 , tous les deux de type BC 317. A l'état stable, T_5 est saturé, grâce à la résistance de base, R_{12} , de 68 k Ω . La tension est donc pratiquement nulle au pied de R_{13} (1,8 k Ω), sur le collecteur de T_5 . Comme la base de T_4 est polarisée par l'intermédiaire des résistances R_{14} de 15 k Ω et R_{15} de 10 k Ω montées en diviseur de tension, il en résulte que T_4 est normalement bloqué.

Chaque impulsion négative parvenant au point commun à C_3 et R_{10} , est transmise au collecteur de T_4 , chargé par la résistance R_{11} de 1,8 k Ω , grâce à la diode 1N 914 D_4 . Cette impulsion déclenche le basculement du circuit monostable, qui passe dans l'état T_4 conducteur et T_5 bloqué. La durée de cet état pseudo stable dépend de la constante de temps $R_{12} \cdot C_4$. Avec les valeurs choisies ($C_4 = 100$ nF), cette durée est égale à 4 ms. Ensuite, le système revient dans son état stable, où il reste jusqu'à ce

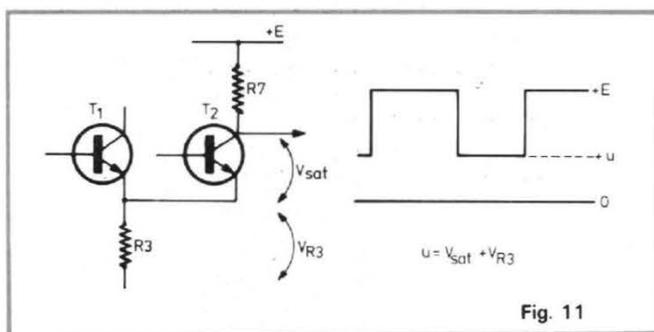


Fig. 11

qu'une nouvelle impulsion, appliquée par D_4 , le déclenche.

Comme précédemment, les créneaux sont repris par un transistor, cette fois un PNP de type 2N 2907, T_6 , excité à travers la résistance R_{16} de 3,3 k Ω . L'émetteur de T_7 rejoint le « plus » de l'alimentation par la résistance R_{17} de 47 Ω , et son collecteur est chargé par la résistance R_{18} de 2,2 k Ω .

Mesure des angles de came :

Nous avons vu, dans la partie théorique débutant cet article, que cette mesure se ramenait à celle de la tension moyenne des créneaux du rupteur, débarrassés de leurs oscillations parasites et stabilisés en amplitude.

Dans le schéma de la figure 10, le trigger de Schmidt redonne à sa sortie, sur le collecteur de T_2 , des créneaux en phase avec ceux du rupteur. Compte-tenu de l'inversion apportée par T_3 , on retrouve finalement, sur le collecteur de ce dernier transistor, des créneaux en opposition de phase avec ceux du rupteur : les paliers supérieurs y correspondent à la fermeture des vis platines. Ainsi, après intégration, la tension moyenne est directement proportionnelle à l'angle de fermeture, c'est-à-dire à l'angle de came.

Cette intégration est obtenue dans la position 4 du commutateur K, grâce à la résistance R_{21} , à la résistance ajustable AI_2 , et au condensateur électrochimique C_5 de 470 μ F. AI_2 permet de régler la sensibilité pour ajuster la fin d'échelle à

un Dwell de 1, c'est-à-dire à un angle de came de 90° pour un moteur à 4 cylindres, ou de 60° pour un moteur à 6 cylindres.

Nous avons gradué l'échelle correspondante du galvanomètre en Dwell, et non un angle de came : ceci permet de disposer d'une seule échelle pour les moteurs de 4 ou de 6 cylindres.

Mesure des vitesses de rotation

Il s'agit, cette fois, d'intégrer les signaux recueillis sur le collecteur de T_6 . Cette opération s'effectue dans les positions 5 et 6 du commutateur K, pour les moteurs à 4 cylindres et à 6 cylindres respectivement.

On sait, en effet, que chaque cylindre est soumis à un allumage une fois tous les deux tours, en fin de cycle de compression. A chaque tour, il y a donc au total deux allumages dans le cas d'un 4 cylindres, et trois dans le cas d'un 6 cylindres. Les résistances R_{22} et AI_3 d'une part (1,5 k Ω et 1 k Ω), R_{23} et AI_4 d'autre part (2,2 k Ω et 1 k Ω), permettent d'ajuster la sensibilité sur chaque échelle.

L'alimentation de l'autocontrôleur

L'alimentation s'effectue très simplement à partir d'une seule pile de 4,5 volts, du modèle standard pour lampes de poche. Toutefois, pour que les mesures ne dépendent pas du degré d'usure de cette pile, nous avons prévu une stabilisation à une tension finale de 3,5 volts.

La mise en service s'effectue à l'aide de l'interrupteur

I, une tension de référence de 2 volts est obtenue grâce à la mise en série des trois diodes D_5 , D_6 et D_7 , toutes de 1N 914, et alimentées à travers la résistance R_{26} de 1,2 k Ω . Cette tension de référence est appliquée sur la base du transistor NPN T_7 , de type BC 317, qui travaille en comparateur, puisque son émetteur reçoit une partie de la tension de sortie, déterminée par le pont des résistances R_{27} de 470 Ω et R_{28} de 330 Ω , et de la résistance ajustable AI_5 de 1 k Ω . Cette dernière permet de régler la tension de sortie lors de la mise au point.

Le transistor ballast est un PNP, T_8 , de type 2N 2905. Enfin, un condensateur C_6 de 100 μ F (tension de service 15 volts ou plus), filtre la sortie.

Les autres dispositifs de l'autocontrôleur

Disposant d'un appareil capable de mesurer les vitesses de rotation et les angles de came, il était facile de le compléter par quelques dispositifs annexes simples, mais utiles pour la mise au point ou le contrôle de divers organes électriques de la voiture.

Le premier de ces dispositifs est un voltmètre, dont la déviation à pleine échelle correspond à une tension d'entrée de 15 volts. La fonction voltmètre est obtenue dans la position 3 du commutateur K, l'entrée « volts » étant alors reliée au galvanomètre à travers la résistance fixe R_{20} de 10 k Ω , et la résistance ajustable AI_1 de 10 k Ω , destinée au réglage de la sensibilité.

Un circuit dit de « test » permet de contrôler la continuité des circuits du véhicule, par exemple pour s'assurer de l'existence d'une mise à la masse. Il utilise une diode électroluminescente, alimentée à partir des 4,5 volts de la pile, à travers la résistance R_{29} de 270 Ω . Le fonctionnement de ce dispositif est évident : si le circuit branché entre la borne « test » et la masse est conducteur, un courant cir-

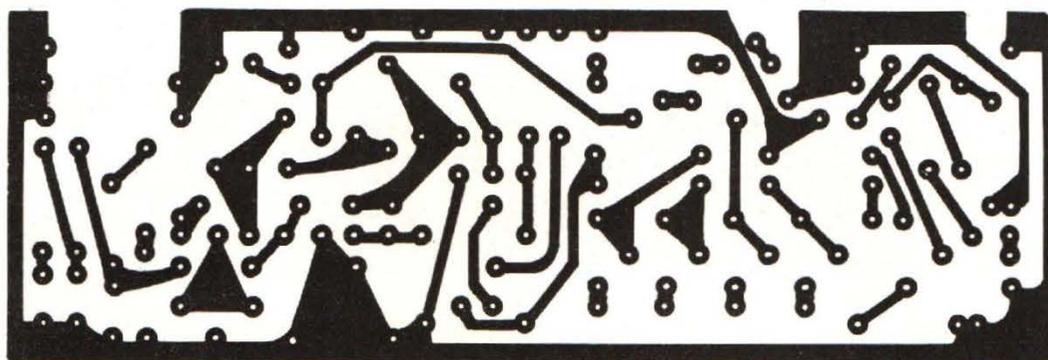


Fig. 12

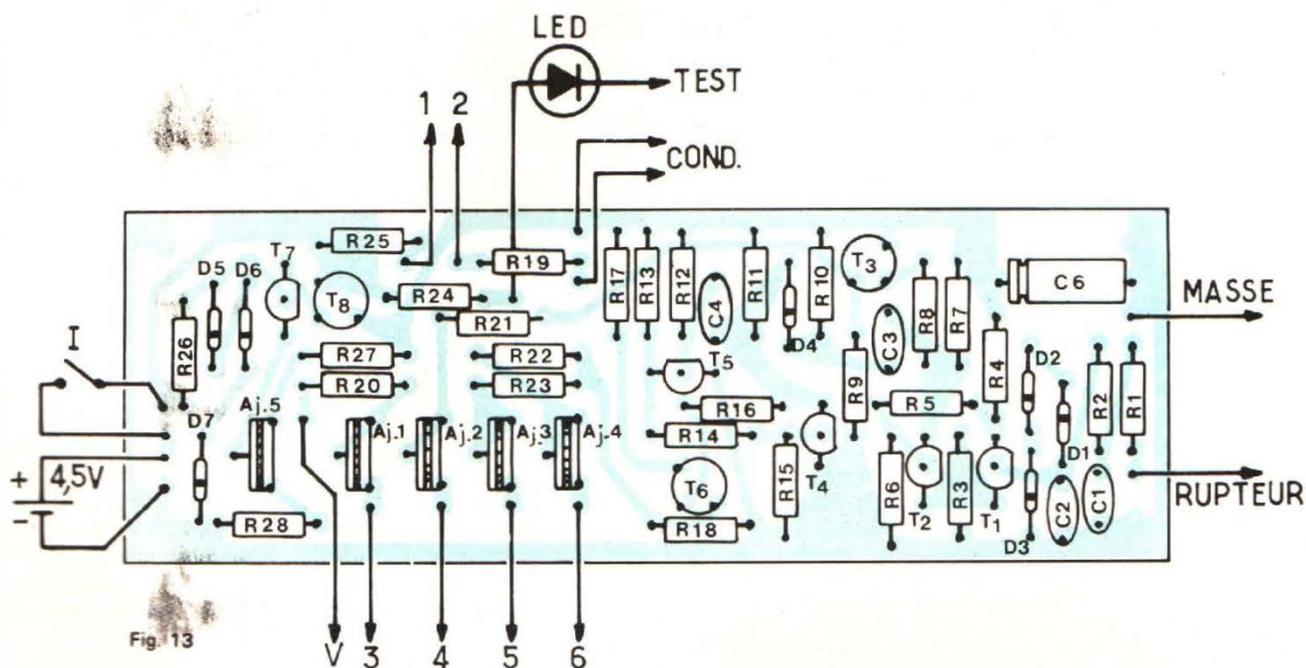


Fig. 13

cule dans la diode, qui s'illumine. Cette même diode reste éteinte dans le cas contraire.

Enfin, le dernier contrôle prévu est celui des condensateurs. Comme il s'agit en fait de vérifier si ceux-ci ne sont pas en court-circuit, le dispositif correspondant s'apparente à un ohmmètre. Le condensateur essayé est branché entre le +3,5 volts et la borne « condensateur ». Le circuit se referme à travers la résistance R_{19} de 470Ω . Dans ces conditions, le milieu de l'échelle du galvanomètre (dont la sensibilité est 1 mA),

correspond à une résistance de $3 k\Omega$.

Le contrôle de la pile

Compte-tenu de la stabilisation de l'alimentation, l'autocontrôleur peut fonctionner avec une pile dont la tension est comprise entre 5 volts (cas d'une pile neuve et de fabrication récente) et 4 volts. En dessous de cette valeur, il faut procéder au remplacement.

Le contrôle de l'usure de la pile s'effectue dans la position 1 du commutateur K. Le galvanomètre travaille alors en voltmètre, avec une sensibi-

lité voisine de 6 volts, déterminée à la fois par la résistance R_{25} de $5,6 k\Omega$, et par la résistance interne de l'appareil de mesure.

III - LE CIRCUIT IMPRIMÉ ET SON CÂBLAGE

Le dessin du circuit imprimé, vu à l'échelle 1 par sa face cuivrée, est donné à la figure 12. La figure 13 précise le schéma d'implantation des composants. Elle est complétée par la photographie de titre de la page 225.

On veillera, lors du câblage, à ne pas inverser le brochage des transistors BC 317, dont les trois sorties sont alignées. Leur ordre est repéré en clair sur le boîtier. Il faudra aussi veiller, naturellement, à la polarité des diodes, et à celle des condensateurs électrochimiques.

Notons à ce propos que le condensateur C_5 n'est pas monté sur le circuit, mais directement aux bornes du galvanomètre, comme nous le verrons plus loin.

(à suivre)
R. RATEAU

L'ADAPTATEUR POUR OSCILLOSCOPE



TTL TEST - O - SCOPE

BEAUCOUP de nos lecteurs suivent avec intérêt les divers articles consacrés aux circuits logiques. Nous avons donc mis au point le test - 0 - scope, appareil permettant de visualiser l'ensemble des signaux à l'entrée et la sortie de circuits logiques, de façon à rendre parfaitement compréhensible la fameuse « table de vérité », par présentation de la forme des signaux sur un oscilloscope.

Il s'agit d'un montage simple, dont nous conseillons vivement la réalisation par tous les lecteurs désireux d'entreprendre l'étude des circuits logiques avec succès et de jongler facilement ensuite avec les portes, bascules, décades et autres diviseurs.

DANS le numéro 1511 du 15 juillet 1975 du H.-P., nous vous avons proposé un banc de test TTL Testmatic qui nous permet de vérifier, par comparaisons avec des CI étalon, les CI TTL afin de s'assurer de leur bon état dans des conditions normales de fonctionnement.

L'objet de cette description est un moyen complémentaire d'investigation sur le fonctionnement de montages réalisés avec de tels CI.

Avec l'appareil proposé, nous pourrions voir, simultanément sur l'écran d'un oscil-

loscope simple trace, jusqu'à quatre signaux différents issus de système analysé donc de mieux comprendre son fonctionnement.

Bien entendu, cet appareil ne prétend pas se substituer aux appareils de mesure professionnels mais sera valable dans un grand nombre de cas susceptibles de se présenter à l'amateur.

Le système pourra permettre d'observer, avec un oscilloscope à commutateur électronique ou à deux faisceaux, jusqu'à huit voies comme nous le précisons plus loin.

DESCRIPTION GÉNÉRALE (fig. 1)

Le principe retenu pour cette réalisation est analogue à celui du classique commutateur électronique d'oscilloscope.

Comme nous nous sommes volontairement limités à l'analyse de signaux TTL logiques, nous n'avons pas eu à réaliser d'amplificateurs de mesure délicats à mettre au point.

Comme l'indique la figure 1, le montage comprend :

1) 1 générateur de signaux comprenant :

- l'avance pas à pas,
- l'oscillateur traces,
- le compteur/décodeur.

2) 1 générateur de traces.

3) 1 (ou 2) commutateur à quatre entrées.

4) 1 amplificateur de mélange comprenant :

- 1 amplificateur traces,
- 1 (ou 2) amplificateur de signaux.

Le commutateur nombre de traces nous permet de sélectionner le nombre de traces nécessaires, 2, 3 ou 4.

Les entrées en service en fonction du nombre de traces visualisées par l'allumage de diodes « LED ».

Le générateur de signaux permet une avance pas à pas pour explorer les entrées, les uns après les autres (la diode LED correspondante indique alors l'entrée choisie).

Un réglage d'espacement des traces est également prévu ainsi qu'un potentiomètre permettant de régler la hauteur des signaux sur l'écran de l'oscilloscope.

LE GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX

L'oscillateur à fréquence réglable (fig. 2) :

Cet oscillateur, dont la fréquence peut varier d'environ

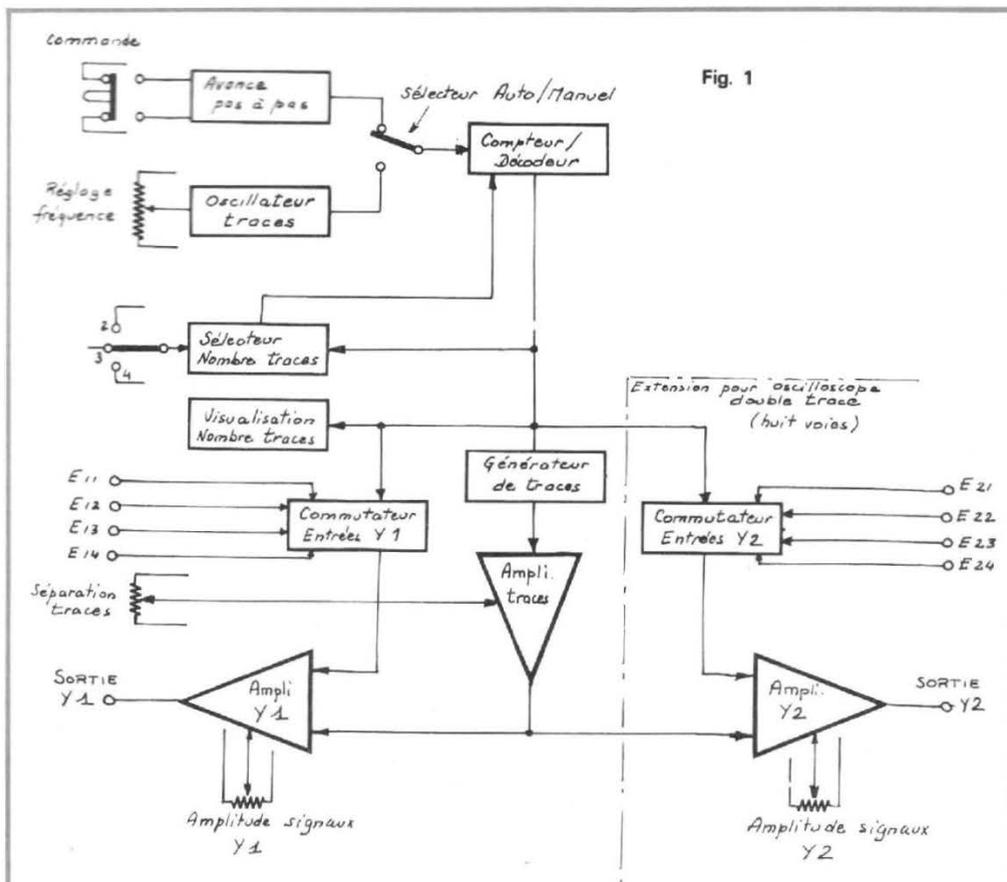


Fig. 1

TTL TEST-O-SCOPE : synoptique

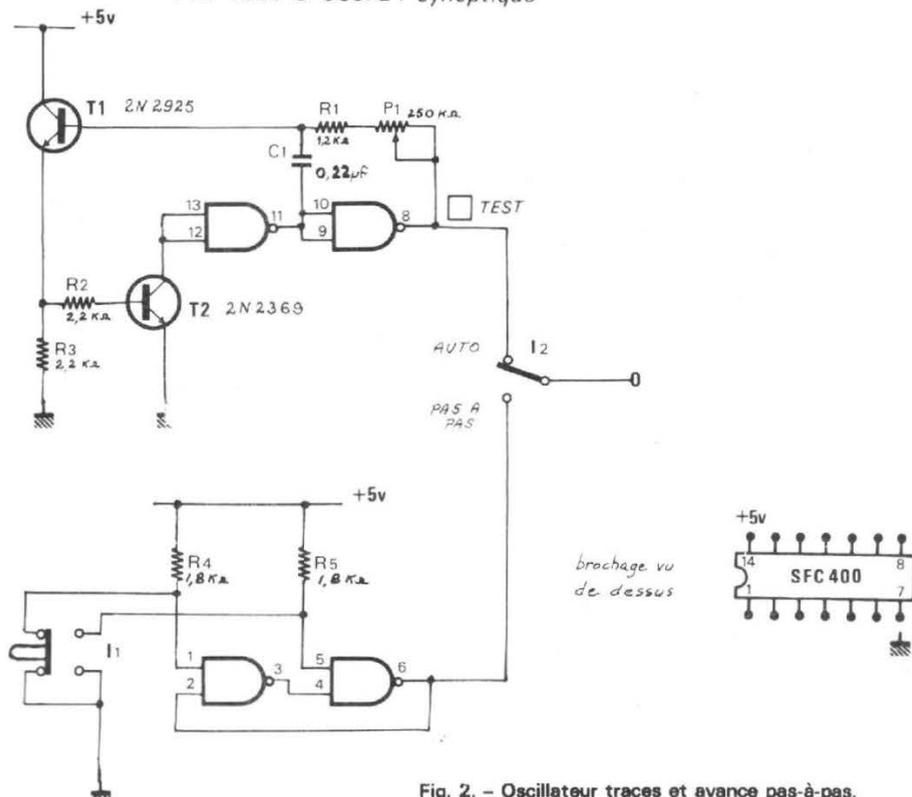


Fig. 2. - Oscillateur traces et avance pas-à-pas.

13 Hz à 1 750 Hz par la variation du potentiomètre P₁ est réalisé à partir d'un demi SFC 400 comme l'indique la figure 2.

Le transistor T₁, à grand gain, permet une variation importante de P donc une plage de fréquence élevée. Le transistor T₂ a été choisi pour ses caractéristiques de commutation.

Le circuit d'avance pas à pas (fig. 2) :

Ce circuit est un générateur d'impulsion sans rebondissement commandé par le poussoir I₁ et dont le schéma est donné également figure 2. Il utilise l'autre moitié du SFC 400 utilisé pour réaliser l'oscillateur.

L'ensemble compteur binaire-décodeur (fig. 3) :

Les signaux issus, soit de l'oscillateur, soit de l'avance pas à pas sont envoyés, via l'inverseur I₂, sur l'entrée Ai d'un compteur 4 bits SFC 493 dont la sortie A est reliée à l'entrée BDi de façon à réaliser le comptage par 16.

Les sorties codées binaires ABC (la sortie de D n'est pas utilisée) de ce CI sont envoyées sur les entrées ABC du SFC 442, décodeur BCD/Décimal. La figure indique le diagramme de fonctionnement des SFC 493 et SFC 442.

Nous inversons les sorties 0, 1, 2, 3 et 4 du SFC 442 avec cinq éléments d'un SFC 404 (sextuple inverseur). Comme indiqué figure 3. Les autres sorties ne sont pas utilisées.

Les sorties 2, 3 et 4, après inversion sont envoyées sur un commutateur à un circuit et trois positions (sans court-circuit), le curseur étant relié aux deux entrées de Raz du SFC 493, lesquelles entraînent le recyclage à 0 du compteur quand elles passent au niveau logique 1.

Quand le curseur du commutateur est sur la position correspondant à la sortie 4 inversée du SFC 442, l'apparition d'un niveau 1 sur celle-ci entraînera immédiatement la

RAZ du compteur et celui-ci comptera seulement 0, 1, 2 et 3 ; si le curseur est sur la sortie 3 inversée, le compteur effectuera le cycle 0, 1 et 2 ; si le curseur est sur la sortie 2 inversée, le compteur effectuera le cycle 0 et 1.

La table de fonctionnement de la figure 5 illustre ces trois cas de figure.

LE GENERATEUR DE TRACES (Fig. 7)

Pour obtenir des traces séparées sur l'oscilloscope comme nous le verrons plus loin, il faut appliquer des niveaux continus différents sur son entrée verticale. Pour cela nous allons réaliser un générateur de tension en marches d'escaliers.

Pour y parvenir, nous utiliserons les propriétés des CI SFC 401, quadruple portes NAND à collecteurs ouverts.

Ces circuits offrent en particulier la possibilité de réaliser des fonctions OU-câblées en reliant les sorties entre elles sans danger pour les CI, comme le montre le schéma électrique de la figure 6, la résistance de charge du collec-

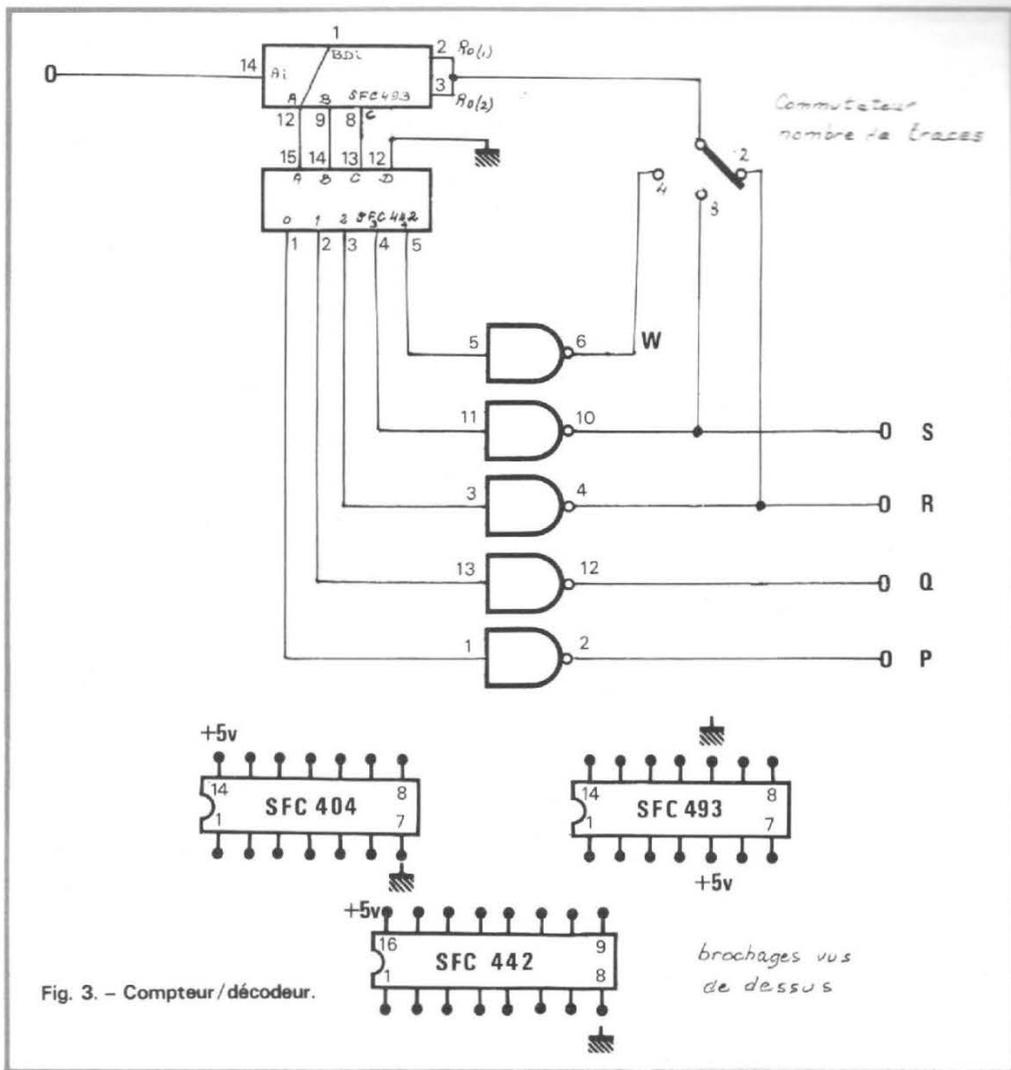


Fig. 3. - Compteur/décodeur.

Fig. 5 : Table de fonctionnement du circuit selon le nombre de traces.

Fig. 4 : Table de vérité de l'ensemble SFC 493 - SFC 442

RAZ	Ai	SFC 493				SFC 442									
		A	B	C	D	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1		0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
	2	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
	3	1	1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
	4	0	0	1	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
	5	1	0	1	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
	6	0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
	7	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
	8	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
	9	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
	10	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	11	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	12	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	13	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	14	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	15	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Position commutateur	Imp. sur Ai	Sorties du SFC 493 A B C	Sorties du SFC 442								RAZ 1 + 2	Traces				
			directes				inversées									
			0	1	2	3	4	P	Q	R			S			
4 traces	0	0 0 0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1
	1	1 0 0	1	0	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	2
	2	0 1 0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	0	0	3
	3	1 1 0	1	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	4
3 traces	4	0 0 1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	Position instable
		0 0 0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	RAZ
	0	0 0 0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1
	1	1 0 0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	2
2 traces	2	0 1 0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	0	0	3
		0 0 0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	Position instable
	0	0 0 0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	RAZ

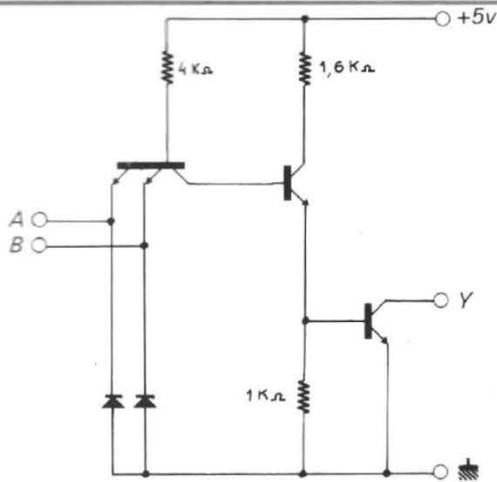
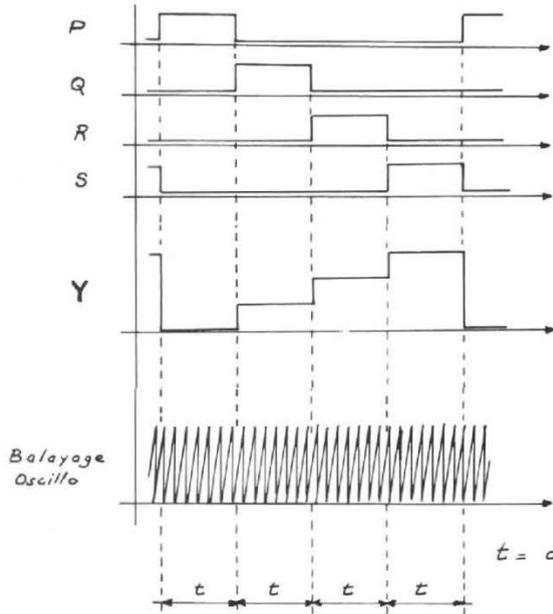


Fig. 6. - SFC 401 - Schéma électrique.



$t = \text{durée de chaque trace}$

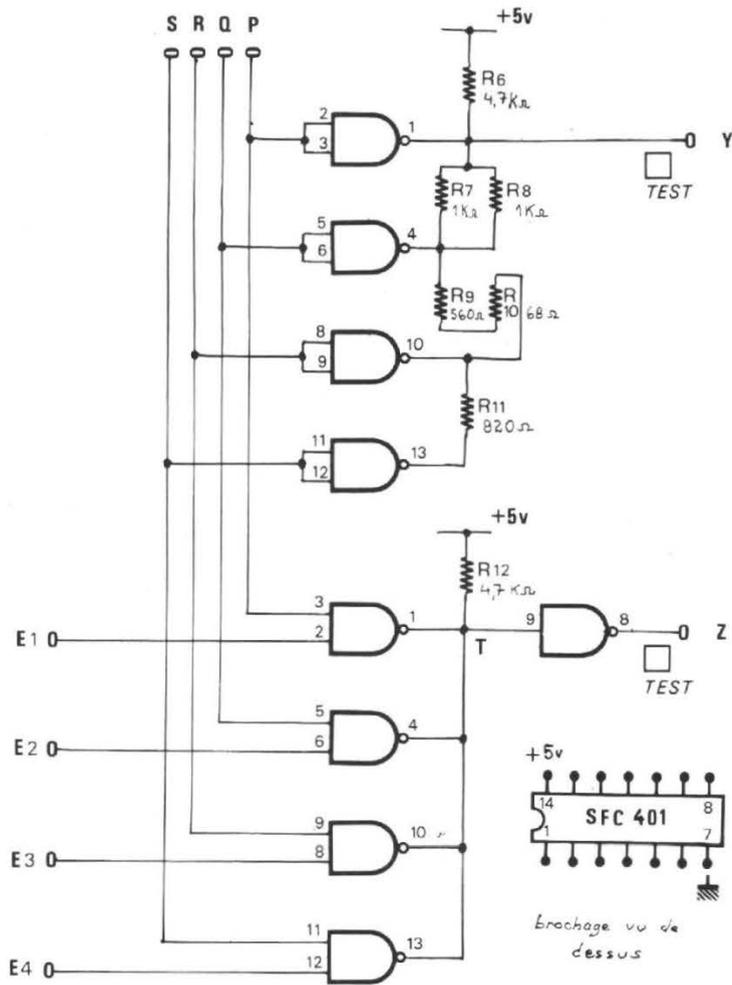


Fig. 7-8. - Générateur de traces et commutateur d'entrée.

Fig. 9. - Signaux du générateur de traces.

teur du transistor de sortie étant extérieure.

Comme indiqué sur la figure 7, nous réalisons un diviseur de tension avec les résistances R_6 à R_{11} et nous relierons ce diviseur de tension aux sorties 1, 4, 0 et 13 du SFC 401 de la figure 7.

Ces valeurs ont été choisies dans la gamme normalisée courante ce qui explique les mises en série et en parallèle. Pour le raisonnement nous admettons que :

— lorsque les deux entrées d'une porte du SFC 401 sont au niveau haut, le transistor de sortie de celle-ci est saturé et son collecteur a un potentiel de 0 V ;

— lorsque cette condition n'est pas réalisée, le transistor de sortie est bloqué et se comporte comme une résistance infinie.

1^{er} cas : P est au niveau logique 1, Q, R et S sont au niveau logique 0.

La sortie 1 du SFC 401 est à 0 V donc la sortie Y est à 0 V.

2^e cas : P est au niveau logique 0, Q est au niveau logique 1, R et S sont au niveau logique 0.

La sortie 4 du SFC 401 est seule à 0 V donc la tension en Y est égale à :

$$V_y = 5 \times \frac{R_7 // R_8}{R_6 + (R_7 // R_8)}$$

$$= 5 \times \frac{0,5}{4,7 + 0,5}$$

$$= 0,48 \neq 0,5 \text{ V}$$

3^e cas : P et Q sont au niveau logique 0, R est au niveau logique 1, S est au niveau logique 0.

La sortie 10 du SFC 401 est seule à 0 V et la tension en Y est égale à :

$$V_y = 5 \times \frac{(R_7 // R_8) + (R_9 + R_{10}) + R_{11}}{R_6 + (R_7 // R_8) + (R_9 + R_{10}) + R_{11}}$$

$$= 5 \times \frac{500 + 628 + 820}{4700 + 500 + 628 + 820} = 5 \times \frac{1948}{6648} = 1,46 \neq 1,5 \text{ V}$$

$$V_y = 5 \times \frac{(R_7 // R_8) + (R_9 + R_{10})}{R_6 + (R_7 // R_8) + (R_9 + R_{10})}$$

$$= 5 \times \frac{500 + 628}{4700 + 500 + 628}$$

$$= 5 \times \frac{1128}{5828} = 0,96 \neq 1 \text{ V}$$

4^e cas : P, Q et R sont au niveau logique 0, S est au niveau logique 1.

La sortie 13 du SFC 401 est seule à 0 V et la tension en Y est égale à :

Nous voyons que si nous relierions respectivement P, Q, R et S aux sorties inversées 0, 1, 2 et 3 du SFC 442, nous obtiendrions les signaux donnés par la figure 9.

En réalité, le résultat est légèrement différent car il faut tenir compte de la tension résiduelle du transistor de sortie à saturation et du fait qu'au

blocage, son influence n'est pas nulle. Cependant l'approximation réalisée est suffisante.

Si nous appliquons la sortie Y de ce générateur à l'entrée verticale d'un oscilloscope, nous verrions un signal en forme de marche d'escalier. Si le balayage horizontal est réglé à une fréquence permettant l'observation de signaux à 15 kHz et l'oscillateur traces est lui-même réglé aux environs de 100 Hz, nous verrons sur l'écran quatre traits horizontaux comme l'indique le diagramme de la figure 9 grâce au phénomène de rémanence du tube cathodique et à la persistance rétinienne. La durée « T » d'inscription de chaque trace sera égale à la période de l'oscillateur traces.

A ce stade de l'explication, nous entrons si nous pouvons dire dans le vif du sujet car, que faire de nos quatre traces ?

Le problème va consister à « moduler » chacune d'elles par les signaux logiques que nous voulons analyser.

Pour cela nous allons réaliser un étage commutateur à quatre entrées.

L'ETAGE COMMUTATEUR D'ENTREE (Fig. 8)

Pour ce circuit, nous allons également utiliser les propriétés des SFC 401.

Les quatre éléments NAND à deux entrées sont connectés comme indiqué sur le schéma de la figure 8.

On voit que, tandis que quatre entrées correspondent aux bornes de test E₁, E₂, E₃ et E₄, les quatre autres sont reliées aux sorties inversées de l'ensemble compteur-décodeur de la figure 3 (soit aux points P, Q, R et S cités plus haut).

Les quatre sorties sont reliées entre elles et chargées par une résistance R₁₂ de 4,7 kΩ.

Cette sortie est envoyée sur le sixième élément du SFC 404 utilisé précédem-

ment (en effet, les quatre éléments du SFC 401 inversent la polarité des signaux des entrées E₁ à E₄ et l'observation serait inversée).

Le fonctionnement de ce circuit est indiqué par la table de fonctionnement de la figure 10.

On voit sur cette table que respectivement :

Les signaux de E₁ se retrouvent en Z quand P = 1 ;
les signaux de E₂ se retrouvent en Z quand Q = 1 ;
les signaux de E₃ se retrouvent en Z quand R = 1 ;
les signaux de E₄ se retrouvent en Z quand S = 1.

Nous ouvrirons donc les unes après les autres les entrées E₁ à E₄ de façon synchrone aux signaux en escalier du générateur de traces. Le diagramme de la figure 11 illustre ce principe.

Nous disposons donc : du générateur de traces ; des signaux de « modulation » de celles-ci. Nous allons les envoyer dans un amplificateur de mélange.

Fig. 10 : Table de fonctionnement du commutateur d'entrée.

	P	Q	R	S	T	Z
E ₁	0	1	0	0	0	1
	1	0	0	0	0	1
E ₂	0	1	0	0	0	1
	1	0	0	0	1	0
E ₃	0	1	0	0	0	1
	1	0	0	0	1	0
E ₄	0	1	0	0	0	1
	1	0	0	0	1	0
E ₁	0	0	1	0	0	1
	1	0	0	1	0	1
E ₂	0	0	1	0	0	1
	1	0	0	1	0	1
E ₃	0	0	0	1	0	1
	1	0	0	1	0	1
E ₄	0	0	0	1	0	1
	1	0	0	1	0	1
E ₁	0	0	0	0	1	1
	1	0	0	0	1	1
E ₂	0	0	0	0	1	1
	1	0	0	0	1	1
E ₃	0	0	0	0	1	1
	1	0	0	0	1	1
E ₄	0	0	0	0	1	1
	1	0	0	0	1	1

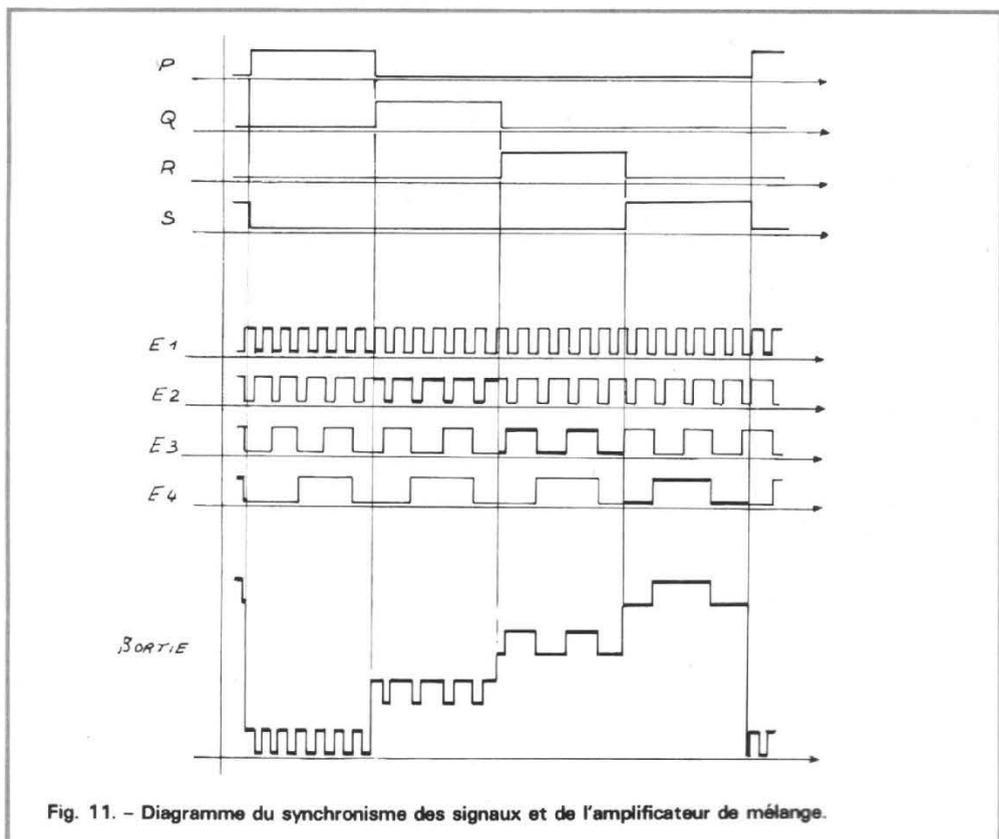


Fig. 11. - Diagramme du synchronisme des signaux et de l'amplificateur de mélange.

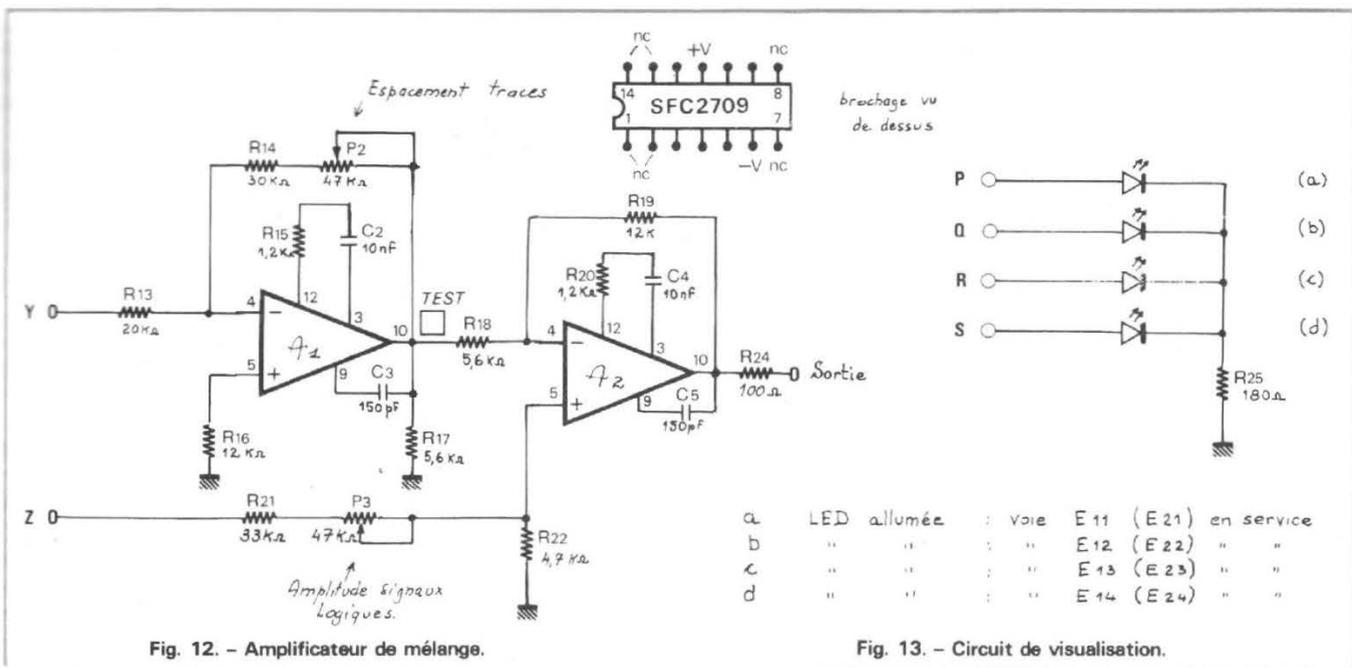


Fig. 12. - Amplificateur de mélange.

Fig. 13. - Circuit de visualisation.

L'AMPLIFICATEUR DE MELANGE (Fig. 12)

C'est la partie analogique de notre montage. Comme l'indique la figure 12 nous avons utilisé deux amplificateurs opérationnels classiques SFC 2 709.

Le premier, appelé A₁ sur le schéma est monté en amplificateur inverseur à gain variable et reçoit les signaux en marche d'escalier.

Le gain de cet amplificateur est déterminé par la variation de P₂ (de 47 kΩ).

La compensation en fréquence est assurée par R₁₃, C₂ et C₃.

Le second, appelé A₂ sur le schéma est utilisé comme amplificateur différentiel.

Il reçoit sur son entrée inverseuse les signaux venant de A₁.

Son entrée non-inverseuse reçoit les signaux provenant de l'étage commutateur d'entrée, le bain de cette voie étant réglé par P₃ (de 47 kΩ).

La compensation en fréquence est assurée par R₁₈, C₄ et C₅.

La sortie de A₂ est reliée à l'entrée Y de l'oscilloscope (réglée sur 1 V/cm environ) à

travers la résistance R₂₄ de 100 Ω destinée à protéger l'amplificateur contre la mise en court-circuit de la sortie.

ANALYSE DU FONCTIONNEMENT DE L'AMPLIFICATEUR

Appelons G₁ et G₂ les gains respectifs des entrées inverseuses de A₁ et A₂ et G₃ le gain de l'entrée non inverseuse de A₂ :

- G₁ déterminant l'amplitude des marches d'escalier,
- G₃ déterminant la hauteur des signaux logiques.

En sortie de A₂ nous aurons (en vue d'en permettre l'observation et non pas la mesure d'amplitude :

$$V_s = X \times (n-1) \times G_1 \times G_2 + y \times G_3$$

X correspondant à la hauteur d'une marche de l'escalier issu du générateur (0,5 V).

n correspondant au nombre de marche sélectionné par le commutateur nombre de traces.

y correspondant à l'amplitude des signaux logiques présents à la sortie du commutateur d'entrées (5 V max.).

Dans notre montage, nous avons :

G₁ variable de 1 à 3 environ permettant une tension de décalage entre traces de 1 à 3 V en sortie ;

G₂ égal à 2 ;

G₃ variable de 0,15 à 0,30 environ permettant une hauteur des signaux à observer de 0,75 à 1,5 V en sortie.

UTILISATION

Le montage peut s'utiliser avec 2, 3 ou 4 traces.

Les entrées E₁, E₂, E₃ et E₄ sont reliées aux points à observer (dans le cas de quatre traces).

Relier la sortie du montage à l'entrée « y » de l'oscilloscope, sensibilité 1 V/cm.

Régler la base de temps pour l'observation d'un cycle complet du phénomène dont la fréquence est la plus basse.

Important : L'oscilloscope doit être synchronisé extérieurement par le signal à observer dont la fréquence est la plus basse.

Ajuster la fréquence du générateur de signaux pour obtenir une image complète des quatre traces avec un minimum de scintillement ou d'effet de rideau dû à la commutation des traces. Par exem-

ple, pour l'observation d'un signal à 15 kHz, l'oscillateur est réglé à environ 70 Hz.

Ajuster les gains G₁ (espacement traces) et G₃ (hauteur crêteaux).

Retoucher éventuellement à l'aide du gain vertical et du cadrage de l'oscilloscope.

Dans le cas d'observation de deux ou trois traces seulement, le processus est le même après sélection par le commutateur « nombre de traces ».

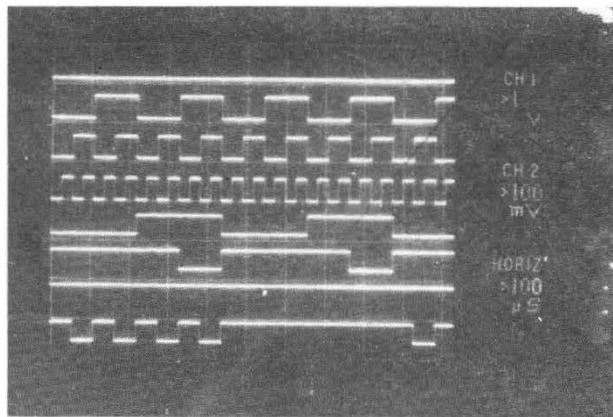
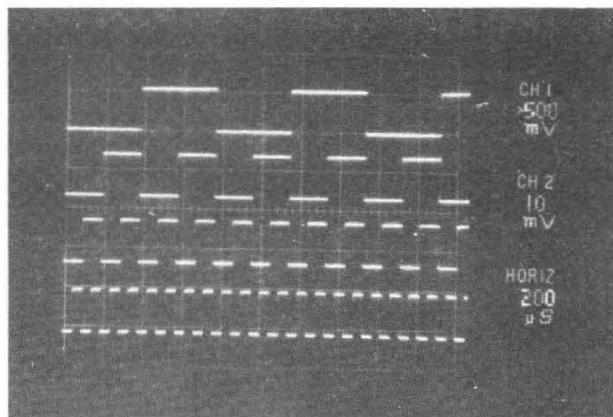
Les diodes LED placées en regard des quatre entrées scintillent et indiquent celles qui sont en service. Elles sont branchées suivant le schéma de la figure 13.

Avance pas à pas :

- Placer l'inverseur 12 sur « pas à pas ».
- Placer le commutateur de traces sur le nombre désiré.
- Chaque action sur le poussoir I₁ entraîne la validation des entrées E₁ puis E₂ puis E₃ puis E₄, etc., avec allumage de la diode correspondante.

CONCLUSION

Ce montage n'a pas la prétention d'être un appareil de mesure, en effet, les perfor-



mances des amplificateurs opérationnels modifient les temps de commutation (temps de montée et de descente des signaux logiques) aussi, l'analyse de ces paramètres se fera en utilisation directe de l'oscilloscope.

Il est par conséquent destiné à des applications en BF (horloges, musique électronique, télécommande multi-canaux, etc.).

Le système de commutation utilisé implique que certains phénomènes transitoires peuvent ne pas apparaître s'ils se produisent en dehors

de la durée d'ouverture de l'entrée correspondante.

Le montage a été conçu essentiellement pour l'observation des phénomènes cycliques.

Il présente l'avantage de visualiser, en synchronisme, les états de plusieurs points d'un montage (4 points de test avec un oscillo simple trace).

Le débutant en CI logiques pourra ainsi mieux « voir » le comportement des CI. Avec un oscillo double traces, une cinquième voie est utilisable soit seule, soit avec l'extension que nous proposons ci-après.

COMPLEMENT

Comme nous l'indiquons sur la figure 14, il est possible, quand on dispose d'un oscilloscope double traces, de porter la capacité du montage à huit traces. Pour cela, nous réaliserons un second commutateur d'entrée identique au premier et nous placerons un amplificateur A_2 bis identique à A_2 comme indiqué sur le schéma.

Cet amplificateur A_2 bis recevra :
— sur son entrée inverseuse

la sortie de A_1 (en parallèle avec A_2),
— sur son entrée non-inverseuse les signaux venant du second commutateur d'entrée.

La sortie de A_2 bis attaquera la seconde voie « y » de l'outillage de façon identique à la première voie.

Le commutateur de traces permettra alors d'obtenir 4, 6 ou 8 traces.

L'ALIMENTATION

Le montage est alimenté par les tensions suivantes :
— + 5 V - 100 mA pour les CI logiques.

— + 15 V et - 15 V 15 mA pour les amplis opérationnels en version 4 traces.

De telles alimentations, très classiques ont déjà été décrites dans ces colonnes aussi nous ne développerons pas ce chapitre.

(Pour notre part, nous alimentons notre montage avec deux alimentations stabilisées délivrant les tensions nécessaires, celles-ci pouvant être communes avec le montage en essai).

Dans un prochain article, nous vous donnerons les détails relatifs à la réalisation pratique, comprenant les dessins des circuits imprimés et le montage en coffret recevant l'ensemble.

B. DOUTREMEPVICH

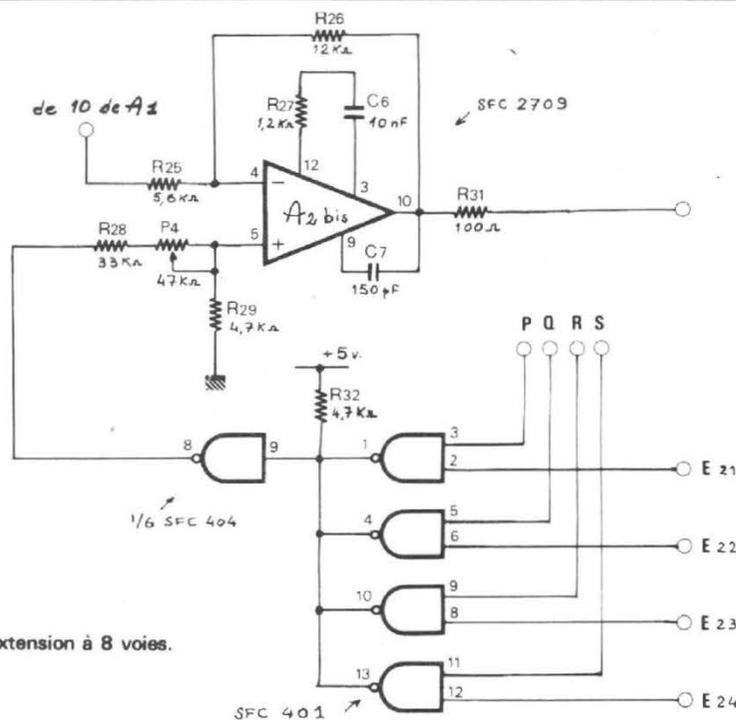
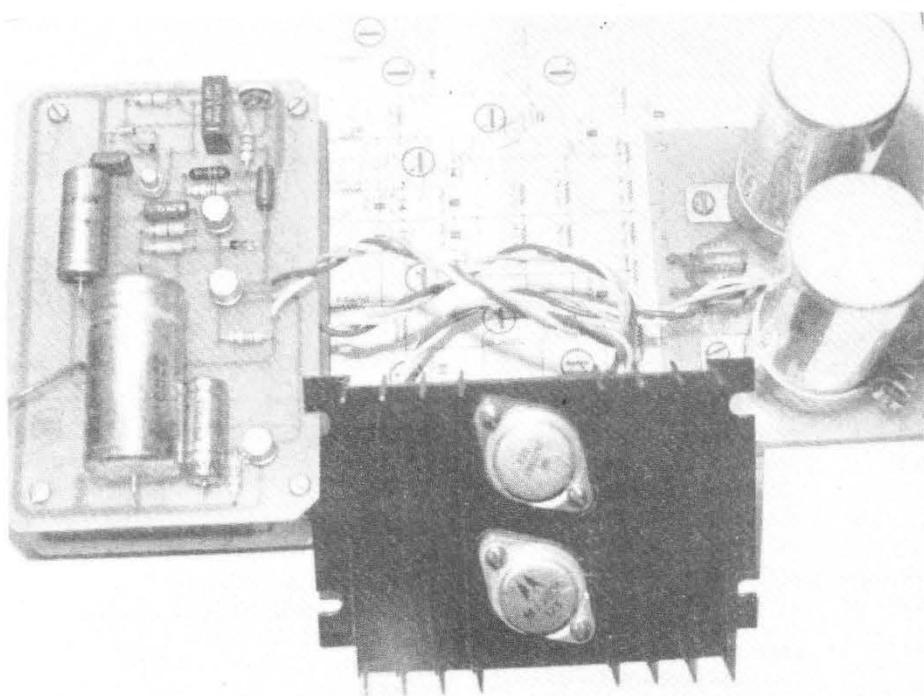


Fig. 14. - Extension à 8 voies.

UNE ALIMENTATION STABILISEE



SYMETRIQUE AJUSTABLE

L'ALIMENTATION symétrique que nous proposons permet de répondre à un grand nombre d'applications, entre autres l'alimentation de la maquette proposée dans le H.P. n° 1478 (Nous avons reçu à cet effet un nombre considérable de lettres).

Cette alimentation est à tensions de sorties ajustables, elle est disjonctable en cas de court-circuit et la montée en tension (à la mise sous tension) est temporisée.

1. LE SCHEMA DE PRINCIPE

Celui-ci fait l'objet de la figure 1. Le transformateur fournit au secondaire une tension de 2×30 V. Après redressement, par le pont de diodes $D_1 - D_2 - D_3$ et D_4 , le

filtrage est obtenu pour la branche positive par $C_1 - 4\,700 \mu\text{F}$ et pour la ligne négative par $C_2 - 4\,700 \mu\text{F}$. Les tensions continues symétriques sont alors de $V\sqrt{2} \# \pm 42$ V.

La stabilisation, classique, est obtenue par les transistors $Q_1 - Q_2$ et Q_3 pour la tension positive et par $Q_5 - Q_7$ et Q_8 pour la tension négative.

Le pont diviseur $R_6 - 4,7 \text{ k}\Omega$, $P_1 - 10 \text{ k}\Omega$ et $R_{10} - 2,7 \text{ k}\Omega$ permet d'appliquer sur la base du transistor $Q_3 - \text{BC107}$ une fraction de la tension de sortie $+U$. Cette tension est comparée à une tension de référence de 12 V, potentiel de l'émetteur de Q_3 déterminé par la diode zener Z_1 . Après amplification, on retrouve sur le collecteur de Q_3 une tension d'erreur rigoureusement proportionnelle à l'erreur de la tension de sortie. Cette tension d'erreur est appliquée à la base de $Q_2 -$

$2\text{N}1711$ qui commande le transistor ballast $Q_1 - \text{MJ}2941$.

Le même raisonnement s'applique pour la branche négative.

Les diodes D_5 et $D_6 - 1\text{N}914$ placées entre base et émetteur des transistors évitent à ceux-ci de se bloquer, la tension cathode-anode de celles-ci étant de 0,6 V.

Le condensateur $C_4 - 470 \mu\text{F}$ placé en parallèle sur la zener supprime le bruit thermique de ce composant.

Le condensateur $C_6 - 0,47 \mu\text{F}$ diminue la résistance interne dynamique de l'alimentation en améliorant la stabilité et $C_7 - 2\,200 \mu\text{F}$ parfait le filtrage de l'ensemble.

Le transistor $Q_4 - 2\text{N}1711$ sert à la temporisation de la tension stabilisée $+V$. La constante de temps à la mise sous tension de l'alimentation est fonction du circuit RC composé de $R_5 - 2,2 \text{ k}\Omega$ et $C_5 - 100 \mu\text{F}$.

Le transistor Q_5 sert de disjoncteur en cas de court-circuit en sortie.

En fonctionnement normal, il est polarisé de telle sorte que le potentiel de sa base soit inférieur à celui de l'émetteur, grâce au pont de résistances $R_8 - 2,2 \text{ k}\Omega$ et $R_7 - 27 \text{ k}\Omega$.

Le potentiomètre $P_1 - 10 \text{ k}\Omega$ permet de faire varier la tension de sortie stabilisée.

2. REALISATION DE LA MAQUETTE

Comme le montrent les photographies, la maquette est réalisée sur trois circuits imprimés :

- le module redressement et filtrage,
- le module stabilisation positive,
- le module stabilisation négative.

Alim.
puissance

Alim.
Stab.

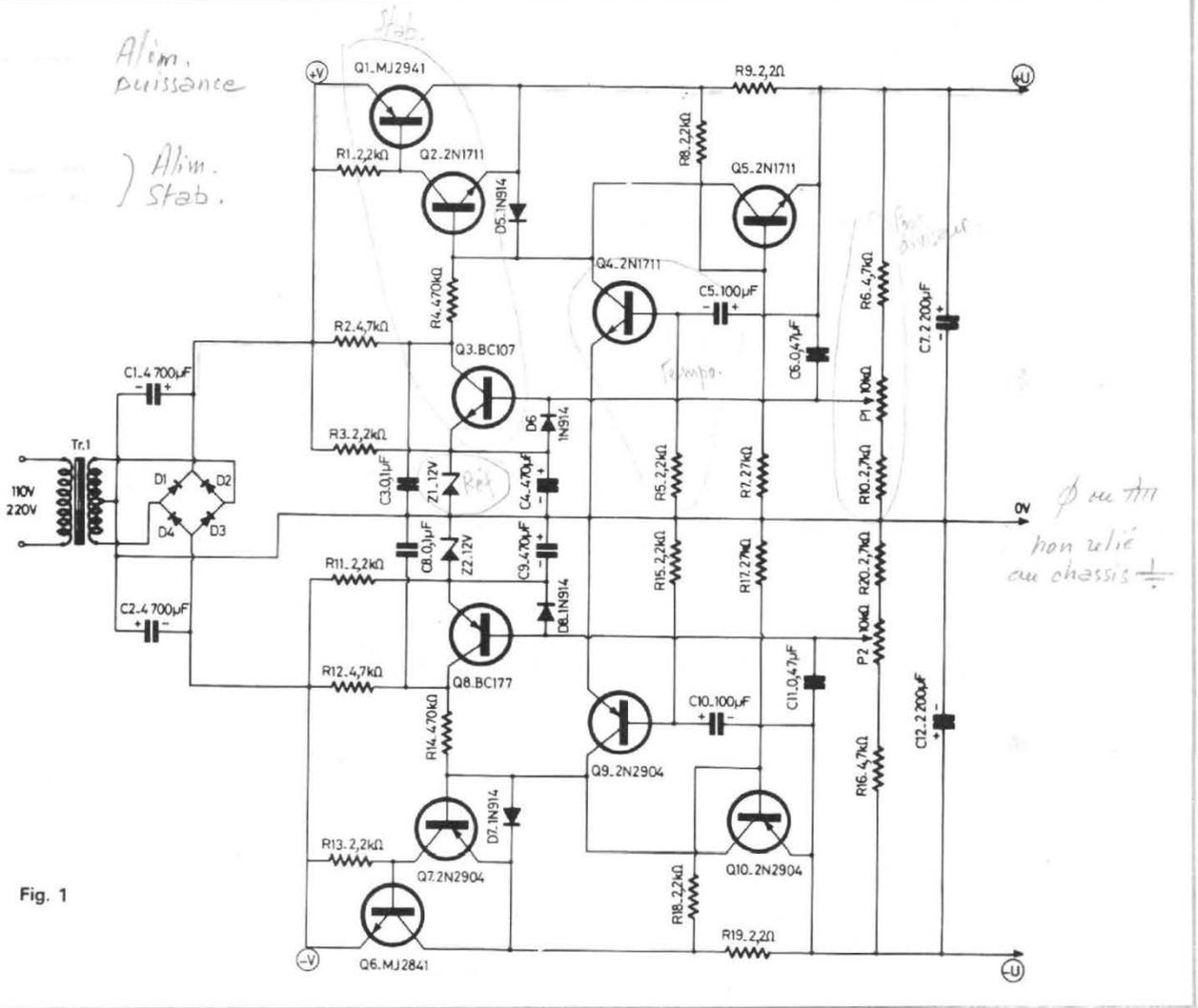


Fig. 1

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

a) Filtrage.

D₁ - D₂ - D₃ - D₄ = diodes
100 V/2 A.
C₁ - C₂ = 4 700 μF 40/48 V
(avec brides de fixation)

b) Stabilisation positive.

R₁ = 2,2 kΩ 1/2 W
R₂ = 4,7 kΩ 1/2 W
R₃ = 2,2 kΩ 3 W bob
R₄ = 470 kΩ 1/2 W
R₅ = 2,2 kΩ 1/2 W
R₆ = 4,7 kΩ 1/2 W
R₇ = 27 kΩ 1/2 W
R₈ = 2,2 kΩ 1/2 W
R₉ = 2,2 Ω 3 W bob
R₁₀ = 2,7 kΩ 1/2 W

Condensateurs

C₃ = 0,1 μF/63 V
C₄ = 470 μF/25 V
C₅ = 100 μF/63 V
C₆ = 0,47 μF/63 V
C₇ = 2 200 μF/63 V

Potentiomètre VAO 5 V
ohmic

P₁ = 10 kΩ

Semi-conducteurs

Q₁ = MJ2941
Q₂ = 2N1711
Q₃ = BC107
Q₄ = 2N1711
Q₅ = 2N1711
Z₁ = zener 12 V - 500 mW
D₅ - D₆ = 1N914.

c) Stabilisation négative

Résistances

R₁₁ = 2,2 kΩ 1/2 W
R₁₂ = 4,7 kΩ 1/2 W
R₁₃ = 2,2 kΩ 3 W bob
R₁₄ = 470 kΩ 1/2 W
R₁₅ = 2,2 kΩ 1/2 W
R₁₆ = 4,7 kΩ 1/2 W
R₁₇ = 27 kΩ 1/2 W
R₁₈ = 2,2 kΩ 1/2 W
R₁₉ = 2,2 Ω 3 W bob
R₂₀ = 2,7 kΩ 1/2 W

Condensateurs

C₈ = 0,1 μF/63 V
C₉ = 470 μF/25 V
C₁₀ = 100 μF/63 V
C₁₁ = 0,47 μF/63 V
C₁₂ = 2 200 μF/63 V

Potentiomètre VAO 5 V
ohmic

P₂ = 10 kΩ.

Semi-conducteurs

Q₆ = MJ2841
Q₇ = 2N2904
Q₈ = BC177
Q₉ = 2N2904
Q₁₀ = 2N2904
Z₂ = zener 12 V 500 mW
D₇ - D₈ = 1N914

MJ 2841 }
MJ 2941 } V_{CE} = 80V / I_C = 10A.

1N1583 = 3A.
BYW81A100 = 100V/15A } D1 & D4.

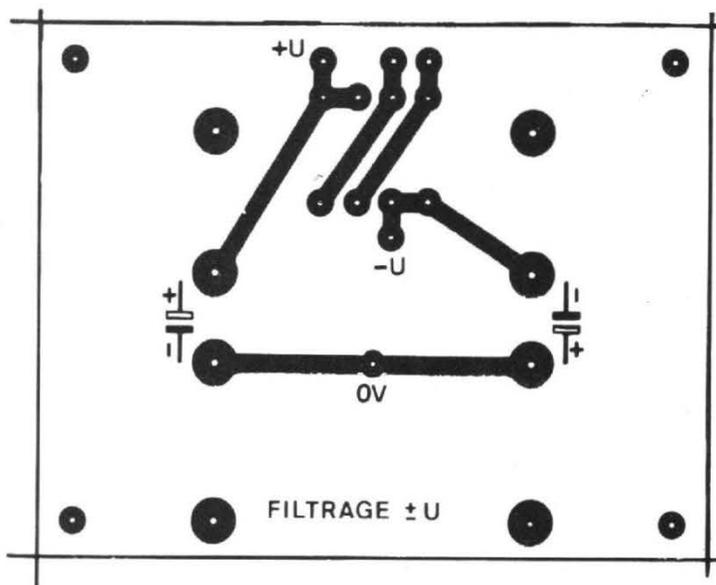


Fig. 2

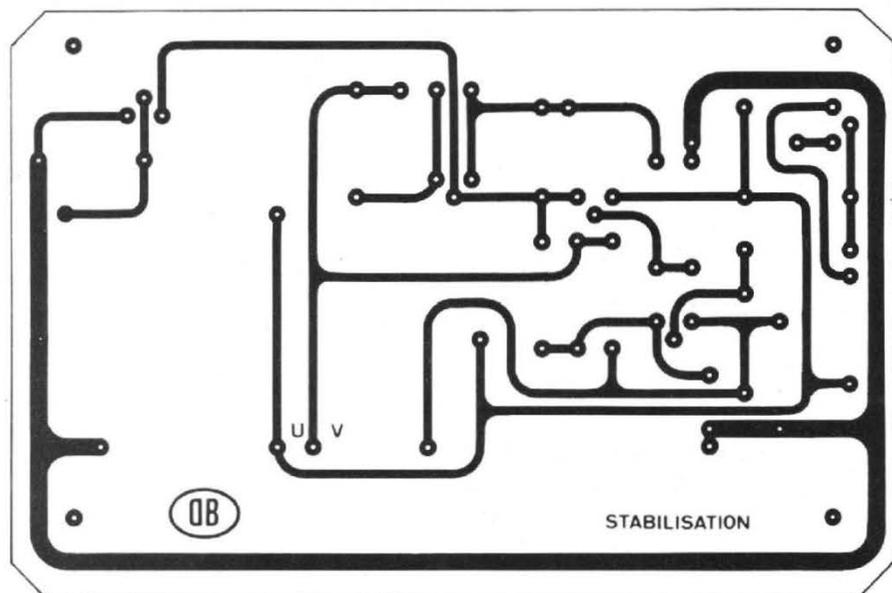
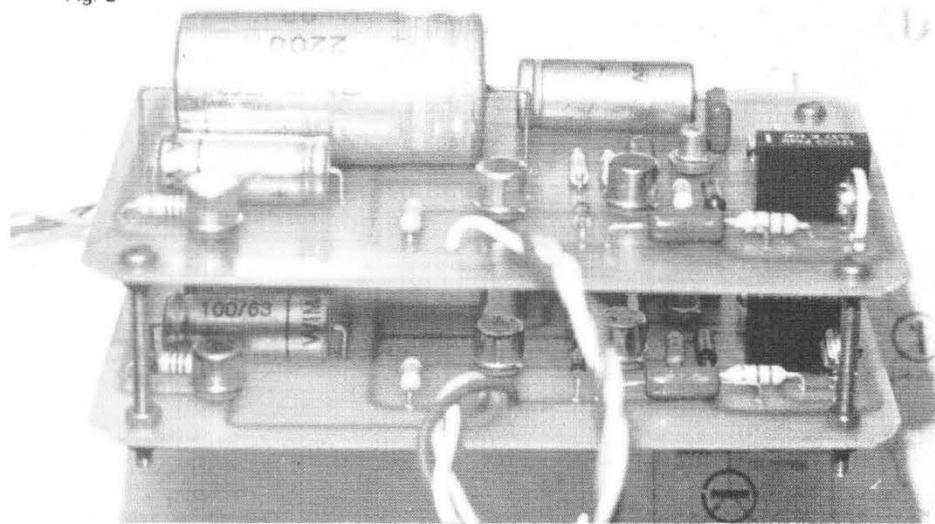


Fig. 3



A) Les circuits imprimés :

— Le circuit de filtrage est aux côtes de 97 x 76 mm. Il est des plus simples à réaliser (voir fig. 2).

Les grosses pastilles sont à percer à un \varnothing de 4,2 mm en faisant attention de ne pas décentrer les trous, les condensateurs de filtrage venant se visser directement sur la plaquette imprimée, il faut être précis.

— Le circuit de stabilisation aux dimensions de 127 x 84 mm est un peu plus délicat à dessiner les liaisons étant plus nombreuses. La figure 3 à l'échelle 1 simplifie le travail. Il est donc nécessaire de graver deux plaquettes. Toutes les pastilles ont un diamètre de 2,54 mm et la bande une largeur de 1,27 mm, excepté pour la ligne de masse qui est en 2,54 mm.

Tous les forages se feront avec un foret de \varnothing 1 mm. On reprendra les 4 trous destinés à la fixation avec un foret de \varnothing 3 mm.

Les circuits gravés et percés, on désoxyde les pistes cuivrées avec un tampon Jex. Le cuivre retrouve son éclat métallique et cette opération permet une meilleure adhérence de la soudure.

B) Câblage du module de filtrage :

Le plan de câblage est celui de la figure 4. Cette opération se passe de commentaire, mais éviter cependant de visser à l'envers les condensateurs de filtrage C_1 et C_2 .

Nous avons gravé à cet effet sur le circuit imprimé figure 2 le sens de ces deux électro-chimiques.

C) Câblage de la stabilisation positive :

Le plan de câblage est donné figure 5. Tous les composants sont repérés par leur symbole électrique, il suffit de se reporter à la nomenclature pour en connaître la valeur nominale. Veiller à l'orientation des composants polarisés. Le transistor ballast Q_1 est câblé à l'extérieur de la carte sur un dissipateur thermique.

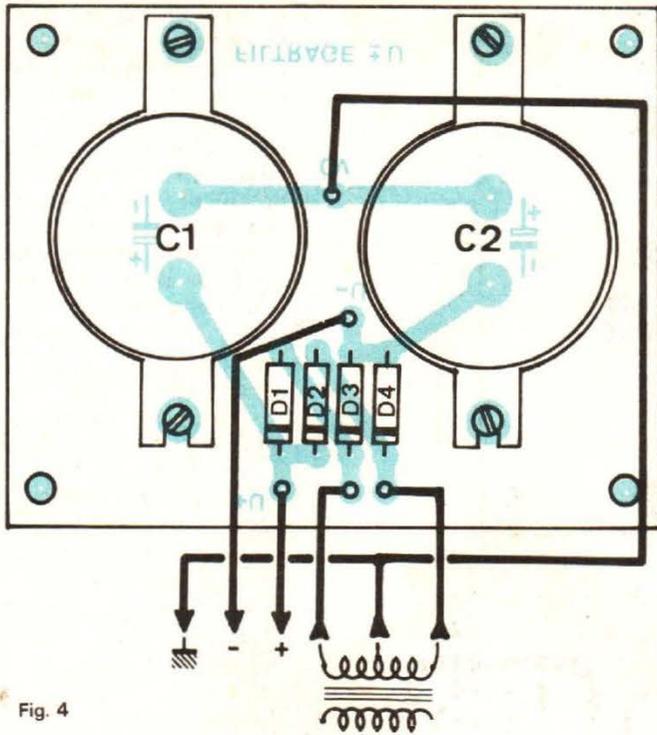


Fig. 4

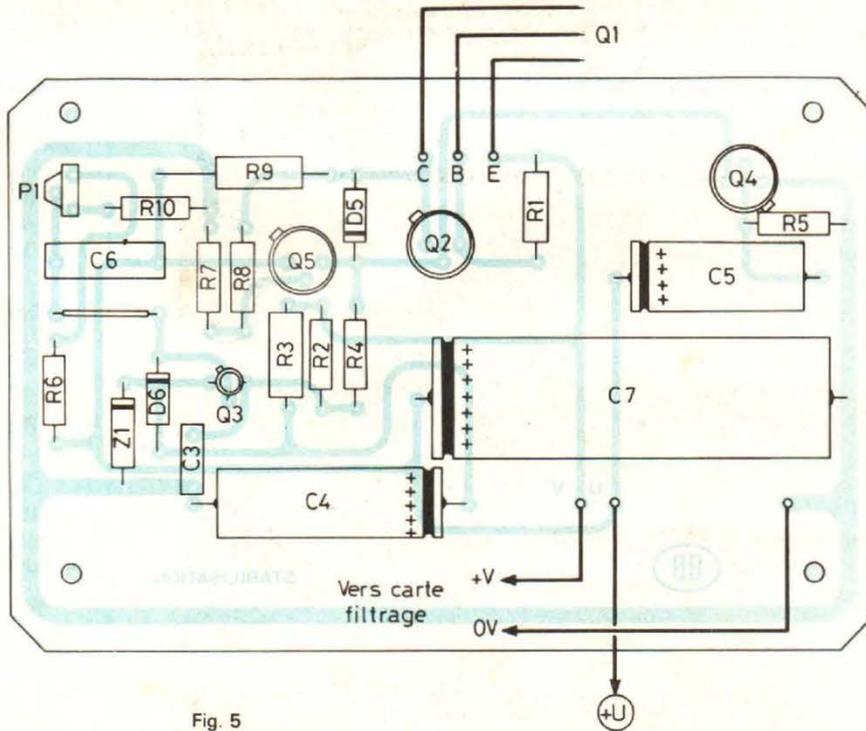
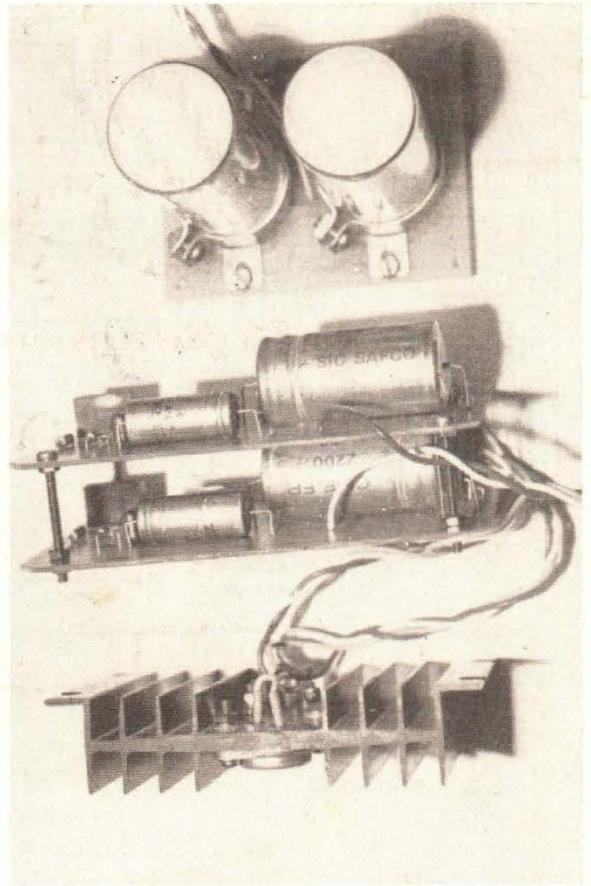


Fig. 5

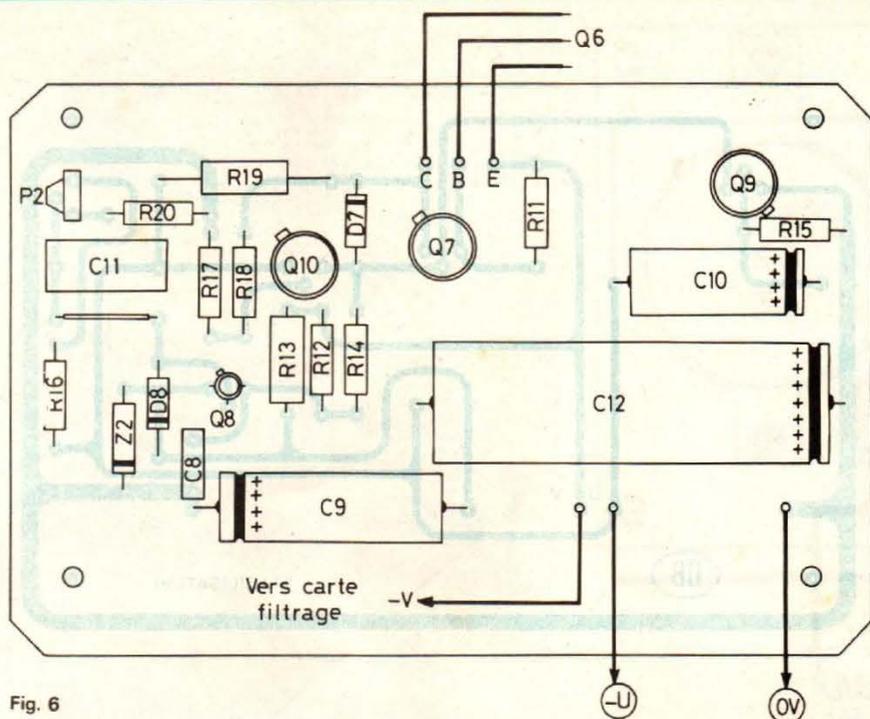


Fig. 6

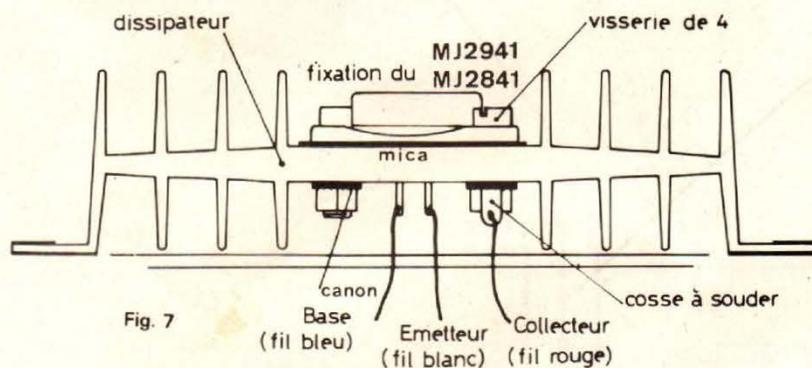


Fig. 7



On n'oubliera pas de souder le strap sous le condensateur C_6 .

Les points + V et 0V sont à relier au module de filtrage.

D) Câblage de la stabilisation négative (voir fig. 6) :

Mêmes remarques que ci-dessus, veiller surtout à l'orientation des composants polarisés. Ici, seul le point - V est à relier au module de filtrage.

F) Câblage des transistors de puissance :

Les transistors de puissance Q_1 et Q_6 encapsulés dans des boîtiers TO3 sont fixés sur un même dissipateur thermique. La figure 7 indique leur positionnement et leur fixation.

On n'oubliera surtout pas d'intercaler entre le socle des transistors et le radiateur une rondelle de mica si possible enduite de graisse ou silicone, pour une meilleure évacuation de la chaleur.

De même la visserie sera isolée par des canons.

Le raccordement de ces transistors aux modules se fera avec du fil torsadé 3 couleurs de la façon suivante :

Blanc = émetteur

Bleu = base

Rouge = collecteur.

Après câblage et vérification des modules, cette alimentation symétrique doit donner toute satisfaction dès la mise sous tension.

G) Variations de tensions :

Les variations de tensions sont obtenues avec les potentiomètres P_1 et P_2 de 10 k Ω .

1) Branche positive :
+ 17,5 V à + 45,5 V

2) Branche négative :
- 18 V à - 45 V

Comme nous le voyons cette alimentation offre de multiples applications dans la mise au point de maquettes.

NOTA : Les circuits imprimés de cette étude pourront être fournis aux lecteurs qui en feront la demande à la rédaction.

D.B.

LES RÉSISTANCES VARIABLES PROGRÈS ET PRATIQUE

NOUS avons montré récemment les progrès des résistances fixes qui constituent des composants électroniques passifs essentiels ; pour terminer cette série d'études dans ce domaine, il nous reste encore à signaler quelques nouvelles caractéristiques des résistances variables. Ce sont des résistances dont la valeur peut être modifiée, et qui comprennent les potentiomètres, les rhéostats, les résistances ajustables, et les varistances, subdivisées comme le montre la figure 1.

UN PROBLÈME PRATIQUE DE RÉSISTANCES

Avant d'étudier ces éléments, il nous semble intéressant d'exposer un problème

pratique concernant les résistances ; il se pose souvent dans les montages comportant des éléments symétriques, tels que les amplificateurs différentiels, les montages à deux canaux de différentes formes. Il s'agit, dans ces montages, d'adapter exactement, d'apparier des résistances avec une précision aussi grande que possible, et supérieure si possible à 0,5 %. Cette question est très importante aussi dans tous les montages en pont.

A première vue, nous pourrions penser qu'il est facile de résoudre un tel problème en utilisant des composants de qualité coûteux, d'une tolérance supérieure à 1 %. Mais, en fait, le problème est plus difficile à résoudre ; même si nous employons des résistances d'une tolérance de 1 %, une d'elles peut avoir une va-

leur de 1 % plus élevée et l'autre de 1 % plus faible que la valeur nominale désirée. Lorsque nous considérons le montage avec la paire de ré-

sistances adaptées, la tolérance effective n'est donc plus de 1 %, mais de 2 %.

Dans la plupart des cas, lorsque nous voulons apparier

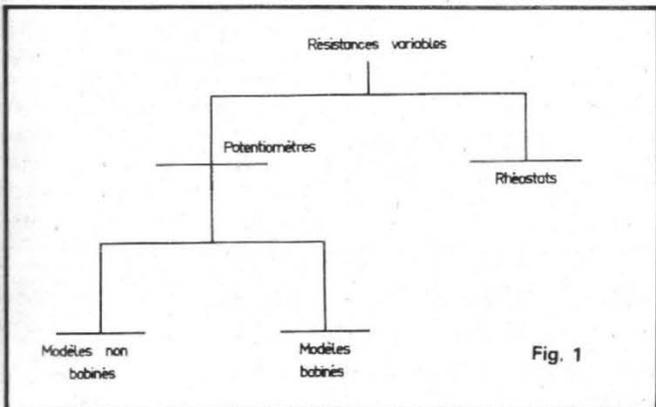


Fig. 1

tournez la page

infra
vous
informe

exactement des résistances la valeur absolue ne constitue pas la caractéristique la plus essentielle ; c'est surtout l'égalité des deux valeurs qui doit être considérée.

Il suffit que les résistances équilibrées aient des valeurs absolues qui se trouvent dans la « fourchette » admissible pour une application déterminée.

Les techniciens peuvent avoir recours pour cette adaptation à des appareils de laboratoire plus ou moins coûteux, mais l'amateur peut se contenter d'un procédé beaucoup plus économique.

Il nous suffira d'avoir recours à un multimètre à haute impédance, une source d'alimentation en courant continu de 0 à 30 volts, et un potentiomètre. L'appareil de mesure doit avoir une impédance d'entrée de l'ordre de 10 mégohms et une gamme de sensibilités prévue pour de faibles tensions, si possible de 0,6 volt ou même inférieure.

Par ailleurs, la résistance du potentiomètre peut être assez variable entre quelques centaines d'ohms et quelque 50 000 ohms.

Avec ces éléments, nous pourrons établir, comme le montre la figure 2, un pont de Wheatstone avec l'appareil de mesure, la source d'alimentation, le potentiomètre, et les résistances à équilibrer. Avec ce montage simple, nous pourrons facilement obtenir des rapports de résistances, qui nous permettront un équilibrage des résistances avec

une tolérance inférieure à 0,5 %.

Les résistances à équilibrer R_1 et R_2 forment un bras diviseur de tension du pont ; le potentiomètre R_3 forme l'autre bras.

Utilisons ce montage avec les résistances R_1 et R_2 , réglons le potentiomètre R_3 jusqu'à ce que nous obtenions une déviation de l'aiguille de mesure aussi rapprochée que possible du zéro sur la meilleure gamme de sensibilité. Cela nous indiquera l'équilibrage du pont.

Intervertissons les montages de R_1 et R_2 ; si les valeurs de R_1 et R_2 sont identiques, cette modification ne doit pas produire une variation de la position de l'aiguille de lecture. Par contre, toute différence de la valeur des deux résistances peut détruire l'équilibre du pont et la lecture d'une tension positive ou négative au-dessus ou au-dessous de la position 0 d'une quantité proportionnelle au rapport des deux valeurs de résistance.

Les résistances R_1 et R_2 sont alors liées par la formule :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{1+dE/E}{1-d E/E}$$

avec $dE = E_2 - E_1$.

Dans laquelle R_1 et R_2 sont les valeurs des résistances à équilibrer, E est la tension d'alimentation, E_2 est la lecture sur l'appareil de mesure après inversion des résistances, et E_1 est la lecture initiale

de l'appareil de mesure après mise au zéro.

La formule s'applique seulement lorsque la source d'alimentation et l'appareil de mesure sont montés comme il est indiqué sur la figure 2. E_2 et E_1 ont des signes de polarité qui doivent être mentionnés dans les calculs.

Donnons un exemple simple de l'emploi de cette formule. Supposons que deux résistances de 175 000 ohms doivent être comparées avec une source d'alimentation de 18,5 volts. La valeur initiale d'équilibre de zéro de E_1 est de -1 mV et la valeur finale de E_2 est de -1,96 volt. Nous pouvons en tirer, d'après la relation précédente :

$$\frac{dE}{E} = \frac{-1,96 \text{ V} - (-0,001 \text{ V})}{18,5 \text{ V}} = 0,1059$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{1+(-0,1059)}{1-(-0,1059)} = 0,8086$$

Cela signifie que la valeur de R_2 est inférieure à celle de R_1 de 1 - 0,8086, soit environ 19,1 %.

Pour équilibrer les valeurs de résistances supérieures à 5 000 ohms, utilisons une tension d'alimentation de 18 ou 27 volts. Pour des résistances de valeurs inférieures à 5 000 ohms, il nous suffira d'une tension de 9 volts. Les résistances de valeurs inférieures à 1 000 ohms ne peuvent être équilibrées par ce procédé, en raison de leur dis-

sipation de puissance trop élevée.

Nous devons mentionner cependant un autre détail. Lorsque les valeurs de R_1 et R_2 dépassent 50 000 ohms, la première équation n'est pas exacte, en raison de l'effet de charge de l'appareil de mesure dans le circuit. Il en résulte que les lectures de la variation de E sont très faibles. Pour corriger cette erreur, remplaçons l'expression dE d'entrée dans la formule par l'expression :

$$dE \left(\frac{R_m + 0,5R_1}{R_m} \right)$$

Dans laquelle, R_m est l'impédance d'entrée de l'appareil de mesure. Finalement, en raison des bruits de fond et de l'importance du terme de correction, les résistances de valeur supérieure à 10 mégohms ne peuvent pas non plus être équilibrées avec une très grande sécurité.

Cependant avec cette méthode de rapport des résistances, nous pourrons obtenir des précisions d'équilibrage qui pourront atteindre 0,5 % pour un très grand nombre de résistances. Si nous pouvons même utiliser un appareil de mesure très sensible, il nous sera possible d'équilibrer des résistances avec une précision de l'ordre de 0,01 %.

COMMENT ÉQUILIBRER PRATIQUEMENT LES RÉISTANCES

Il y a une méthode évidente mais délicate en pratique pour équilibrer les résistances. Choisissons une résistance provenant d'un lot de résistances ayant la même valeur nominale et effectuons des mesures de rapport, jusqu'à ce que nous ayons obtenu un équilibrage précis. Un procédé plus pratique consiste à appairer une résistance pour la rendre égale à une autre.

La modification initiale à effectuer peut être de deux

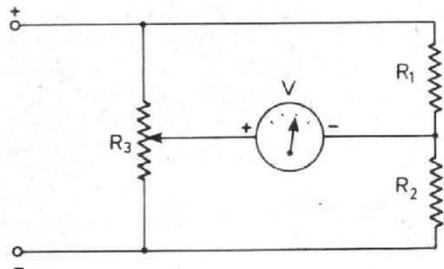


Fig. 2

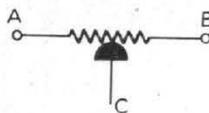


Fig. 3

genres différents. Dans l'ajustage en série, la valeur de la résistance la plus faible est augmentée, en la montant en série avec une autre résistance de la valeur convenable. Dans l'ajustage en parallèle, la valeur de la résistance la plus grande est diminuée en mettant une résistance de la valeur convenable en parallèle.

Le montage en série est préférable lorsqu'il est possible. Lorsque la résistance de la valeur la plus faible est d'un type standard de référence, elle ne peut pourtant être modifiée et nous n'avons alors d'autre alternative que d'utiliser le système de réglage en parallèle.

Dans le réglage en série, si la valeur de R_2 est plus grande que celle de R_1 (nous pouvons d'ailleurs toujours changer notre dispositif, de façon que R_2 soit la résistance la plus faible) la résistance-série nécessaire pour équilibrer R_1 et désignée par R_s peut être calculée en utilisant la formule :

$$R_s = R_1 \left(\frac{R_2}{R_1} - 1 \right)$$

La valeur absolue de R_1 peut être inconnue ; on peut utiliser la nominale, la valeur commerciale la plus rapprochée de R_s peut être employée. Ces deux sources d'erreurs, cependant, peuvent s'opposer à un équilibrage parfait de la paire de résistances modifiées. L'équilibrage sera meilleur, si nous pouvons utiliser deux résistances de précision de la même valeur nominale.

Avec le réglage en parallèle de la résistance de la valeur la plus grande, la valeur de la résistance de compensation R_p peut être calculée d'après la formule :

$$R_p = \frac{R_2}{\frac{R_2}{R_1} - 1}$$

Le rapport R_2/R_1 est plus grand que 1, et la valeur nominale de R_2 est employée dans le calcul. Ce procédé donne de bons résultats si le

rapport R_2/R_1 n'est pas trop rapproché de l'unité. Lorsque ce rapport s'approche de l'unité, la valeur de R_p devient beaucoup trop grande.

Avec le montage d'adaptation en parallèle, utilisons donc une résistance R de valeur légèrement inférieure à celle qui est déterminée par le calcul de l'équation. Nous obtiendrons ainsi une résistance R_2 d'une valeur légèrement plus faible que celle de R_1 . Le réglage en série nous permettra alors finalement d'obtenir l'équilibre final.

Le type le plus économique de résistance à employer pour ces équilibrages est en composition moulée d'une tolérance de 10 %. Si nous utilisons ainsi des résistances de ce genre avec la méthode indiquée plus haut, nous pouvons obtenir un équilibrage supérieur à 1 % en employant ainsi des résistances moins coûteuses que celles de 5 %.

Nous ne pouvons, bien entendu, prétendre à une précision absolue. Mais, si nous achetons nos résistances en même temps et au même revendeur, elles proviennent habituellement du même lot,

et sont déjà appariées plus ou moins, en pratique.

Il est possible, sans doute, de monter des résistances en composition avec une tolérance supérieure à 0,5 % mais les résistances de ce type ont des stabilités assez faibles à long terme, spécialement pour des valeurs dépassant 1 mégohms. La stabilité peut être améliorée, sans doute, en les utilisant au-dessous de leur puissance admissible. Une fois équilibrées, traitons les résistances comme des éléments à semi-conducteurs ; ne les surchauffons pas, et utilisons un fer à souder de faible puissance.

Pour obtenir la plus grande stabilité possible, employons plutôt des résistances bobinées à couche d'oxydes ou à couches métalliques.

LES CARACTÉRISTIQUES SPÉCIALES DES RÉSISTANCES VARIABLES

Les résistances variables, en particulier les potentiomètres, doivent évidemment

d'abord posséder les mêmes caractéristiques que les résistances fixes, en ce qui concerne les dimensions, la puissance nominale, la tension maximale appliquée, la stabilité la précision et le bruit ; mais il faut ajouter des paramètres particuliers, qui sont surtout la loi de variation, la linéarité, la résolution angulaire.

La variation de la résistance peut être proportionnelle au déplacement du curseur commandé manuellement ou automatiquement, ou réalisée suivant une loi logarithmique. La loi de variation définit la relation théorique existant entre la position du curseur à déplacement rectiligne ou angulaire relevée dans la course électrique utile, et la valeur électrique mesurée entre une borne d'extrémité A et la sortie du curseur B, comme le montre la figure 3.

Pour régler, ajuster, ou mesurer un courant, une tension, ou une fréquence, un potentiomètre à piste résistante permet ainsi un grand nombre de solutions.

Dans la variation dite linéaire, la valeur de la résis-

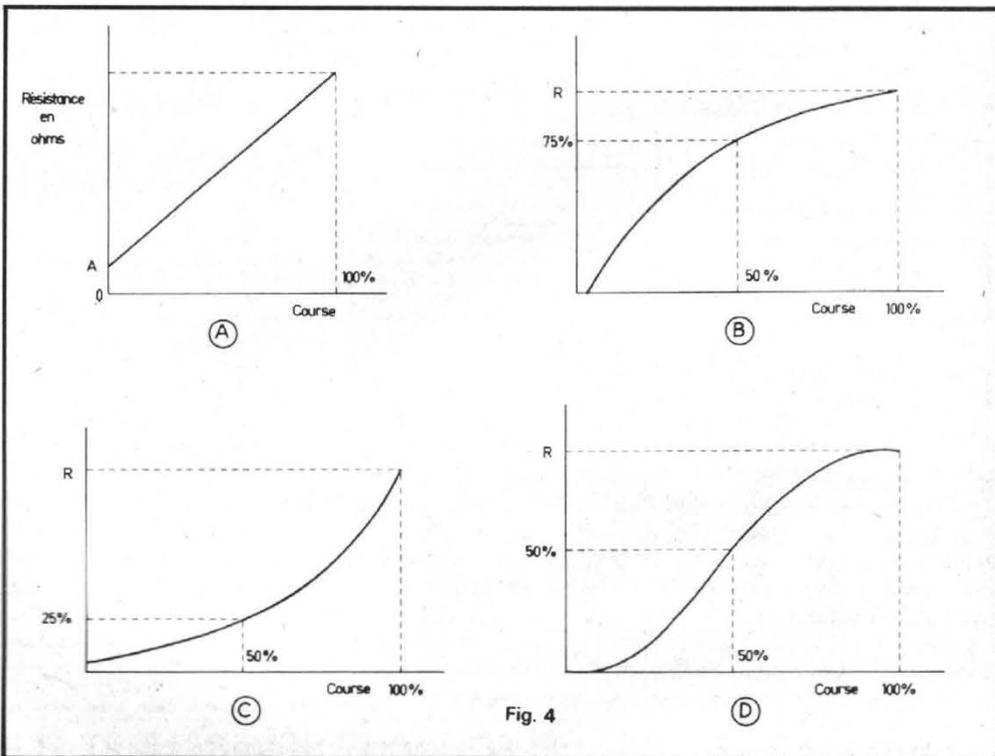


Fig. 4

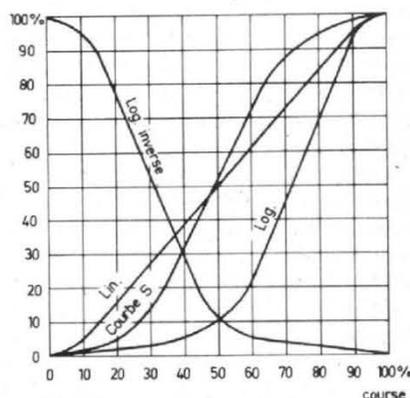
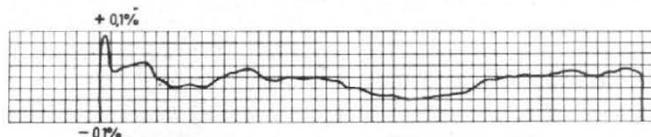


Fig. 5



(DOC. M.C.B.)

Fig. 6

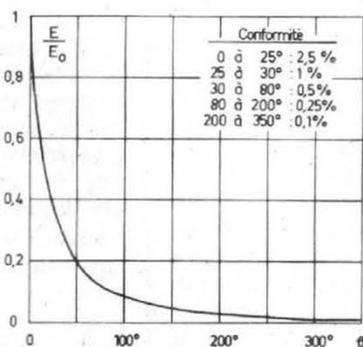


Fig. 7

C. taille 11. R=5000Ω

tance dépend de l'angle du curseur suivant une courbe linéaire ; dans la variation logarithmique gauche ou négative, la valeur de la résistance varie proportionnellement au logarithme de l'angle de variation du curseur et, à la moitié de la course, les trois quarts de la résistance ont été parcourues (fig. 4A et B).

Lorsque la variation logarithmique est droite ou positive, la valeur de l'angle de rotation du curseur varie proportionnellement au logarithme de la valeur de la résistance. A la moitié de la course, le 1/4 seulement de la valeur de la résistance a été parcourue (fig. 4C).

Il y a, enfin, une variation combinée ou bilogarithmique, avec deux parties. Dans la première, la variation logarithmique est droite jusqu'au milieu de la course, dans la deuxième elle est gauche (fig. 4D, courbe en S).

La résolution angulaire est le déplacement angulaire minimum du curseur nécessaire pour produire une variation de résistance déterminée.

Enfin, la linéarité est déterminée par l'écart entre la courbe de variation de la résistance en fonction de la position du curseur et la droite

représentant la variation théorique d'un potentiomètre à variation linéaire, ou la courbe théorique s'il s'agit d'un potentiomètre à variation logarithmique. Il y a trois types de linéarités : normale, proportionnelle et à base zéro, qui varient seulement suivant le mode de détermination de la tolérance.

LES LOIS DE VARIATION PRATIQUES

Dans les potentiomètres courants à commande manuelle, on peut admettre sans inconvénient majeur de petites variations de la précision, de la fidélité, et de la stabilité de la valeur nominale. La précision de la courbe de variation peut ainsi être approximative avec une tolérance de $\pm 5\%$ ou $\pm 10\%$. Les variations entre deux potentiomètres peuvent être analogues à ces valeurs extrêmes.

La figure 5 montre des courbes de variation comparées de potentiomètres pratiques récents (M.C.B.).

Le contrôle peut être effectué de manière relativement simple en vérifiant seulement

la valeur au point milieu de la résistance c'est-à-dire à 50 % de la course du curseur, ou quelquefois la valeur à 33 %, 50 % et 66 % de la course.

Les potentiomètres de précision peuvent être établis avec des lois linéaires précises ou diversifiées, mais la précision impose alors une nouvelle notion caractéristique de qualité moins connue : la conformité ou un cas particulier la linéarité.

Cette caractéristique est la différence, pour chaque position du curseur, entre les valeurs de la fonction réalisée et de la fonction désirée ; les écarts sont exprimés en pourcentages, en millièmes ou en dix-millièmes ; ils sont positifs ou négatifs.

Cette conformité des potentiomètres de précision est vérifiée en effectuant un enregistrement sur la totalité de la course du curseur, comme on le voit sur la figure 6. Avec certains potentiomètres de types modernes, tels que les potentiomètres à pistes plastiques, on peut obtenir des fonctions très diverses. On en voit un exemple sur la figure 7. Dans ces fonctions, on considère la position du curseur, la valeur correspondante de signal de sortie. La valeur

maximale de la position du curseur est la tension appliquée aux bornes extrêmes du potentiomètre.

Les changements de courbe sont obtenus dans ce cas par l'utilisation de plusieurs types de plastique de résistivités différentes, répartis sur l'un des bords de la piste.

La conformité est ainsi un paramètre fondamental du potentiomètre, et la linéarité est l'écart entre la courbe de la résistance suivant la position du curseur, et la droite représentant la variation théorique, pour un potentiomètre à variation linéaire, ou la courbe théorique s'il s'agit d'un potentiomètre à variation logarithmique.

On peut considérer trois types de linéarités et d'abord la linéarité normale. La tolérance est alors calculée en considérant la résistance totale du potentiomètre et en tenant compte de la résistance résiduelle, indiquée par l'écart 0 A sur la figure 8.

Ce graphique est réalisé en traçant une droite correspondant à la variation linéaire du potentiomètre avec comme point de départ la valeur de la résistance résiduelle, et comme point d'arrivée la valeur totale de la résistance. On

trace deux droites parallèles, l'une supérieure BC correspondant à la tolérance positive, l'autre inférieure DE, correspondant à la tolérance négative. On trace point par point la courbe réelle du potentiomètre, qui doit alors être inscrite entre les deux droites parallèles.

On peut considérer également la linéarité avec base zéro; le graphique est effectué de la même façon, mais on ne tient pas compte de la résistance résiduelle, et la droite part de zéro. Il y a encore les deux droites parallèles indiquant les tolérances positive et négative et la courbe du potentiomètre doit être tracée entre ces deux limites.

Il y a également la linéarité proportionnelle, dans laquelle la limite de tolérance est appliquée au point où se trouve le curseur; elle est faible à l'origine, et élevée pour la résistance totale. Un potentiomètre d'une résistance totale de 50 000 ohms et d'une tolérance de $\pm 10\%$ présente ainsi une résistance de 1 000 ohms avec une impédance qui peut atteindre 1 000 ohms. Par contre, pour la course totale du curseur, la résistance totale de 50 000 ohms est obtenue avec une tolérance qui ne dépasse pas 5 000 ohms (fig. 9).

Il y a, enfin, des potentiomètres multiples comportant deux ou plusieurs sections commandées souvent par un organe de réglage unique. Les lois de variation des différentes sections peuvent présenter alors une conformité ou une linéarité précise sur la totalité ou une partie de la course électrique du curseur. On peut aussi exiger des écarts bien définis des valeurs électriques mesurées entre les curseurs de chaque section; c'est ce qu'on appelle l'interlinéarité ou interconformité.

On considère enfin la résolution angulaire, déplacement angulaire minimum du curseur nécessaire pour produire une variation de résistance.

LES DIFFÉRENTES FORMES DE POTENTIOMÈTRES ET LEURS PROGRÈS

Les potentiomètres sont formés, en principe, par une résistance fixe, sur laquelle on effectue une ou plusieurs prises, dont la position est variable à volonté, et peut être commandée au moyen d'un bouton de réglage à déplacement rotatif ou linéaire. Il permet en principe, d'obtenir une fraction plus ou moins grande de la tension appliquée aux extrémités de la résistance fixe.

Il existe deux catégories de ces appareils suivant la nature de la résistance à base de carbone ou autre produit peu conducteur moulé ou bobiné.

Dans les premiers, qui sont les plus anciens, la résistance est constituée par une couche de carbone plus ou moins modifiée déposée sur une plaque isolante, ou par une matière agglomérée. Le curseur frotte sur cette pièce et son déplacement fait varier la position de la prise mobile. Dans les autres, un curseur frotte sur un enroulement de fil résistant bobiné sur une lamelle circulaire ou rectiligne.

Les premiers sont préférables, en principe, surtout pour les valeurs ohmiques assez faibles, car les éléments très résistants ont des dimensions trop grandes.

Le potentiomètre bobiné, sous ses formes diverses, est un composant robuste; il peut, s'il y a lieu, laisser passage à un courant de forte intensité et possède des caractéristiques bien définies. On

l'utilise, en tout cas, lorsque le montage est parcouru par un courant d'intensité élevée.

Le potentiomètre à piste à couche ou moulée donne de bons résultats, lorsque le courant est faible, par exemple, dans les appareils électro-acoustiques pour le contrôle de la tonalité ou du volume sonore. Le curseur comporte un contact métallique arrondi, et quelquefois un contact en charbon. Pour éviter l'usure de la piste, une lame élastique se trouve entre celle-ci et le contact du curseur (fig. 10).

Ces potentiomètres non bobinés sont généralement des appareils peu coûteux d'utilisation courante; leurs résistances nominales sont choisies d'après l'échelle 1-2, 5-5. Les puissances d'utilisation sont faibles, et varient entre 0,25 et 3 watts; la tolérance n'est pas généralement inférieure à 10%. La stabilité dépend de la température et la variation de la résistance peut atteindre 25 à 30%.

La variation peut être linéaire ou logarithmique; on utilise dans le premier cas une couche de résistivité uniforme et dans le second, on place côte à côte des couches de résistivités différentes.

La tension maximale applicable est, en général, de 500 volts continus par rapport à la masse; certains potentiomètres admettent 750 volts entre les bornes, et 1 500 volts par rapport à la masse. Le potentiomètre peut être combiné avec un interrupteur, ce qui se traduit normalement par une augmentation de l'épaisseur, qui peut atteindre 7 à 8 mm.

Les potentiomètres non bobinés rotatifs ont des dimen-

sions maximales habituelles de l'ordre de 35 mm de diamètre, 20 mm d'épaisseur et 63 mm pour l'axe.

Les potentiomètres affaiblisseurs ou faders peuvent être réalisés de sorte que l'impédance reste constante, quand on fait varier la résistance; il en existe de nombreux types et souvent à réglage par plots.

Dans les potentiomètres bobinés, l'élément résistant est constitué par un fil résistant souvent en nickel-chrome, ou cupro-nickel bobiné sur un mandrin isolant. Les caractéristiques de quelques fils résistants sont indiqués sur le tableau I.

La régularité obtenue dans la réalisation du mandrin est essentielle, ainsi que la régularité du pas du bobinage. La course du curseur dans les modèles rotatifs est de 300 à 360° pour les mandrins toroïdaux. L'élément résistant est monté dans un boîtier cylindrique moulé, ouvert ou fermé par un couvercle métallique serti.

Le curseur frotte sur la tranche ou sur la face interne de l'élément résistant. La résistance normale varie de quelques ohms à 100 000 ohms, la puissance admissible de 2 à 25 watts. La stabilité est excellente, et la précision est comprise entre 0,1 et 1%.

Ces potentiomètres se distinguent encore suivant le mode de variation de la résistance, qui peut être linéaire ou logarithmique. Ce résultat est obtenu en faisant varier la forme du bobinage, l'écartement entre les spires, ou le profil du support.

TABLEAU I

Noms	Résistivité $\mu\Omega/\text{cm}$	Coefficient température	Température maximale admissible
Nichrome	108	130×10^{-6}	1 100 °C
Chromel	108	140×10^{-6}	1 100 °C
Constantan	50	$\pm 20 \times 10^{-6}$	500 °C
Manganèse	40	$\pm 15 \times 10^{-6}$	100 °C

LES PROGRÈS DES POTENTIOMÈTRES

Il y a, en fait, trois catégories de composants à résistance variable actuelle ; le potentiomètre simple à réglage avec un seul tour, le potentiomètre à réglage avec plusieurs tours, et le trimmer qui est un dispositif semi-fixe ou semi-réglable.

Son réglage est déterminé, en général, une fois pour toutes et pour une durée assez longue pour le fonctionnement envisagé.

Les procédés de construction les plus employés dans les modèles les plus récents sont les bobinages, les pistes Cermet, et les pistes à conducteur plastique. On considère essentiellement trois paramètres électriques pour déterminer leurs qualités : la résolution, la linéarité et la stabilité, qui permet d'obtenir toujours la même résistance pour une position déterminée du curseur.

Le potentiomètre au carbone, qui était prépondérant pour la plupart des applications, est désormais surtout employé pour constituer des trimmers. Le potentiomètre bobiné est l'élément sans doute qui assure la qualité la plus élevée, en raison de son coefficient de température le

plus faible. Les potentiomètres Cermet permettent d'obtenir les gammes de résolution très élevées, peuvent supporter des puissances admissibles également très élevées, résistent bien aux contraintes et aux chocs de l'environnement, et possèdent une très bonne linéarité.

C'est, sans doute, le matériau le plus récent, le plastique conducteur, qui permet d'assurer la durée de service la plus longue des composants rotatifs et la meilleure linéarité. Mais, il peut être sensible à l'humidité. On l'emploie sous trois formes : le plastique conducteur massif, les couches moulées et les dépôts par vaporisation ou séchage.

Les modèles de précision à rotation continue de ce genre à piste plastique conducteur ont des températures limites d'emploi s'étendant de -55° à $+125^{\circ}$ C ; ils sont utilisables pour toutes les applications, exigeant parfois des millions de manœuvres, une grande fiabilité et une résolution extrêmement élevée.

Le boîtier est souvent réalisé en alliage léger oxydé anodiquement ; les axes et les roulements sont en acier inoxydable. Le curseur et le collecteur peuvent être formés de métal précieux.

La dissipation à 70 % varie, par exemple, entre 0,5 et

4 watts ; les valeurs ohmiques varient de $1\text{ k}\Omega$ à $220\text{ k}\Omega$ avec une tolérance normale de $\pm 10\%$, et qui peut être réduite à $\pm 5\%$. L'angle de rotation électrique varie de 330° à 350° ; la rigidité diélectrique à 20° C et à 50 Hz varie de 500 à 1 000 volts.

La vitesse de rotation admissible atteint 600 tours/mminute pour la rotation continue, et la durée de vie dans ces conditions est de l'ordre de 10 millions de passages environ.

DES PERFECTIONNEMENTS RÉCENTS

Les progrès des résistances variables et, en particulier, des potentiomètres sont continus et se manifestent essentiellement dans les trois domaines que nous venons de rappeler plus haut ; les pistes carbone, les pistes Cermet et les pistes à plastique conducteur.

En matière de pistes à couche de carbone, on a pu constater une évolution de la technologie. Ce dispositif, à son apparition, était constitué par le dépôt d'une composition à base de carbone sur un support en résine phénolique et

les composants de ces séries, en raison surtout de leur prix relativement faible, étaient destinés essentiellement à un usage « grand public ». Cependant les valeurs ohmiques élevées obtenues facilement avec le procédé ont amené la création de potentiomètres de qualité destinés à des usages souvent semi-professionnels, sinon professionnels.

L'amélioration porte sur la composition de la couche de carbone et sur les choix du support. On a donc vu apparaître des pistes carbone déposées ou moulées sur un support en matière thermodurcissable permettant l'emploi à des températures élevées de l'ordre de 100° C. On trouve, en particulier, des composants de ce type dans la fabrication Sfernice.

Une deuxième génération de potentiomètres à pistes carbone a cependant été étudiée, avec les pistes déposées sur un support céramique. L'emploi de ce support permet d'obtenir une grande amélioration de la stabilité, et une élévation de la puissance admissible. Pour une même dissipation, dans des limites de variation comparables, il est devenu possible de réduire de moitié le volume du potentiomètre. Le tableau 2 ci-après donne ainsi des indications sur les caractéristiques

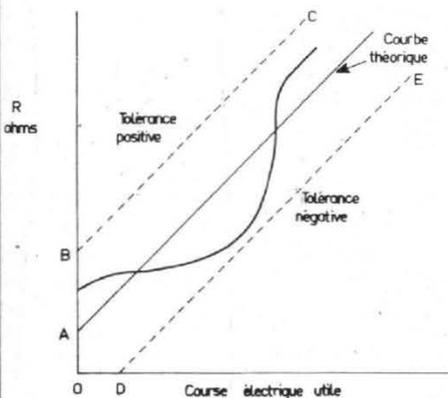


Fig. 8

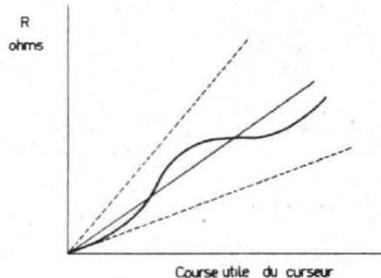


Fig. 9

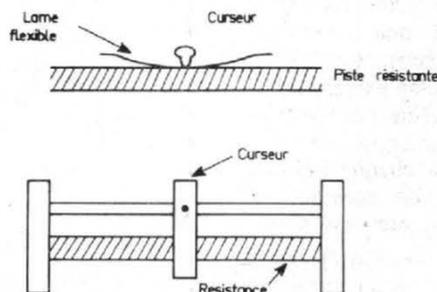


Fig. 10

de ces résistances à piste carbone sur support céramique, en comparaison avec celles du potentiomètre à piste de carbone moulée.

Un nouveau matériau baptisé **Carcer** permet, cependant, de modifier la composition de la couche à déposer. Ce matériau est formé par une couche de carbone sélectionnée combinée avec un liant spécial qui assure au produit une stabilité encore supérieure et augmente l'homogénéité. La stabilité obtenue est, en pratique, de deux fois plus élevée que celle des pistes ordinaires, et le coefficient de température est également meilleur, comme on le voit sur le tableau 2.

Les éléments à piste Cermet permettent de réaliser des potentiomètres très réduits d'ajustement, convenant spécialement pour les circuits imprimés. Les dimensions peuvent être, par exemple, de 9,5 mm de côté seulement, et de 4,5 mm de hauteur ; la stabilité globale reste bonne, le coefficient de température est faible et ne dépasse pas 50 x

10⁶ par degré C. La tension limite nominale atteint 250 volts, la dissipation nominale peut s'élever à 0,75 watt à 40 °C et 0,5 watt à 70 °C. Ce sont des éléments multitours fonctionnant à 19 tours ± 2 tours et très étanches. Ces trimmers supportent 200 manœuvres et leur résistance mécanique est élevée.

Les potentiomètres à piste de plastique conducteur permettent d'obtenir les lois de variation les plus diverses, avec de grandes précisions de conformité, de 0,02 % à 0,01 % en assurant de longues durées de vie, c'est-à-dire de plusieurs millions de manœuvres dans des conditions les plus sévères. Les avantages de ces techniques permettent, en particulier, d'envisager l'emploi de ces éléments dans les montages électroniques des calculateurs.

Les appareils réalisés peuvent être absolument minuscules ; ils peuvent être contenus ainsi dans des boîtiers de 10 millimètres cubes, avec un diamètre de rotation du curseur de 7 mm, et un arbre de

3 mm de diamètre. La gamme des résistances peut cependant varier de 100 ohms à 1 mégohm. Le plastique conducteur est moulé sur un support également plastique. L'élément supporte une puissance admissible de 0,1 watt, et fonctionne avec une tension maximale de 90 volts.

La tolérance totale de résistance est cependant de ± 20 % ; la linéarité indépendante permet d'atteindre une déviation maximale de 20 %. La variation de la résistance de contact est inférieure à 2 %, c'est-à-dire à 3 ohms.

En dehors des perfectionnements des pistes résistantes, on peut désormais envisager l'augmentation, par ailleurs, de la fiabilité et la diminution des bruits de fond, en employant des curseurs ou balais de contact multiples pour les potentiomètres, au lieu d'utiliser un seul élément de surface relativement élevée. On peut employer de 2 à 30 petits balais distincts.

Un autre progrès important consiste dans le mode d'enrobage et de miniaturisation,

d'où, pour les circuits imprimés, en particulier, la création et l'emploi, nous l'avons montré plus haut, des potentiomètres à profils rectangulaires.

On envisage, par ailleurs, de plus en plus l'utilisation dans les montages des trimmers peu coûteux, mais qui sont destinés à subir des réglages peu nombreux et peu fréquents. Ces composants sont employés, en particulier, dans les téléviseurs et d'autres applications, qui exigent seulement des modifications de réglage accidentelles. L'emploi des circuits intégrés, en particulier, a permis de réduire la nécessité des réglages continus de précision ; mais le problème du réaligement à la suite de causes accidentelles variables se pose encore souvent.

R.S.

TABLEAU 2

ESSAIS SUIVANT OCTU 05-01		COUCHE carcer	CARBONE sur céramique	Cermet
Endurance électrique 1000 h à Pn	$\frac{\Delta R}{R}$ RT	0,5 W à 70 °C 2 %	0,5 W à 70 °C 5 %	1,5 W à 70 °C 2 % 0,5 W à 70 °C 1 %
Chaleur humide Essai continu	$\frac{\Delta R}{R}$ RT	56 jours 4 %	56 jours 6 %	56 jours 0,5 %
Variations rapides de température - 55 °C à + 125 °C	$\frac{\Delta R}{R}$ RT	1 %	2 %	1 %
Durée de vie en Fonctionnement 25 000 manœuvres charge Pn	$\frac{\Delta R}{R}$ RT	4 %	5 %	4 %
Coefficient de température - 55 °C à + 125 °C	10 ⁻⁶ /°C	± 250	- 200 + 500	100
Variation de la résistance de contact		1 %	1 %	2 %

Qu'est-ce qu'un WATT ?

INTRODUCTION

L'ÉNERGIE ne se « voit » pas ; ce ne sont que ses manifestations que l'on perçoit par les transformations qu'elle subit dans les machines humaines et dans les milieux naturels.

L'homme utilise l'énergie. Il effectue un travail grâce à elle, au moment où elle se présente, au moment où il la produit, ou, encore, après l'avoir emmagasinée.

La chaîne opérationnelle est la suivante :

Du travail on tire l'énergie. Celle-ci est stockée ou employée. Après changement de forme et d'état, elle est en mesure de procurer un nouveau travail. L'énergie existe donc à l'intérieur d'une suite infinie de mutations.

Quand il y a énergie, on peut en attendre une action mécanique : changement de position, de vitesse ; une action thermique : variation de température ; une action chimique : excitation des molécules ; une action électrique : transfert de charges ; une action électromagnétique : création de champs rayonnants et influence à distance.

L'énergie potentielle est une énergie libérable, une énergie mise en réserve. L'énergie cinétique est due au mouvement d'un corps qui en consomme ou en restitue.

Le travail se mesure avec les mêmes unités que l'énergie. Toute force qui déplace un corps fournit un travail.

La puissance se révèle être un travail (ou une quantité transformée d'énergie) procuré par un système durant l'unité de temps. Celui-ci n'intervient qu'à propos de cette notion.

Une force se manifeste par ses effets. Elle déplace un solide, en modifie la trajectoire, l'arrête dans sa course.

On dit, en physique moderne, que l'énergie et la force sont deux concepts, c'est-à-dire des êtres physiques abstraits qu'on ne juge qu'à leurs résultats.

Avant d'abandonner ces préliminaires, il convient d'ajouter quelques mots au sujet de la notion d'état. Selon la forme que revêt l'énergie, ainsi que les caractéristiques particulières liées à cet aspect, on parlera d'une manifestation spécifique ou « phase » (d'un mot grec signifiant « apparence »). Les différentes « phases » d'un même milieu se traduisent par des états, chiffrés à l'aide de paramètres qui sont des grandeurs numériques (des valeurs) de nature statique (cas de l'immobilité), de nature cinétique (cas du mouvement), de nature dyna-

mique (lorsqu'un ensemble de forces plus ou moins dépendantes les unes des autres intervient au niveau du corps en déplacement).

1. LA PUISSANCE MOYENNE SELON LA MÉCANIQUE

La physique nomme force F , l'effort qu'il faut exercer sur un corps pour changer sa position. Newton a proposé une équation dans laquelle intervient la masse m de l'objet, mu lors de l'opération en question, et l'accélération γ qui lui est imprimé.

L'accélération γ s'apparente, en quelque sorte, à la... vitesse de la vitesse, ou mieux, au taux de variation de la vitesse pendant le laps de temps Δt durant lequel la force F agit sur le solide déplacé.

Le principe fondamental de la dynamique (dû à Newton) pose :

$$F = m \cdot \gamma \\ = m \cdot \frac{v_2 - v_1}{t_2 - t_1} = m \cdot \frac{\Delta v}{\Delta t}$$

avec les notations de la figure 1.

La pesanteur, en un lieu où l'accélération est g , impose à un corps de masse m son poids p :

$$p = m \cdot g$$

Le poids est donc une force. Le travail, ou énergie dépensée, pour soulever un poids p donné à une hauteur h spécifiée est égal à :

$$W = p \cdot h = m \cdot g \cdot h$$

en accord avec la figure 2.

Il reste le même (sa grandeur mécanique W ne change pas) qu'il soit exécuté en 1 seconde, en 1 minute, en 1 heure, en 1 jour..., voire, en une année, ou plus.

La notion de temps n'apparaît pas dans l'énergie ainsi définie.

Il nous est montré que le travail W résulte de l'action de la force qui déplace son point d'application (centre de gravité de m) dans le sens où elle s'exerce du point initial (1) au point final (2) ; avec les données de la figure 3, il vient :

$$W_2 - W_1 = \Delta W = F \cdot \Delta L \\ = m \cdot \gamma \cdot \Delta L$$

La puissance moyenne,

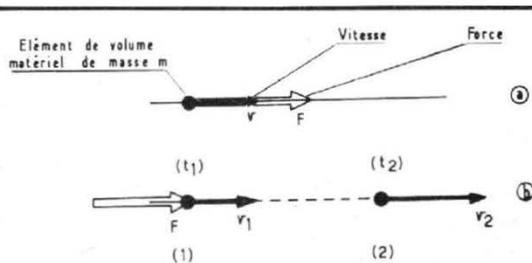


Fig. 1

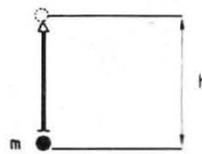


Fig. 2

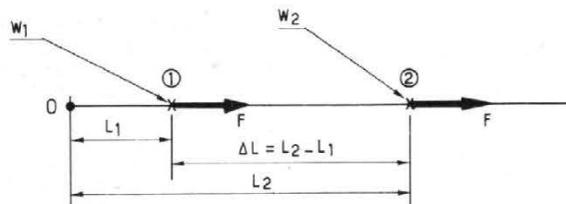
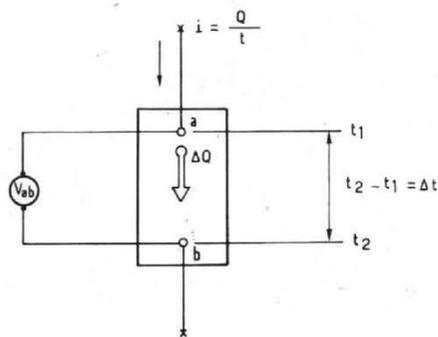


Fig. 3

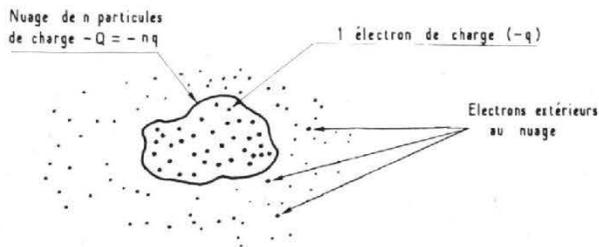
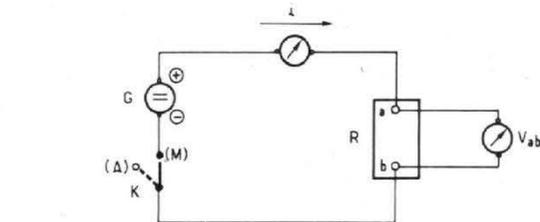


Fig. 4

ainsi développée, s'exprime alors par :

$$P = \frac{\Delta W}{\Delta t} = F \cdot \frac{\Delta L}{\Delta t} = F \cdot v$$

$$= (m \cdot v) \cdot \gamma$$

Le produit $(m \cdot v)$ figurant entre les parenthèses de la formule précédente s'appelle « quantité de mouvement ». Il joue un rôle fondamental en mécanique quantique.

La puissance moyenne est donc, par définition, le rapport de la variation de travail obtenue par application de la force F durant un intervalle de temps Δt qui pourrait être désigné par « durée de vie de la force ».

La puissance moyenne marque ainsi le taux de variation de l'énergie pendant le temps de son action (durée d'effection).

2. LES CHARGES ÉLECTRIQUES MOBILES EN GROUPE

Prenons, en les isolant de leur matériau support par la pensée, quelques électrons de charge électrique individuelle $(-q)$. Leur charge globale est $(-q \cdot n)$ si n est le nombre des

porteurs insérés dans le nuage de particules que nous venons d'imaginer (fig. 4).

Lorsque cette charge totale est transférée dans un milieu où règne un potentiel V, l'énergie qu'elle présente s'écrit :

$$W = -q \cdot n \cdot V = -Q \cdot V$$

si $-Q$ est la grandeur exprimée en coulombs de l'amas de négatons, en question.

Comme :

$$Q = I \cdot T$$

Il vient :

$$-W = -I \cdot t \cdot V$$

$$= -V \cdot I \cdot t$$

Le signe $(-)$ est dû à ce que les électrons possèdent comme chacun sait une charge électrique élémentaire individuelle négative (d'où leur autre nom de négatons).

3. UN CIRCUIT ÉLECTRIQUE SIMPLE

Considérons maintenant un circuit électrique constitué par un générateur de courant G et un récepteur R qui consomme de l'énergie (une résistance,

un moteur, une batterie d'accumulateur en charge peuvent être nommés parmi toutes sortes d'autres choses).

Une intensité i circule dans les câbles de connexion branchés entre G et R (fig. 4), dès que le commutateur K est abaissé. Une différence de potentiel V_{ab} apparaît alors sur les bornes a et b de R.

La borne a, reliée au pôle positif de G, se trouve à un potentiel supérieur à celui de la borne b, ramenée au pôle négatif de G.

Si une variation ΔQ de charge électrique transite en R de a vers b, cette charge fera décroître l'énergie potentielle d'une valeur égale à $\Delta Q \cdot V_{ab}$.

La variation d'énergie ΔW dans R sera, par conséquent, égale à :

$$\Delta W = \Delta Q \cdot V_{ab}$$

$$= i \cdot \Delta t \cdot V_{ab}$$

et son taux temporel de variation s'exprimera par :

$$\frac{\Delta W}{\Delta t} = i \cdot V_{ab} = P$$

ou, puissance moyenne déterminée pendant une durée de Δt [s].

Dans ces relations, Δt est la durée du parcours de la charge entre a et b.

4. EXPLICATION DE LA PUISSANCE

Nous avons dit que la puissance mécanique correspond au produit d'une force F par la vitesse qu'elle procure à une masse déjà en mouvement :

$$P = F \cdot v$$

En électricité, la force est égale au produit de la charge élémentaire q des corpuscules-porteurs par le champ électrique E (quotient du potentiel V régnant entre deux armatures d'un condensateur séparées entre elles par un isolant d'épaisseur d) :

$$F = q \cdot E$$

Il s'ensuit que la puissance générée par n particules libres de vitesse moyenne v est :

$$P = n \cdot q \cdot E \cdot v$$

ou encore :

$$P = n \cdot q \cdot v \cdot \frac{V}{d}$$

Mais nous savons, immédiatement, que :

$$n \cdot q = Q = I \cdot t$$

$$v = \frac{d}{t}$$

donc :

$$P = (I \cdot t) \times \frac{d}{t} \times \frac{V}{d} = I \cdot V$$

Telle est l'expression **macroscopique** (c'est-à-dire accessible aux instruments de mesure, ou de contrôles classiques) de la puissance, établie en watts [W], si l'intensité I est relevée en ampères [A], et la tension V en volts [V], dans le système d'unités légal M.K.S.A. (mètre, kilogramme, seconde, ampère).

Si la puissance découle d'une énergie divisée par le temps durant lequel elle se manifeste, il est possible de la concevoir, à l'inverse, comme le produit d'une énergie par une fréquence (puisqu'elle est l'inverse d'une durée déterminée la période):

$$p = \frac{W}{T} = W \cdot f$$

avec T , en secondes, f , en hertz [Hz], et W en joules [J].

A l'échelle sub-microscopique, au niveau atomique, l'énergie est le produit d'une action (la constante de Planck, h) multipliée par une fréquence; chacun connaît la relation:

action = énergie x temps

d'où:

$$W = h \cdot f$$

Par conséquent:

$$P = W \cdot f = (h \cdot f) \cdot f \\ = h \cdot f^2$$

Lorsqu'un dispositif quelconque démarre en puissance avec une valeur P_i et achève son cycle sur une puissance P_c , on est en droit d'écrire que:

$$P_i = h \cdot f_i^2$$

$$P_c = h \cdot f_c^2$$

La variation de puissance s'énonce:

$$\Delta P = P_c - P_i \\ = h \cdot f_c^2 - h \cdot f_i^2 \\ = h (f_c^2 - f_i^2)$$

L'identité remarquable:

$$(a^2 - b^2) = (a + b)(a - b)$$

nous permet de poser que:

$$\Delta P = h [(f_c + f_i)(f_c - f_i)]$$

ou:

$$\Delta P = h [(f_c + f_i) \cdot \Delta f]$$

Si le circuit est très sélectif, f_c et f_i sont confondues et la variation de puissance s'annule puisque Δf vaut zéro. En revanche, si le dispositif en question est du type « large bande », on s'attend à des fluctuations de puissance en fonction de la fréquence, qui créent un **bruit de fréquence** que l'on retrouve intégralement dans le spectre où il module le signal utile de manière erratique.

Cette manière de concevoir la puissance au niveau microscopique est intéressante pour les physiciens du solide sans cesse confrontés au problème des perturbations.

5. CONCLUSION

En analyse fine, c'est-à-dire, au niveau des corpuscules, le watt [W] est le produit de la quantité n de porteurs disponibles par la charge électrique de ces particules (rapportée à la valeur d'un coulomb [Cb]) multipliée par une distance d'un mètre [m] parcouru pendant une [s]*.

Le watt n'est donc pas une grandeur appropriée pour les recherches sur la structure de la matière où ses sous-multiples: nanowatt [nW], picowatt [pW], attowatt [aW] et femtowatt [fW] s'avèrent plus utiles. Mais connaissez-vous les valeurs de l'atto et du femto?

B. MARIN

* Il est recommandé d'écrire les unités de mesure en les encadrant entre des crochets [...] de manière à ne pas les confondre avec des variables ou d'autres paramètres dans les formules.

Cette notation n'a rien de magique. Il s'agit tout bonnement d'une convention et la respecter évite des déboires de lecture, du genre m . s, « mètre-seconde », pour m fois 1 seconde.

D IMPORTATEUR EXCLUSIF POUR LA FRANCE - **tranchant distribution**

zone d'activités de Courtabœuf - B.P. 62 91401 Orsay - tél. : 907.72.76 - télex : 690.304 F
zone sud Lyon - 62, Ancienne Voie Romaine - 69290 Craponne - tél. : (78) 57.17.66 - télex : 330310



SR 80

Platine

tourne-disque

stéréophonique.

Cellule phonocaptrice à condensateur électrolyte.

Courbe de réponse 20-20.000 Hz.

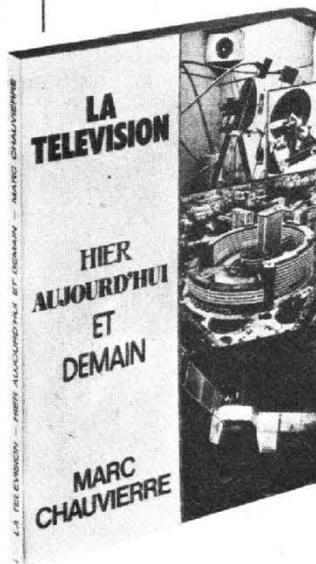
TOSHIBA



Ets SURPIN
95, bd de Créteil - 94100 ST-MAUR
HAUTE FIDELITE
40, rue Mulsant - 42300 ROANNE



VIENT DE PARAITRE



**LA
TÉLÉVISION
HIER,
AUJOURD'HUI
ET
DEMAIN**
par
Marc CHAUVIÈRE

Ce livre s'adresse à tous ceux qui, aimant la télévision, souhaiteraient connaître ses débuts il y a plus d'un siècle, comment elle est arrivée au stade actuel et ce qu'elle sera en l'an 2000. Non pas avec les fantaisies de la science fiction, mais d'après les résultats déjà obtenus dans le secret des laboratoires.

Enfin, le texte est abondamment illustré de très nombreuses photos et dessins.

Un volume de 128 Pages - Format 15 x 21 - Prix 42 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.

PRÉAMPLIFICATEURS D'ANTENNE A TRÈS LARGE BANDE

DEPUIS l'arrivée sur le marché courant des transistors à grand gain et à fréquence de coupure très élevée, il est désormais possible de réaliser aisément des amplificateurs HF, VHF, UHF à très large bande. De tels amplificateurs ont évidemment des applications multiples ; mais la plus répandue est très certainement celle de la construction des préamplificateurs d'antenne.

En effet, lorsqu'un câble de descente est trop long, ou lorsque le champ reçu est faible, ou lorsqu'on doit allonger un câble conduisant normalement des signaux faibles, il est recommandé de faire appel à un préamplificateur qui

élève préalablement le niveau des signaux.

Les préamplificateurs proposés ici sont destinés à être intercalés entre l'antenne proprement dite et le départ du câble coaxial de descente. En d'autres termes, nous aurons donc l'antenne avec quelques dizaines de centimètres de câble coaxial, puis le préamplificateur, et ensuite toute la longueur de câble coaxial de descente aboutissant au récepteur (téléviseur, récepteurs FM, UHF, VHF, etc.).

L'installation du préamplificateur juste au-dessous de l'antenne (en haut du mât) est capitale si on veut obtenir d'excellents résultats.

Quant à l'alimentation, elle est extrêmement simple. On

utilise une petite alimentation avec redresseur et filtrage, montée à côté du récepteur et mise en fonctionnement en même temps que celui-ci. La tension continue est appliquée au câble coaxial lui-même, véhiculée par ce dernier, et alimente ainsi le préamplificateur.

Tout ceci est illustré par le dessin de la figure 1. D'ores et déjà, on notera la présence éventuelle d'un filtre (en pointillés) intercalé entre l'antenne et l'entrée du préamplificateur. Ce dispositif est facultatif, mais recommandé ; parfois, nous devons le dire, il devient indispensable. Nous en reparlerons plus loin.

Ces préamplificateurs sont pratiquement aperiodiques...

ou presque ; en tout cas, ils couvrent une très large bande de fréquences et il n'y a aucune nécessité d'effectuer une quelconque mise au point. Disons tout de suite que tous les montages de préamplificateurs de ce genre (pseudo-apériodiques) reposent sensiblement sur le même principe, à quelques variantes de réalisation pratique près. Il s'agit toujours d'un amplificateur à contre-réaction globale, montage qui a l'énorme avantage de présenter des impédances d'entrée et de sortie faibles, ainsi qu'une grande stabilité en température.

Selon les transistors employés, le point de fonctionnement peut être ajusté, disons légèrement déplacé. Pour

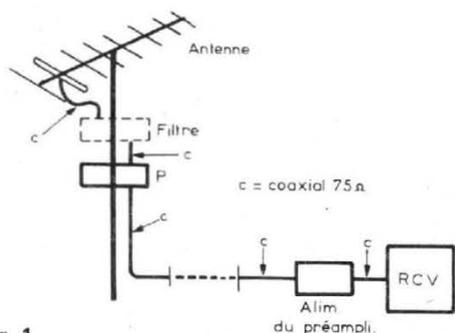


Fig. 1

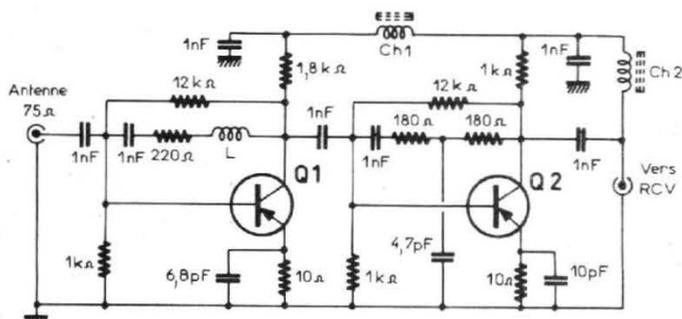


Fig. 2

cela, dans des montages de ce genre, on ne peut guère intervenir que sur la valeur des résistances de collecteur des transistors ; il est peu recommandé d'agir sur les autres valeurs.

Dans un préamplificateur d'antenne, le facteur de bruit est également un point capital. Si l'on ne veut pas détruire le rapport « signal/bruit » à la réception, il importe que la « température de bruit » du préamplificateur soit négligeable par rapport à la température d'antenne. En outre, il est impératif que le gain du préamplificateur soit suffisamment important pour que la contribution à la température de système des éléments qui suivent le préamplificateur soit négligeable. Rappelons aussi qu'en ce qui concerne le bruit, les connexions de masse sont très critiques ; il importe d'éviter toute « boucle », et par ailleurs, si le montage est fait sur circuit imprimé, il est recommandé de souder le dit circuit au boîtier de blindage du préamplificateur.

Le premier montage de préamplificateur que nous examinons est extrait d'une documentation de la firme SGS - ATEs ; son schéma est représenté sur la figure 2.

L'étage d'entrée (côté « antenne ») comporte un transistor Q1 type BFR 99 (SGS) chargé en courant continu dans son circuit de collecteur par la résistance de 1,8 k Ω ; l'impédance de charge en HF est beaucoup moindre, car

l'on doit tenir compte de la résistance de base de 1 k Ω du second transistor, ainsi que du circuit en T de contre-réaction de l'étage suivant.

L'émetteur du premier transistor BFR 99 comporte une résistance de 10 Ω complètement découplée par un condensateur de 6,8 pF seulement. L'effet de contre-réaction qui en résulte n'est progressivement atténué que sur les fréquences élevées, disons à partir de 100 MHz ; il y a donc réduction progressive de l'amplification pour les fréquences inférieures.

Les résistances de 1 k Ω et de 12 k Ω constituent le pont d'alimentation de la base ; la résistance de 12 k Ω assure en outre une bonne stabilité en courant continu du fait de son montage en contre-réaction entre sortie et entrée.

Enfin, un circuit série « L + 220 Ω + 1 nF » constitue l'élément « accordable » d'entrée connecté en contre-réaction également. La bobine L est constituée par deux tours très espacés de fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm enroulés sur un bâtonnet isolant de 6 mm de diamètre (ou sur le corps d'une résistance de 1 W). Le cas échéant, pour centrer l'accord vers le milieu de la bande désirée, on pourra écarter plus ou moins les spires l'une de l'autre. Le condensateur de 1 nF n'intervient pratiquement pas dans cet accord, si ce n'est que vers les fréquences assez faibles en constituant avec la bobine L une sorte de réjecteur série.

Le second étage avec le

transistor Q2 (BFR 99 également) accroît légèrement le gain de l'ensemble ; mais son rôle primordial est surtout de séparer le câble de sortie d'impédance 75 Ω de l'étage précédent. En effet, si la liaison était faite directement dès la sortie du 1^{er} étage, l'amortissement qui en résulterait serait tel qu'il supprimerait presque tout le bénéfice de l'amplification.

Le filtre en T connecté en contre-réaction, relève la réponse en fréquence vers les UHF. Rappelons que la sélectivité d'un filtre placé en contre-réaction, s'inverse totalement par l'intermédiaire de l'amplificateur ; en conséquence, ce qui « creuse » la réponse d'une bande de fréquences, devient une « bosse ». C'est donc le cas présent, mais très amorti, et descendant très bas en fréquences.

Les mêmes dispositions que précédemment ont été prises en ce qui concerne l'alimentation de la base et le découplage partiel de la résistance d'émetteur.

L'alimentation est faite sous 24 V avec le « plus » à la masse par l'intermédiaire du câble coaxial de descente. Les bobines d'arrêt Ch 1 et Ch 2 sont constituées chacune par 30 tours de fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm enroulés jointifs sur un bâtonnet de ferrite de 1,5 mm de diamètre.

Il est important de préciser que l'on recommande de faire tout le montage et le câblage avec des fils extrêmement

courts sur une plaquette de laiton (éviter le circuit imprimé).

Les caractéristiques essentielles de ce préamplificateur sont les suivantes :

- bande passante : 42 à 850 MHz,
- facteur de bruit : inférieur ou égal à 5 dB,
- ROS entrée et sortie : inférieur ou égal à 2,
- impédances entrée et sortie : 75 Ω ,
- intermodulation : inférieure ou égale à 1 %,
- tension de sortie maximale : 100 mV eff.

Un second montage de préamplificateur (proposé d'après A.C.E. Philips) est représenté sur la figure 3.

Cette réalisation d'une conception voisine de la précédente comporte deux transistors Q1 et Q2 du type BFY 90, ou mieux BFR 90. L'alimentation s'effectue comme précédemment par l'intermédiaire du câble coaxial, sous 24 V également, mais ici avec le « moins » à la masse (consommation 17 mA).

Les bobinages sont constitués comme suit : L1 = L4 = bobine d'arrêt comportant 30 spires de fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm enroulées jointives sur un bâtonnet de ferrite de 1,5 mm de diamètre.

L2 = 5 spires de fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm enroulées sur air ; diamètre intérieur de 3 mm ; pas de 0,5 mm.

L3 = 3 spires (comme ci-dessus).

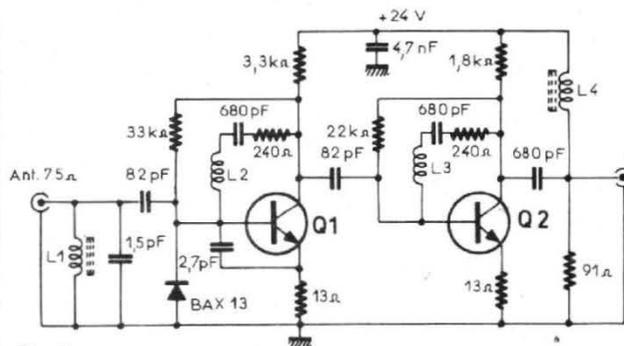


Fig. 3

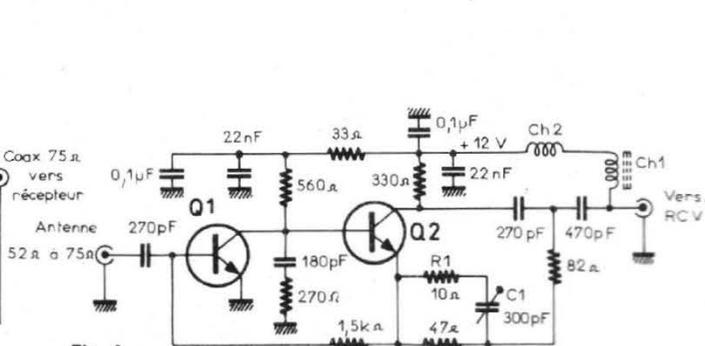


Fig. 4

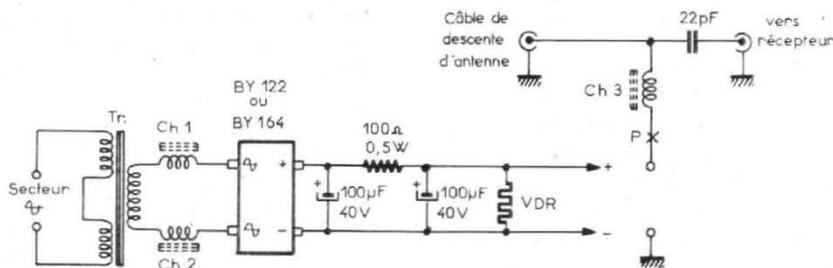


Fig. 5

Les caractéristiques essentielles de ce préamplificateur sont les suivantes :

- bande passante : 40 à 860 MHz,
- gains : VHF = 14,5 dB ; UHF = 13 dB \pm 1 dB selon canal,
- facteurs de bruit : VHF < 6 dB ; UHF < 7,5 dB,
- tensions maximales admissibles : VHF = 19 mV eff. ; UHF = 22 mV eff,
- tension de sortie maximum = 100 mV eff,
- impédance : 75 Ω (nominale),
- pas de risques de transmodulation par les signaux forts même lorsque plusieurs canaux sont amplifiés simultanément... comme cela se produit généralement.

Nous avons relevé un troisième montage proposé par C. ROSOLEN dans *Electronique Professionnelle* N° 1514, montage que nous avons expérimenté et légèrement modifié comme nous l'indiquons par le schéma de la figure 4. Ce préamplificateur est conçu pour la couverture d'une bande de fréquences allant de 100 kHz à 500 MHz. A l'origine, il comporte deux transistors type 2 N 5032 ; nous l'avons expérimenté avec deux transistors Q1, Q2 du type BFR 90.

Le gain en boucle fermée aux fréquences inférieures est de l'ordre de 28 dB. Du fait des capacités parasites, un réseau correcteur R1 C1 a été introduit et son action sur la résistance d'émetteur de 47 Ω

maintient le gain sensiblement constant en fonction de la fréquence. Le condensateur C1 provoque un certain déphasage sur le signal de contre-réaction qui n'est donc plus rigoureusement en opposition de phase à l'entrée ; on peut ainsi obtenir (pour certaines plages de fréquences) un gain plus important que le gain aux fréquences inférieures. La capacité du condensateur C1 peut être ajustée par examen de la bande passante globale au wobulateur.

La bande passante aux fréquences inférieures est pratiquement limitée par les valeurs des condensateurs d'entrée et de sortie (270 et 470 pF).

L'impédance d'entrée est ramenée vers 52 Ω par l'adjonction d'un réseau RC (220 Ω + 180 pF) entre le collecteur de Q1 et la masse. Toutefois, pour des fréquences supérieures à 300 MHz, il est nécessaire d'ajouter en série avec ce réseau RC, une petite bobine de 0,1 μ H afin que le ROS reste inférieur à 1,8/1.

Aux fréquences inférieures, l'impédance de sortie est pratiquement définie par la résistance de charge du collecteur de Q2 (330 Ω). Pour ramener cette impédance vers 52 Ω , et compte tenu des capacités parasites de sortie, une résistance shunt de 82 Ω aboutissant à la masse a été ajoutée.

Toutes ces corrections étant effectuées, le gain global du montage se trouve ramené vers 18 à 20 dB.

La mesure du facteur de bruit donne les résultats suivants : 2,5 dB à 30 MHz ; 2,6 dB à 100 MHz ; 2,9 dB à 300 MHz. Pour le facteur de bruit, les connexions de masse sont très critiques ; il est capital d'éviter toute « boucle » et de souder la masse du circuit imprimé en de multiples points du boîtier de blindage.

Comme dans les montages précédents, l'alimentation peut se faire par l'intermédiaire du câble coaxial de descente (12 V avec « moins » à la masse). Cependant ici, compte-tenu de la bande de fréquences très large à amplifier, nous avons non seulement une bobine d'arrêt VHF - UHF (Ch 1) présentant les mêmes caractéristiques que précédemment, mais également une bobine d'arrêt HF (Ch 2 du type R100 ou similaire) nécessaire au blocage des fréquences inférieures.

ALIMENTATION

Le schéma de l'alimentation convenant aux montages préamplificateurs que nous venons de décrire est représenté sur la figure 5.

Dans le cas des préamplificateurs des figures 2 et 3, le transformateur Tr. aura un secondaire délivrant 30 V eff. La résistance VDR de sortie, non obligatoire mais recommandée, sera du type 39 V 10 mA. On obtient ainsi une

tension d'alimentation en charge de l'ordre de 24 V.

Les bobines d'arrêt CH 1 et CH 3 comportent chacune 30 spires de fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm enroulées jointives sur un bâtonnet de ferrite de 1,5 mm de diamètre.

Naturellement, dans le cas du préamplificateur de la figure 2, le « plus » sera relié à la masse et le « moins » aboutira au conducteur central du câble coaxial. Il en sera exactement le contraire dans le cas du préamplificateur de la figure 3 (alimentation avec « moins » à la masse).

Enfin, pour le préamplificateur de la figure 4, le secondaire du transformateur d'alimentation délivrera une tension de 15 V eff. et la résistance VDR sera du type 18 V 10 mA (tension d'alimentation de l'ordre de 12 à 15 V en charge avec « moins » à la masse). Pour l'obtention d'un fonctionnement correct aux fréquences inférieures de la bande passante prévue pour ce préamplificateur, la capacité du condensateur de liaison de 22 pF sera portée à 100 pF ; en outre, il sera nécessaire d'intercaler au point P en série avec Ch 3 une bobine d'arrêt HF du type R 100.

Dans tous les cas, selon les matériels utilisés, on pourra évidemment modifier la valeur de la résistance de filtrage R (100 Ω sur le schéma) afin d'obtenir exactement la tension d'alimentation requise (12 ou 24 V) en sortie.

Il est absolument évident que les préamplificateurs à très large bande (pseudo-apériodiques) ne présentent pratiquement aucune sélectivité; cela veut dire qu'ils amplifient aussi bien les signaux désirés que les signaux « perturbateurs » (s'il en existe au lieu de réception) et cela peut être la cause d'une gêne très importante notamment dans le cas de la réception de la télévision.

Fort heureusement, il existe de nombreux types de filtres commerciaux dont le choix est à faire selon la fréquence ou la bande de fréquences perturbatrice, c'est-à-dire selon la fréquence ou la bande de fréquences à rejeter. On peut d'ailleurs installer plusieurs filtres à la suite les uns des autres, la perte d'insertion sur le signal utile étant généralement très faible.

Ces filtres s'intercalent entre l'antenne proprement dite et l'entrée du préamplificateur, comme nous l'avons indiqué en pointillés sur la figure 1.

Les problèmes posés par la réception des signaux de télévision dans des zones où ceux-ci sont perturbés par des émissions (hors bandes TV), mais très puissantes (émetteurs de télécommunication,

radio-téléphones, radio-amateurs, etc.) ont conduit à développer quatre filtres complémentaires destinés à apporter une certaine sélectivité aux entrées bande I, bande II (FM), bande III et bandes UHF (filtres Portenseigne).

Ces filtres doivent être intercalés sur le câble coaxial en amont de l'amplificateur d'antenne et raccordés à l'entrée correspondante de celui-ci; chaque filtre peut être utilisé seul ou être associé à un ou plusieurs autres filtres, suivant le problème particulier posé par chaque cas de perturbation.

La figure 6 montre les courbes de transmission pour les bandes I, II, III, et UHF (IV et V). En abscisses, sont inscrites les fréquences de 20 à 850 MHz; les bandes pouvant être le siège de perturbations sont également indiquées.

En ordonnées, sont inscrites les atténuations obtenues en dB. Enfin, les courbes inférieures représentent la désadaptation K entraînée (en pourcent) en fonction de la fréquence.

Le filtre bande I est caractérisé par une forte réjection (> 35 dB) contre les brouillages entre 26,1 et 27 MHz (radiotéléphones), entre 28 et 29,7 MHz (amateurs) et entre 30 et 41 MHz (radiotéléphones de la bande A). La bande I étant moins vulnérable (pro-

priété des antennes, atténuation d'espace, etc.) aux perturbations provoquées par la bande B (68 à 87,5 MHz), la protection est plus faible (> 20 dB) avec néanmoins un circuit réjecteur vers 72 MHz (fréquence utilisée en bande B) et réjection de l'harmonique 3 du 27 MHz. Atténuation de passage dans la bande I: < 1,5 dB.

La courbe de réponse du filtre pour la bande II a été établie de façon à présenter le maximum de réjection contre les brouillages originaires de la bande B (68 à 87,5 MHz) où se situe un trafic important des radiotéléphones. La réjection des autres bandes plus éloignées étant importante (40 dB), sauf entre 80 et 125 MHz, les risques de perturbations par des signaux dans ces bandes sont extrêmement réduits. Atténuation de passage dans la bande II: < 1,5 dB.

Le filtre pour la bande III comporte une réjection réglable de 140 à 160 MHz, permettant d'atténuer (40 dB environ) les fréquences des bandes « amateurs » (144 à 146 MHz), aviation (146 à 156 MHz), et bande C (156 à 162 MHz) où se situe un trafic radiotéléphonique assez important. Les fréquences supérieures à celles de la bande III ne pouvant être perturbées que par le trafic aérien UHF, où les stations n'utilisent

qu'une puissance moyenne et sont toujours suffisamment éloignées, ne nécessitent pas de protection particulière. Atténuation de passage dans la bande III: < 1 dB.

Le réjecteur pour les bandes IV et V (UHF) est réglable sur une fréquence quelconque de cette gamme; il permet d'atténuer un signal brouilleur de 20 à 26 dB suivant la fréquence. Il est ainsi possible d'éliminer les brouillages pouvant provenir de stations radiotéléphoniques utilisant la bande D (440 à 470 MHz) ou les perturbations susceptibles d'être produites par une émission étrangère de télévision sur une fréquence quelconque de la bande IV-V. Atténuation de passage dans la bande IV-V: < 1 dB.

Ces filtres permettent donc de résoudre très efficacement les problèmes de brouillage qui venaient parfois interdire l'emploi des amplificateurs « toutes bandes » ou « à très large bande » dans des régions où le niveau des signaux TV (ou FM) assez faible les rendaient plus particulièrement vulnérables aux signaux perturbateurs.

Le cas échéant, ces filtres peuvent être également utiles, en amont d'amplificateurs même beaucoup plus sélectifs, lorsqu'ils sont employés dans une zone violemment perturbée.

Roger A. RAFFIN

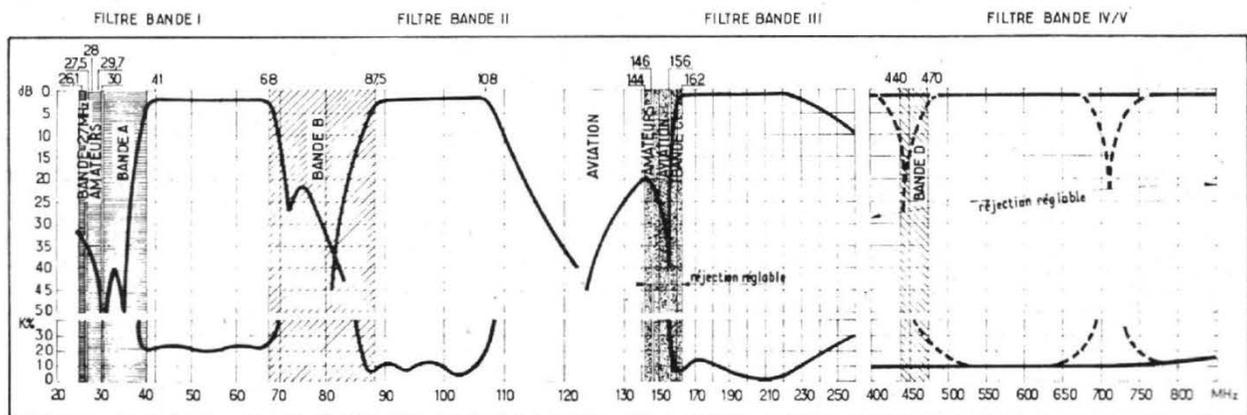


Fig. 6

LA TRANSMISSION DES SONS

par rayons infrarouges

LES sons peuvent être transmis par les ondes lumineuses visibles, aussi bien que par les ondes hertziennes qui servent de support. Cette transmission est limitée évidemment à la zone de vision optique si elle est directe ; mais on prévoit, dans certains cas, désormais l'utilisation de fibres optiques servant, en quelque sorte, de guides d'ondes.

Au lieu, cependant, d'utiliser la lumière visible comme support de sons, on peut songer désormais à employer des rayons lumineux invisibles infrarouges, c'est-à-dire dont la longueur d'onde est plus grande que celle des rayons visibles habituels de différentes colorations. Les avantages sont multiples ; les liaisons sont moins directionnelles, c'est-à-dire que les appareils utilisables permettent la transmission de sons divers qui ne sont pas perçus seulement dans une direction déterminée, mais sur une assez grande surface. On bénéficie surtout d'une très grande simplification des dispositifs optiques, car il n'est plus besoin d'employer des systèmes d'objectifs complexes pour envoyer le faisceau lumineux support du son et le recevoir dans les systèmes correspondants.

Les éléments émetteurs de rayons qui doivent être modulés par les signaux sonores sont également simplifiés ; les dispositifs photo-électriques

récepteurs ont été améliorés, et fonctionnent dans des conditions différentes.

Le principe nouveau consiste à utiliser une source de rayons infrarouges constitués par une diode électroluminescente ou LED (Light Emitting Diode) qui est un élément semi-conducteur permettant d'assurer de façon efficace la production de lumière visible ou infrarouge. Cette diode, comme, d'ailleurs, la plupart des diodes semi-conductrices peut être réalisée de façon à détecter aussi bien qu'à produire la lumière ; le même élément peut ainsi constituer en principe à la fois un dispositif émetteur et détecteur ce qui simplifie encore le montage. La réception s'effectue pourtant, en général, avec une photo-diode.

Les applications de ces systèmes de transmission et de réception sonores à infrarouges sont déjà pratiques et nombreux ; la réception est effectuée généralement à courte distance, parce que les diodes utilisées ont une faible

puissance. Ces montages permettent ainsi d'obtenir à distance l'écoute, au moyen d'un casque téléphonique ou d'un petit haut-parleur, du son d'un téléviseur ou d'un radio-récepteur en tous points d'une salle, et d'une manière individuelle. L'auditeur porte sur lui un petit récepteur très léger de la dimension d'un paquet de cigarettes ; il peut écouter l'accompagnement des images de télévision ou le radio-concert qui l'intéresse sans gêner en quoi que ce soit les autres occupants de la salle. Les divers membres d'une même famille peuvent ainsi simultanément recevoir sans difficulté les programmes différents qui les intéressent.

D'autres applications électro-acoustiques sont possibles. C'est ainsi qu'on peut prévoir l'enregistrement microphonique à distance.

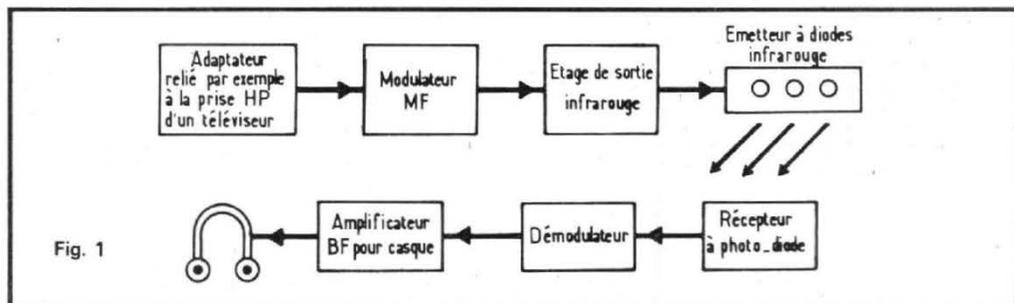
Le microphone avec pré-amplificateur serait ainsi relié à un émetteur infrarouge, et le récepteur correspondant relié à un magnétophone. Un emploi du même genre peut être prévu pour les nouvelles

caméras sonores à pistes magnétiques disposées sur le film même, et qui comportent un microphone qui donnerait souvent de meilleurs résultats, s'il était disposé à une certaine distance de l'appareil. Il faudrait évidemment éviter alors les effets optiques.

DISPOSITION DES MONTAGES EMETTEURS ET RECEPTEURS

D'après les principes indiqués plus haut, un appareil émetteur sonore à rayons infrarouges de ce genre comporte un adaptateur destiné à la liaison avec appareil sonore, par exemple, un téléviseur. Les sons ainsi recueillis agissent sur un montage à modulation de fréquences fonctionnant, par exemple, sur une fréquence de 100 kHz ; il est actionné par un signal à fréquence musicale d'amplitude constante.

L'étage de sortie agit sur



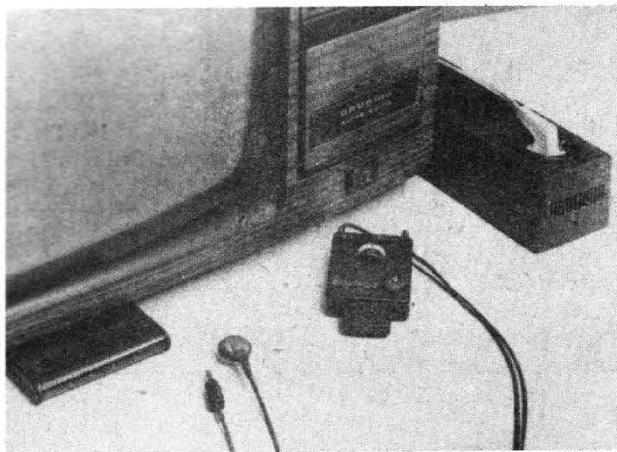


Fig. 2



Fig. 3

l'émetteur à diode électroluminescente à rayons infrarouges ; il y a généralement plusieurs diodes montées en parallèle constituant une sorte de rampe.

Le récepteur comporte d'abord une photo-diode, ou cellule photo-électrique à semi-conducteur, à faible capacité propre et à fréquence limite élevée. Les signaux à infrarouges qui agissent sur la cellule sont détectés et transmis à un démodulateur à modulation de fréquence.

Enfin, un petit amplificateur de faible puissance assure un signal audible avec un casque téléphonique ou un petit haut-parleur, et limite la bande de fréquences transmise. On emploie, généralement, des écouteurs de forte impédance, entre 0,5 et 4 k Ω ; pour des écouteurs de faible impédance, de 4, 8 ou 16 Ω , il faut généralement employer un montage complémentaire à transistors (fig. 1).

**UN APPAREIL
EMETTEUR
RECEPTEUR
A RAYONS
INFRAROUGES
PRATIQUE
LE 485 GRUNDIG**

L'intérêt des dispositifs émetteurs et récepteurs de sons par rayons infrarouges a attiré l'attention des construc-

teurs, en particulier, en Allemagne. C'est ainsi que Siemens et Grundig ont étudié et présenté récemment des appareils de qualité destinés plus spécialement à être adaptés sur des téléviseurs, de façon à permettre la réception à distance des sons accompagnant les images à l'aide d'écouteurs individuels.

Le dispositif **Grundig** comporte ainsi trois éléments : un petit émetteur destiné à être relié au téléviseur par l'intermédiaire d'un adaptateur évitant les risques de troubles et d'interférences mutuelles ; un récepteur à photo-diode très léger et très réduit est destiné à être agrafé sur le veston de l'auditeur et actionne un petit écouteur téléphonique ou un petit haut-parleur.

L'émetteur est contenu dans un petit boîtier métallique de 200 mm x 70 mm seulement ; il peut être disposé à côté du téléviseur ou fixé sur le coffret au moyen d'un support à agrafage prévu à cet effet (fig. 2 et 3).

Cet émetteur est alimenté par le courant du secteur mettant le téléviseur en fonctionnement. A cet effet, une prise de courant à douilles femelles se trouve sur le dessus du boîtier. L'émetteur est relié directement à une prise de courant 220 V, et la fiche de prise de courant du téléviseur est adaptée sur la prise femelle du boîtier de l'émetteur. Les deux appareils : émetteur et

téléviseur, sont ainsi disposés en série, et sont mis, en même temps, sous tension lorsqu'on met en marche le téléviseur. Les fonctionnements des deux appareils sont également interrompus simultanément.

Les diodes émettrices de lumière, au nombre de six et disposées sur une seule rangée, sont contenues dans un petit boîtier en matière plastique à parois perforées pour permettre l'aération et la dissipation de chaleur de 90 mm de longueur, 55 mm de largeur et 15 mm de hauteur. La partie frontale est constituée par un semi-cylindre transparent, qui laisse passage aux rayons sur toute la longueur du boîtier. Les diodes d'émission sont du type LD 241 T à l'arséniure de gallium. Le boîtier émetteur est placé devant le téléviseur, comme on le voit sur la figure 2.

Sur le côté du boîtier de l'émetteur, se trouve une prise femelle pour fiche de liaison DIN à 5 broches. Mais, entre le téléviseur et l'émetteur, on adapte, nous l'avons noté plus haut, un petit intermédiaire comportant un transformateur. La sortie prévue pour le haut-parleur supplémentaire dans le téléviseur est reliée au moyen d'un câble avec les deux fiches à deux broches habituelles à l'entrée de cet adaptateur et l'entrée femelle de l'émetteur est elle-même reliée à la sortie de l'adaptateur à l'aide d'un câble com-

portant, d'un côté une fiche mâle à cinq broches, et de l'autre une fiche de jack miniature (fig. 4).

Le récepteur, de son côté, dont le schéma est représenté sur la figure 5, comporte à l'entrée une photo-diode BPW 34, qui détecte les radiations infrarouges et, à la sortie, comme nous l'avons noté, un écouteur miniature de 220 Ω à embout auriculaire disposé dans le conduit auditif de l'auditeur.

Le récepteur est contenu dans un petit boîtier métallique miniature de 70 mm de haut, 55 mm de large, 18 mm d'épaisseur, et dont le poids ne dépasse pas 70 g y compris le petit élément d'accumulateur avec chargeur incorporé. Ce petit élément est disposé dans un boîtier de 30 mm de large, et 20 mm de hauteur, adapté au moyen de deux broches à la partie supérieure du récepteur.

Il est aisément démontable, et il suffit de le placer sur une prise de courant du secteur, pour obtenir immédiatement la recharge d'une manière automatique, sans risque de surcharge, ou d'erreur de tension quelconque.

Sur la face avant du boîtier de ce récepteur, se trouve en bas et à droite, comme on le voit sur la photographie, une petite capsule optique transparente disposée au-dessus de la photo-diode. On voit également sur le boîtier le bouton

molleté du potentiomètre, qui commande l'intensité sonore (potentiomètre P I de 100 k Ω du schéma) et qui constitue, en fait, le seul dispositif de réglage de l'appareil. Enfin, à la partie supérieure, une fiche de jack miniature assure la liaison avec l'écouteur téléphonique.

L'ensemble permet d'obtenir très facilement une audition confortable dans une chambre, ou une salle de gran-

des dimensions. A l'inverse d'autres systèmes comportant des dispositifs optiques plus compliqués de concentration à l'émission et à la réception le fonctionnement n'est pas directionnel, c'est-à-dire que l'auditeur peut se déplacer dans un angle assez large par rapport à l'émetteur sans qu'il en résulte une disparition d'audition. Ce fait est dû à la réception des rayons lumineux indirects, qui se réflé-

chissent sur les parois ou les objets environnants.

Un dispositif nouveau de ce genre constitue ainsi réellement un appareil pratique de maniement simple facilement adaptable à tous les types de téléviseurs et qui peut intéresser à juste titre tous les téléspectateurs qui désirent recevoir et entendre les programmes de leur choix sans risquer la moindre contestation avec

les membres de leur entourage qui ne partagent pas leurs goûts.

UNE REALISATION SIMPLIFIEE D'AMATEUR

L'utilisation d'une seule diode électroluminescente, à la fois comme source infrarouge et comme détectrice,

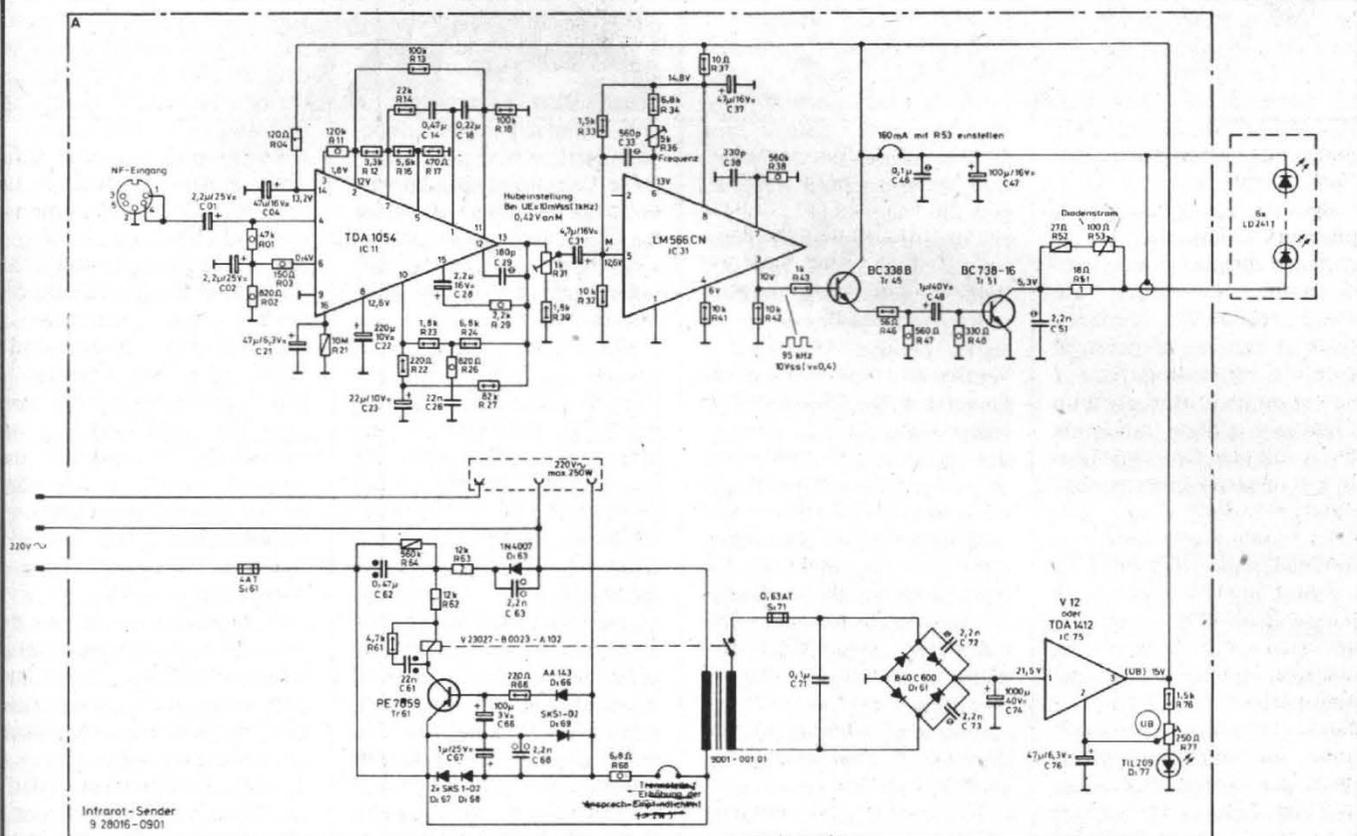


Fig. 4

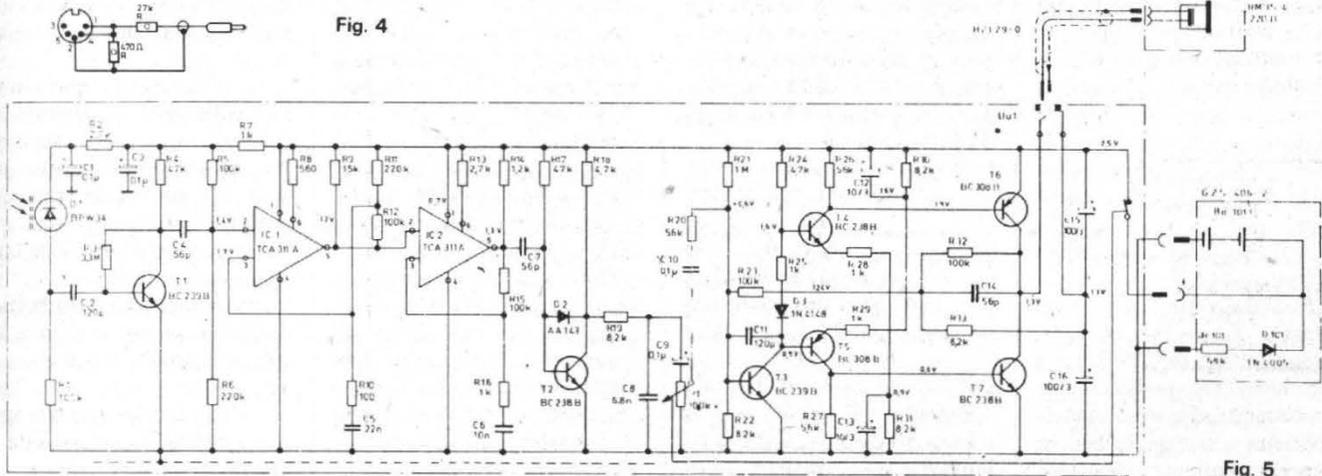


Fig. 5

peut présenter, nous l'avons noté, certains avantages. L'émetteur réalisé suivant ce principe ne comporte qu'un seul système optique élémentaire, ce qui réduit le prix de revient et simplifie la construction.

Pour la transmission et la réception à une certaine distance cette simplification permet de réduire au minimum l'alignement optique entre les deux appareils en infrarouges. Presque toute la face frontale de l'émetteur est, d'ailleurs, occupée par une lentille; on obtient une grande efficacité de transmission lumineuse, plus élevée que celle obtenue avec les systèmes à deux lentilles.

On voit, sur la figure 6, le schéma de montage d'un appareil de ce genre, très réduit et très simple. Un amplificateur à fréquence musicale du type commercial ordinaire à transistors Amp 1 est simplement connecté à un modulateur à deux transistors Q1 et Q2, par l'intermédiaire d'un inverseur S1 à deux positions.

Les signaux musicaux provenant de l'amplificateur sont transmis au modulateur par le condensateur C2. Les transistors Q1 et Q2 assurent une modulation linéaire sur une gamme dépassant 75 %.

Les diodes électro-luminescentes sont des éléments sensibles aux variations de courant. La variation de courant dans l'élément LED 1 est déterminée normalement par le réglage du potentiomètre R5. Comme on peut employer des diodes de différentes caractéristiques, un contrôle additionnel du courant peut être nécessaire pour éviter l'inconvénient de telles variations.

Pour simplifier l'alignement de ce montage, à la fois émetteur et récepteur, le circuit de transmission comporte une résistance R2, de 100 kΩ qui détermine des oscillations de réaction quand elle est connectée de la sortie à l'entrée de l'amplificateur par l'inverseur S2. Lorsque cet inverseur est

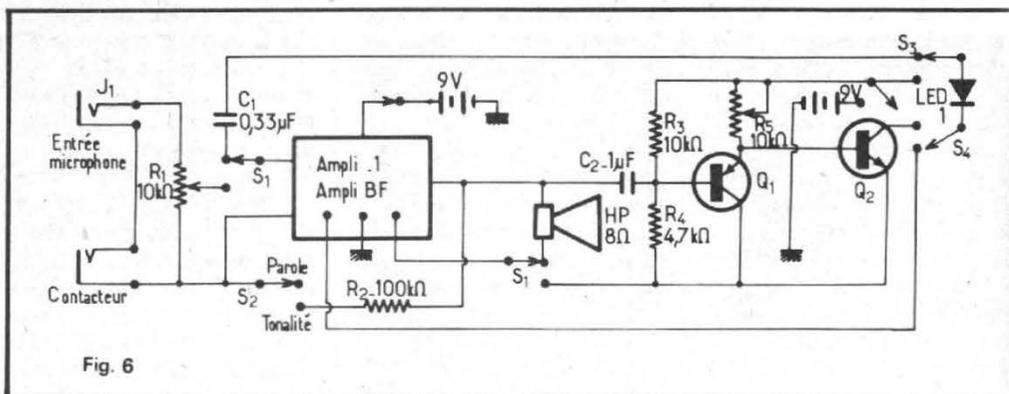


Fig. 6

sur la position « tonalité », l'émetteur produit une tonalité, dont la fréquence peut être modifiée depuis une gamme basse jusqu'à une gamme aigue, en déconnectant le microphone relié au jack J1.

Lorsque l'appareil fonctionne en récepteur, la même diode électro-luminescente utilisée pour transmettre le signal optique est reliée à l'entrée de l'amplificateur par l'inverseur S3. Le condensateur C1 s'oppose au passage des signaux indésirables en courant continu et les empêche d'agir sur l'amplificateur.

Dans ce fonctionnement en récepteur, le montage de modulation n'est plus relié à la source d'alimentation, afin d'assurer une économie d'énergie et d'éviter l'usure rapide de la batterie.

Les radiations optiques incidentes qui viennent frapper la surface sensible des diodes lumineuses produisent un courant, qui est proportionnel à l'amplitude de modulation des signaux sonores. Ce courant est amplifié par l'amplificateur AMPI, et actionne un petit haut-parleur miniature, d'une impédance de l'ordre de 8 Ω.

DISPOSITION PRATIQUE DU MONTAGE

L'amplificateur BF est constitué par un module à quatre transistors, mais tout amplificateur courant peut être employé, à condition

d'adapter les impédances avec le microphone et le haut-parleur.

Les diodes électro-luminescentes sont simplement disposées derrière une plaque perforée. Le courant de lecture ne doit pas dépasser la valeur limite admissible, car les diodes sont employées sans ailettes de refroidissement. Si le courant est trop élevé, on modifie la valeur de R5, en se basant sur l'échauffement constaté à la surface des diodes. S'il est nécessaire, on peut placer en série une résistance additionnelle de limitation, au point marqué en X sur le schéma.

Avec un tel appareil, la réception peut en principe, être obtenue jusqu'à quelques dizaines de mètres; mais on peut d'abord faire les essais à des distances maximales de l'ordre de 4 à 5 mètres. En fait, le faisceau de transmission est assez réduit.

On complète les essais en s'écartant plus ou moins de l'émetteur, et en écoutant avec le récepteur, en appliquant sur les diodes la tonalité fixe indiquée précédemment. La gamme de réception pendant le jour est plus réduite que pendant la nuit, en raison de l'augmentation des bruits détectés déterminés par la lumière ambiante.

Des modifications sont, d'ailleurs, possibles, et pour augmenter la gamme de réception, on peut accroître le diamètre de la lentille. La surface collectrice de lumière d'un système optique est proportionnelle au carré de son diamètre; en doublant ainsi la

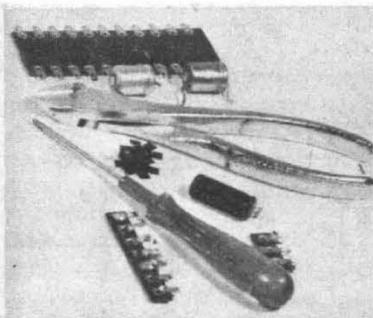
surface du collecteur, on peut, en pratique, doubler la gamme dans de bonnes conditions de transmission de lumière ambiante et d'atmosphère.

La plus intéressante modification consiste, sans doute, à relier deux émetteurs ensemble avec un système de fibres optiques pour un tel usage la diode électro-luminescente devient une partie intégrée de l'assemblage à fibres optiques; pour obtenir un meilleur résultat, on choisit une fibre de grand diamètre de l'ordre de 40 microns, on enlève la capsule de la diode, et on dispose une couche transparente sur la capsule, en collant la fibre aussi près que possible de la pastille.

On soude les connexions de chaque diode à une fiche miniature d'écouteur, et on enveloppe les connexions avec de la colle époxy pour assurer un ensemble rigide et durable. Ce montage constitue, en particulier, un dispositif curieux et intéressant pour déterminer les possibilités de transmission par les fibres optiques.

De toute façon, il s'agit-là de véritables systèmes de transmission et de réception des sons à une distance qui peut être assez grande et non plus seulement d'appareils à faible portée à usages pratiques limités spécialement à l'audition de l'accompagnement sonore des images télévisées.

P. HEMARDINQUER



ABC de L'ELECTRONIQUE

MONTAGES SIMPLES à diodes de signal

INTRODUCTION

LES diodes « usages généraux » dites aussi diodes de signal sont utilisées pour la détection et la CAG, CAF et la discrimination en FM, dans les récepteurs radio, TV et FM.

Elles peuvent aussi être utilisées comme redresseuses de faible puissance dans les montages d'alimentation.

Dans cet ABC, on décrira plusieurs montages : radio-récepteurs sans alimentation avec ou sans transistor, mesureur de champ, montage oscillateur à diode lambda réalisé avec deux transistors à effet de champ et, pour terminer, un récepteur sans antenne pour salles de conférences ou classes d'audio-visuel.

Les montages sont simples, les composants peu onéreux et les expérimentateurs pourront les essayer et réaliser ainsi des dispositifs, non seulement amusants et instructifs, mais dans certains cas, très utiles.

Commençons avec les radio-récepteurs ne nécessitant aucune alimentation.

RADIO-RÉCEPTEURS SANS ALIMENTATION

Il est évident que le radio-récepteur à diode, utilisé comme détecteur, non associé à un étage à transistor, sera un appareil ne nécessitant aucune alimentation, ni du secteur, ni par pile ou accumulateur.

Les avantages de la suppression de l'alimentation sont : l'économie de matériel, la simplification de la construction et, surtout, le fonctionnement assuré en tout moment, donc à l'abri des pannes des diverses sources d'alimentation : batterie épuisée, secteur... en grève, etc.

Un récepteur à diode est toutefois affligé de nombreux défauts ou plutôt d'insuffisances : il est peu sensible, peu sélectif, peu puissant.

L'adjonction d'un transistor pourrait l'améliorer et le rendre acceptable dans certaines applications particulières, mais un transistor, aussi « modeste » soit-il nécessite une alimentation.

La solution de ce problème n'est pas dans la suppression

de toute alimentation, mais dans le remplacement d'une alimentation coûteuse par une alimentation, en principe gratuite.

De l'énergie, il y en a partout, mais il faut savoir l'utiliser. Ainsi, dans le cas du remplacement du pétrole par d'autres sources, telles que : soleil, atome, marées et même charbon, on s'est aperçu que c'était quand même le pétrole, qui est encore le plus avantageux, même s'il faut le payer quatre fois plus cher.

Par la radio, deux sources d'énergie sont possibles : l'énergie solaire, en utilisant des piles solaires et l'énergie propagée en toutes directions et que l'on trouve partout et en tous moments, provenant des émissions de toutes sortes : radio, TV, et parasites principalement.

La pile solaire est toutefois chère. Elle ne convient que pour des usages professionnels. Elle peut fournir des puissances relativement importantes, par exemple suffisamment pour alimenter un téléviseur, un petit émetteur ou tout autre appareil pas trop puissant.

D'autre part, la puissance captée par une antenne est assez faible, mais elle est à la portée de tous et ne coûte rien.

MONTAGES PROPOSÉS

En premier lieu, on pensera à deux petits radio-récepteurs : l'un utilisé pour la réception possible d'une ou plusieurs stations puissantes et proches, l'autre pour redresser tous les signaux radio-électriques qu'une antenne peut capter.

A la figure 1 on donne le schéma de principe de cet ensemble.

Il est souhaitable que la puissance captée par l'antenne 2 soit aussi grande que possible, égale ou plus grande que celle captée par l'antenne 1.

Le premier récepteur sera accordé, évidemment, sur l'émission désirée.

Le deuxième récepteur pourra être accordé sur n'importe quelle émission disponible, l'essentiel est qu'elle fournisse le maximum de puissance.

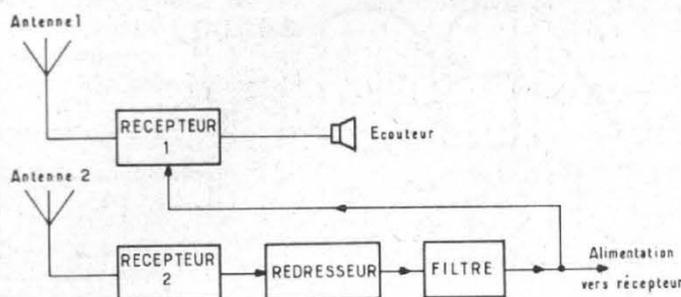


Fig. 1

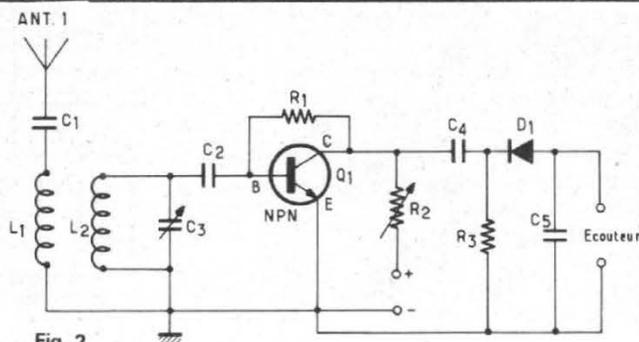


Fig. 2

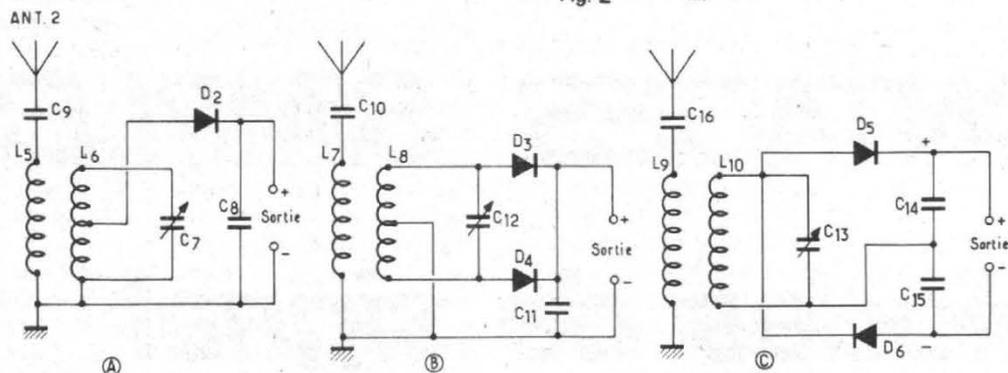


Fig. 4

On aura donc à étudier, dans le cas de l'ensemble de la figure 1, deux récepteurs distincts avec leurs accessoires : les antennes et l'écouteur.

Le récepteur comportera une diode détectrice (pas d'alimentation) et un transistor, en amplificateur HF ou BF ou les deux (reflex).

Comme il s'agit de reproduction par casque ou écouteur, il n'est pas nécessaire d'augmenter la puissance. On préférera, par conséquent, un amplificateur HF à transistor qui d'ailleurs contribuera également à ce que le signal BF de sortie soit plus puissant que celui de sortie du détecteur seul.

Grâce à l'étage HF, on pourra améliorer la sensibilité et la sélectivité.

Voici à la figure 2 un exemple de radio-récepteur à étage HF à transistor et détecteur à diode. Un seul circuit accordé est disposé à l'entrée, composé de L_2 et C_3 .

Le transistor HF est du type 2N 3391 ou tout autre du même genre, consommant peu et ne nécessitant pas de tension d'alimentation élevée.

Valeur des éléments : $L_1 - L_2$: bloc d'accord pour PO ou GO ; $C_1 = 1 \text{ nF}$ (peut être remplacé par une connexion = $C_2 = 200 \text{ pF}$ (PO) ou 100 pF (GO), $C_3 = 100$ à 500 pF , selon la gamme à recevoir ; $C_4 = 1000 \text{ pF}$; $C_5 = 10 \text{ nF}$; $R_1 = 10 \text{ M}\Omega$, $R_2 = 500 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 500 \text{ k}\Omega$. D = diode pour détection, par exemple 1N 904 ou 1N 60, 1 N 90, BA 100, OA 200, OA 202.

Ce montage peut être amélioré en branchant C_2 sur une prise effectuée sur L_2 (au milieu ou au tiers inférieur).

On pourra aussi, monter un circuit accordé entre Q_1 et D_1 , comme indiqué à la figure 3. Le bobinage $L_3 - L_4$ est identique au bobinage $L_1 - L_2$ et

on peut également brancher la diode à une prise effectuée sur L_4 .

Les deux condensateurs variables C_3 et C_6 seront identiques, munis chacun d'un ajustable AJ_1 et AJ_2 pour l'alignement sur l'extrémité de la fréquence la plus élevée. Prendre des ajustables de 50 pF maximum.

Le récepteur donnant l'alimentation sera réalisé d'après un des schémas de la figure 4.

En (A) un montage simple avec une seule diode. Le signal redressé apparaît aux bornes de C_8 et est appliqué aux bornes + et - d'un récepteur.

En (B) le montage est dou-

bleur de fréquence. La tension redressée apparaît sur C_{11} .

En (C) un montage doubleur de tension.

Accorder le secondaire sur l'émission la plus puissante dont on dispose, ou sur des parasites puissants.

Brancher à la sortie un volt-mètre électronique pour déterminer l'émission qui convient le mieux.

Prendre : $C_9 = C_{10} = C_{16} = 1 \text{ nF}$ ou plus, ou connexion ; $C_8 = C_{11} = C_{14} = C_{15} = 10 \text{ nF}$ ou plus ; diodes 1N 914, etc. Bobinage PO ou GO avec couplage très serré entre primaire et secondaire. Bobines L_6 et L_8 à prise médiane. Pour déterminer le champ, voir le mesureur de champ décrit plus loin.

Voici encore un radiorécepteur sans alimentation. Le même appareil sert de récepteur et de dispositif d'alimentation pour le transistor détecteur.

Ce radio-récepteur est proposé par Terry L. Lyon et sa description a été publiée dans Electronic Experimenters Handbook (1976).

Dans l'ordre cité, on décrit

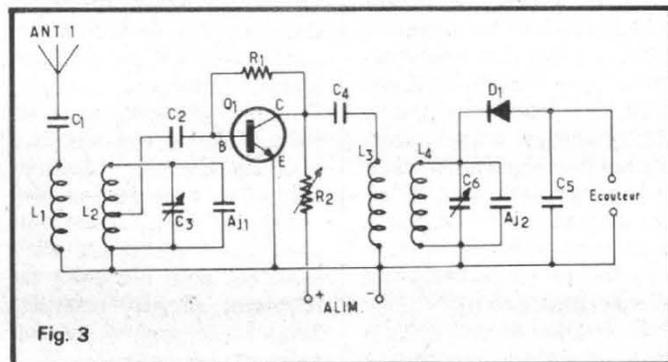


Fig. 3

trois montages. En voici un à la figure 5.

L'examen du schéma permet de voir que Q_1 , un transistor NPN du type 2N 3391, est accordé par C_1 , un condensateur variable de 365 pF (ou toute autre valeur voisine).

Le signal capté par l'antenne et transmis par C_3 de 2 nF à la bobine primaire L_2 , est sélectionné par l'accord de L_1 , C_1 et transmis par C_4 de 5 nF au céramique, à la base de Q_1 monté en émetteur à la masse.

Dans le circuit de collecteur on a inséré une bobine d'arrêt BA par laquelle passe le courant HF et également celui détecté à basse fréquence.

Le signal HF est reporté par C_6 de même valeur que C_1 , sur le primaire L_2 , afin d'obtenir une réaction, ce qui implique un sens convenable des enroulements de L_1 et L_2 .

Le signal BF est transmis par BA au casque à cristal, ou un casque magnétique à haute impédance, à monter en série avec un condensateur de 1 μ F ou plus.

La bobine BA d'arrêt peut être remplacée, à la rigueur, par une résistance de 4,7 k Ω , mais une bobine est préférable.

Utiliser alors une bobine GO de récupération pour la

réception des PO et une bobine de 200 spires jointives pour la réception des signaux des gammes 1,5 à 11 MHz.

L'alimentation est réalisée avec deux diodes $D_1 = D_2 = 1N 459$ au silicium montées en doubleur de tension.

On prélève tous les signaux radio, TV, parasites, captés par l'antenne, transmis par R_3 de 10 k Ω , et on les applique aux diodes D_1 et D_2 montées en sens opposé.

La tension continue est obtenue sur C_2 , électrochimique de 5 μ F 50 V au tantale. Le + de cette alimentation est à la cathode de D_1 et le - à l'anode de D_2 .

Par R_2 de 470 k Ω , l'alimentation est appliquée au collecteur et à la base de Q_1 , R_1 de 10 M Ω réduisant la tension à une faible valeur.

Voici comment réaliser un bobinage pour PO par exemple.

Tube isolant de 27 mm de diamètre et 100 mm de longueur. Se procurer du fil émaillé de 0,3 mm de diamètre et enrouler :

Pour L_1 : 150 spires jointives ;
Pour L_2 : 42 spires jointives.

A la figure 6 on montre le branchement des quatre extrémités des enroulements. Commencer par a et finir par d en bobinant dans le même

sens. Distance entre L_1 et L_2 : 3,2 mm environ. BA peut être aussi une bobine de 2,5 mH à faibles capacités.

MESUREURS DE CHAMP TOUTES ONDES

Dans cet appareil d'évaluation relative du champ électromagnétique dans un endroit déterminé, on n'utilise que peu de composants, mais tous importants.

Comme on peut le voir sur le schéma de la figure 7, l'antenne fournit le signal capté au primaire L_1 d'un bobinage dont le secondaire L_2 se compose de deux parties identiques avec un point commun mis à la ligne de masse.

Chaque moitié du secondaire L_2 est accordée par un élément de condensateur double $C_1 - C_2$, de 50 pF chacun.

Les deux diodes D_1 et D_2 redressent le signal HF et la tension redressée apparaît aux bornes de C_3 de 2,2 nF.

Si l'on branche à la sortie une charge résistive, par exemple une résistance, ou mieux, un écouteur ou un casque, un courant circulera dans le microampèremètre M de zéro à 200 μ A.

Il est évident que plus le signal capté par l'antenne sera intense, plus le courant indiqué par M sera élevé.

CHOIX DES COMPOSANTS

Les composants peuvent être acquis aisément chez tous les commerçants spécialisés. Voici quelques indications sur leurs caractéristiques particulières.

L'antenne sera une tige de 45 cm de longueur et de 1 cm ou plus de section : circulaire ou toute autre forme.

Elle sera disposée verticalement et plantée dans la paroi supérieure du boîtier de l'appareil.

De ce fait, l'antenne pourra être reliée par un fil très court au primaire L_1 du bobinage.

Ce dernier peut être fixe et par conséquent, unique ou interchangeable, d'où possibilité de capter des émissions dans plusieurs gammes.

A la figure 8 on donne le mode de branchement du bobinage.

On bobinera d'abord le primaire L_1 dont les extrémités seront les points a et b, à connecter à l'antenne et à la

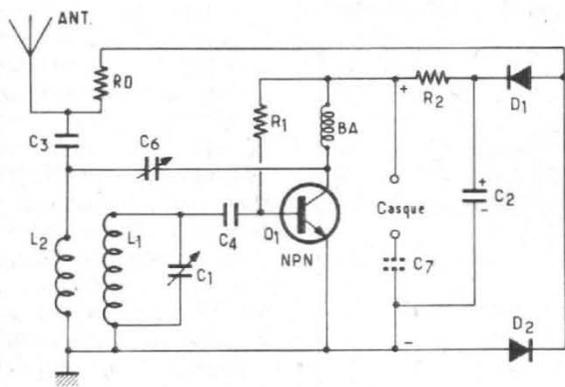


Fig. 5

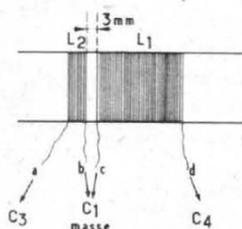


Fig. 6

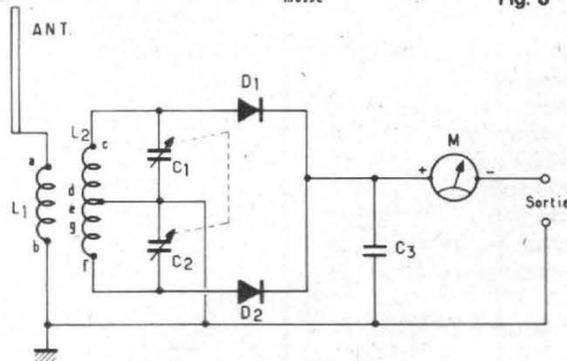


Fig. 7

masse. De part et d'autre seront bobinés les deux demi-secondaires L/2. La prise médiane sera le point g, réunion des extrémités d et e. Ce point sera mis à la masse avec le point b.

Enfin, les points c et f seront connectés aux condensateurs variables conjugués C₁ - C₂ et aux anodes des diodes D₁ et D₂, identiques, d'un type spécial détection par exemple les types cités lors de la description des détecteurs à diode.

Comme la sortie du signal détecté est sur les cathodes, le microampèremètre sera monté avec le + vers cette sortie et le - vers la charge, le casque de 1000 à 4000 ohms par exemple.

Grâce au casque, il sera possible d'identifier l'émission reçue dont la fréquence sera connue si le cadran de C₁ - C₂ aura été étalonné préalablement.

Supposons que M ait une résistance de 500 Ω et le casque soit de 500 Ω également.

La résistance totale sera alors 1000 Ω et le maximum de courant pouvant être indiqué par M sera 200 μA. Il en résulte que la tension redressée obtenue aux bornes de C₃ sera au maximum de :

$$E_3 = 10^3 \cdot 2 / 10^4 \text{ volts}$$

$$\text{ou } E_3 = 0,2 \text{ V.}$$

Comme la tension HF sera du même ordre de grandeur, on voit que ce mesureur, sans étage amplificateur HF ne sera utilisable que pour des champs forts.

Les condensateurs C₁ - C₂ seront à air et C₃ au mica, de bonne qualité.

Voici les caractéristiques des bobinages.

Bobine L₂ : gamme 1 : 3,5 à 7 MHz : 86 spires jointives, fil émail de 0,4 mm de diamètre donc 86/2 spires pour chaque moitié de L₂.

(2) gamme 7 à 14 MHz : 36 spires jointives fil émail de 0,5 mm ;

(3) gamme 14 à 28 MHz : 20 spires ;

(4) gamme 28 à 54 MHz : 12 spires ;

(5) gamme 50 à 100 MHz : 5 spires ;

(6) gamme 100 à 100 MHz : 2,5 spires.

Dans les gammes 3, 4, 5 et 6 spires espacées du diamètre du fil (0,6 à 0,7 mm) de manière à obtenir une longueur totale de 25 mm environ pour les deux moitiés, soit 12,5 mm environ pour chaque moitié.

Bobiner ensuite le primaire L₁ au milieu de l'espace restant entre les deux demi-secondaires.

Exemple : gamme 4, 12 spires de fil de 0,7 mm. Chaque demi-secondaire aura 6 spires, ce qui correspondra, espacement compris, de 0,7 mm également, à 12 · 0,7 = 8,4 mm, ou 16,8 mm au total. L'espace entre les deux demi-secondaires sera alors 25 - 16,8 = 8,2 mm et il y aura la place nécessaire pour la spire unique du primaire.

Pour augmenter le signal on pourra tenter les modifications suivantes :

- (a) diminuer l'espacement entre les deux demi-secondaires ;
- (b) prévoir 2 ou 3 spires au primaire.

Avec les mêmes bobinages on pourra réaliser le mesureur de champ plus simple encore, de la figure 9.

Il ne diffère du précédent que par l'emploi d'une seule diode, la suppression du casque et par l'instrument M qui sera un milliampèremètre de 0 à 1 mA.

Il n'y aura plus de prise médiane au secondaire.

Des modèles variables de 0 - 100 pF conviendront également dans les deux montages.

Leur étalonnage peut être effectué, en fréquence et en tension par comparaison avec des mesureurs de champ précis, placés au même endroit.

Grâce à ces appareils, on pourra choisir les émissions les plus puissantes pouvant éventuellement fournir l'énergie nécessaire à l'alimentation des récepteurs proposés plus haut.

Les appareils décrits peuvent être expérimentés aisément et les valeurs des composants ne sont nullement critiques.

A noter toutefois qu'il s'agit d'appareils qui n'amplifient pas ou amplifient très peu, aussi il n'est pas certain qu'il y aura toujours réussite et même s'il y en a, les résultats ne seront pas spectaculaires.

Quoi qu'il en soit, on ne risquera pas de gêner les voisins avec la faible puissance des sons obtenus.

OSCILLATEUR BIMODE POUR HF, BF ET HF MODULÉE

On l'a nommé **bimode** parce qu'il peut osciller en même temps en HF et en BF ;

de plus, cet oscillateur peut fournir un signal HF modulé qui peut être transmis dans l'espace par une antenne.

Le schéma du Bimode est donné à la figure 10. On voit qu'il comporte cinq éléments : deux transistors J FET, Q₁ = 2N 3819 canal N et Q₂ = 2N 5460 canal P, complémentaires deux circuits LC parallèle, l'un L₁ C₁ accordé sur une fréquence élevée, l'autre L₂ C₂ accordé en BF et enfin, une batterie d'alimentation de 6 V.

Le circuit HF se compose de L₁ = 2 μH et C₁ = ajustable ou variable de 2 à 25 pF. Le circuit BF se compose de L₂ = enroulement de 500 Ω d'un transformateur BF, C₂ 50 nF. Toutes les valeurs des bobines et des condensateurs sont données à titre d'exemple et ne sont nullement critiques.

Sur la figure 10, on montre comment on a réalisé la diode dite **lambda** avec les deux J FET complémentaires :

- Les drains sont réunis
- la grille de Q₁ est reliée à la source de Q₂ et constitue la cathode de la diode Lambda.
- la source de Q₁ est réunie à la grille de Q₂ et constitue l'anode de la diode Lambda.

Cette « diode » est reliée à la source d'alimentation dans le sens passant (anode vers le +, cathode au -) par l'intermédiaire des circuits accordés L₁ C₁ HF et L₂ C₂ BF.

Ce montage, proposé par Gregory Hodowanec de Newark, N.J. U.S.A. a été publié dans Electronics du 30 octobre 1975, page 99.

L'étude de la diode Lambda a été publiée dans la même revue, dans le numéro du 26 juin 1975, page 105.

Cet ensemble de deux J FET est équivalent à une diode à caractéristique, courant à tension, comme celle de la figure 11, sur laquelle le courant est en ordonnées et la tension en abscisses.

On peut voir que si la tension croît de zéro à V_p (de 2,5 V environ) la courbe est montante et la résistance interne est positive.

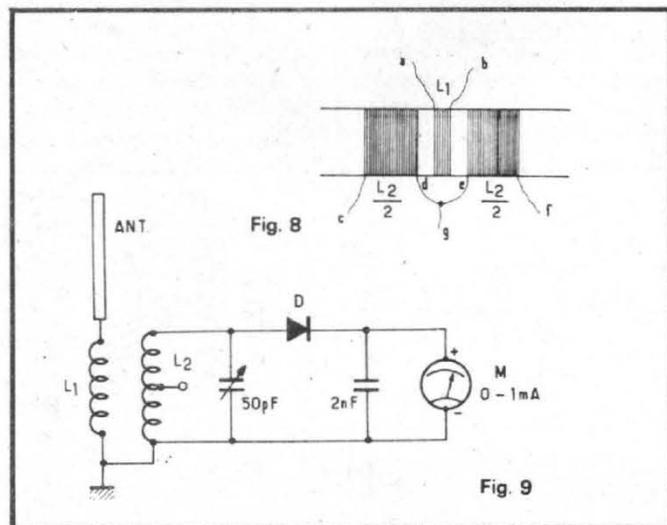
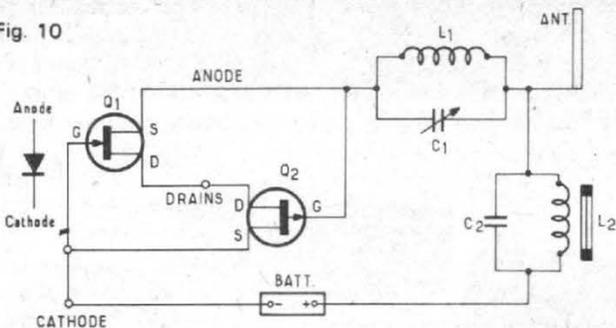


Fig. 10



Au-delà de V_p , la courbe est descendante, ce qui correspond à une résistance négative. Cette dernière permet l'oscillation, si des circuits LC convenables sont montés en série avec la diode Lambda.

La fréquence d'oscillation de chaque circuit est égale à peu de choses près, à la fréquence donnée par la formule de Thomson.

Avec $C_1 = 10 \text{ pF}$ et $L_1 = 2 \mu\text{H}$ on obtient :

$$f = \frac{10^9}{2\pi \sqrt{20}} \text{ hertz}$$

ce qui donne :

$$f = 35\,589\,127 \text{ Hz}$$

ou $f = 35 \text{ MHz}$ environ.

Si $C_1 = 5 \text{ pF}$, f sera 1,414 fois plus élevée, soit 49,5 MHz environ et si $C_1 = 20 \text{ pF}$ on aura $f = 24 \text{ MHz}$.

La BF obtenue avec L_2 et C_2 dépend de la valeur de L_2 .

Si par exemple, on obtient une BF de 400 Hz, la valeur de L_2 sera donné par la formule de Thomson, écrite sous la forme :

$$L_2 = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C^2} \text{ H}$$

qui donne $L_2 = 15 \text{ henrys}$ environ.

En court-circuitant l'un des circuits LC, on obtient une oscillation sur la fréquence déterminée par le circuit restant.

Le circuit $L_1 C_1$ permet une puissance de 25 mW et, de ce fait, on pourra réaliser un petit émetteur dans la bande des 20 MHz. Avec une antenne rudimentaire et même sans antenne, le signal peut être reçu sur un récepteur sensible jusqu'à une distance de 100 m et plus.

Avec antenne, la réception peut être obtenue à quelques kilomètres.

Si les deux circuits LC sont en place, il y aura une émission HF modulée en BF. Rien ne doit s'opposer à ce que l'on remplace L_2 par un transformateur dont on branchera au primaire (L_2 étant alors le secondaire) un microphone ou un pick-up ou un manipulateur.

Les expérimentateurs pourront essayer diverses autres gammes en HF ou en BF.

Indiquons à nos lecteurs expérimentateurs que certains montages de laboratoire comme celui décrit, peuvent parfois nécessiter une sélection des semi-conducteurs proposés, surtout s'il s'agit d'oscillateurs.

Ces montages étant simples, il est possible souvent, d'essayer des variantes, sans risquer de détruire des composants rares et chers.

F. JUSTER

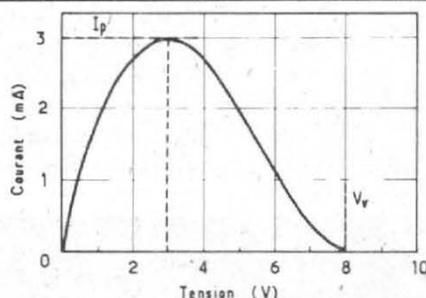
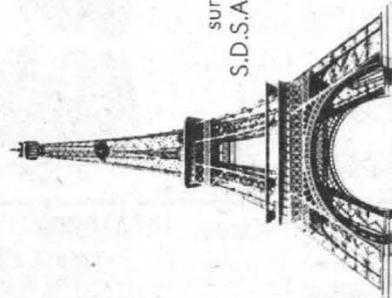


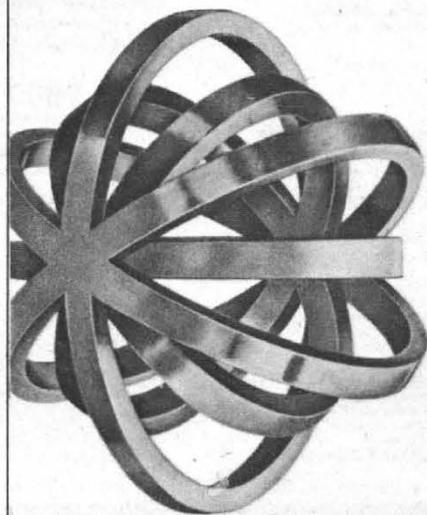
Fig. 11



invitation
sur simple demande
S.D.S.A. 20, rue Hamelin
F 75116 Paris
☎ 553.11.09
☎ 630 400 F

salon international des
**composants
électroniques 76**

PARIS
5-10 avril



Publi-Service Conseil

CONSTRUISEZ vos ensembles de radiocommande

l'ensemble

TF 6/76

par F. THOBOIS

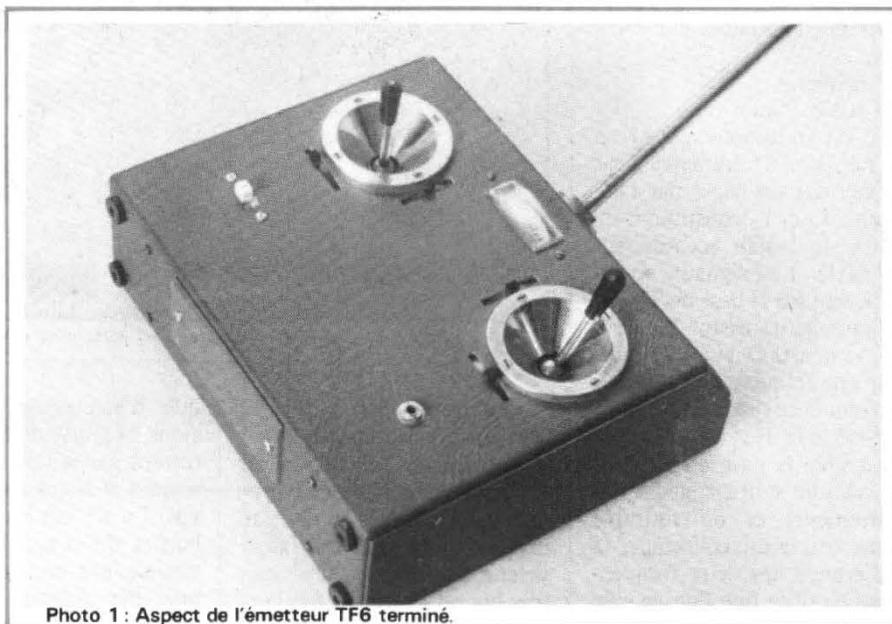


Photo 1 : Aspect de l'émetteur TF6 terminé.

(Suite voir N^{os} 1530, 1535 et 1539)

RÉCEPTEURS

Cinq récepteurs différents sont proposés. Ils se différencient par :

- leur technologie : intégrée ou non ;
- la fréquence reçue : 27 ou 72 MHz ;
- le mode de modulation : AM ou FM.

Leurs points communs sont :

- des dimensions identiques : 38 x 53 mm. Ces dimensions permettent une réalisation sans difficulté, tant au niveau du dessin du circuit imprimé, qu'à celui de la pose des composants ou de l'intervention aux fins de réglage ou de dépannage. Sans atteindre à la petitesse de certains récepteurs commerciaux, les récepteurs TF6/76 peuvent se monter facilement dans toute cellule présentant un maître-couple intérieur de 60 x 75 mm, tout en prévoyant une épaisseur de mousse de 10 mm. Pour des planeurs

non motorisés, ne donnant aucune vibration, il est possible de descendre à 50 x 65 mm, tout en prévoyant une épaisseur de mousse de 10 mm. Pour des planeurs non motorisés, ne donnant aucune vibration, il est possible de descendre à 50 x 65 mm, ce qui nous semble parfaitement convenable.

- Le sens du signal de sortie : Tous les récepteurs fournissent un signal de sortie de « sens négatif » c'est-à-dire de sens contraire à celui de la sortie du codeur : il présente donc des lancées positives coïncidant avec les impulsions de séparation de voies. Le même décodeur sera ainsi utilisable sur toutes les versions.

- Une très grande sensibilité : de l'ordre de 1 à 3 μ V, pour tous les modèles, même en 72 MHz.

- Une excellente sélectivité : par l'usage en FI, de transfos couplés en tête, par une très faible capacité (4 transfos FI en général).

Mais voyons maintenant en

détail, la description et la réalisation de ces récepteurs, en se rappelant, si besoin est, qu'il s'agit d'un maillon capital de l'ensemble RC. Le plus grand soin est de rigueur. Respectez scrupuleusement les données de l'auteur, ne changez ni la disposition des pièces, ni la qualité des composants : c'est à ce prix que nous vous promettons un fonctionnement satisfaisant. Pour en revenir aux composants, n'espérez pas les trouver chez le revendeur du coin : Ses résistances seront plus grosses, ses condensateurs d'une autre marque et ses transistors soi-disant « équivalents ». Evidemment, il va vous garantir que « ça marchera ! » Et si, par un hasard bien prévisible... vous aviez des ennuis, il vous dira que c'est vous le responsable... ou l'auteur du montage ! Le plus souvent, il vous faudra donc commander vos composants à une maison spécialisée, ce qui sous-entend un certain délai de livraison. Ne

vous croyez pas injustement brimé ! Presque tous les amateurs en sont là !... à commencer par l'auteur, lui-même !

I - RÉCEPTEURS RX4 et RX5

Le RX5 est un récepteur 72 MHz prévu pour la modulation d'amplitude. Il ne comporte que des composants discrets. En effet, sur cette fréquence, nous ne disposons pas encore d'un circuit intégré permettant une intégration importante du montage, comme nous pourrions le faire en 27 MHz. Par rapport au modèle de 1971, on constatera surtout l'utilisation de 4 transfos FI, pour améliorer la sélectivité et l'emploi de transistors au silicium, dont l'avantage essentiel, hormis la bonne tenue à la température, est de donner un signal de sortie de sens convenable.

Le RX4 est une variante du RX5, prévue pour le 27 MHz,

à l'intention des amateurs encore allergiques à l'emploi des circuits intégrés. C'est d'ailleurs par l'étude de ce récepteur que nous allons commencer.

1. Schémas :

Le RX4. Figure 1.

C'est un récepteur 27 MHz.

Le signal transmis par l'émetteur est capté par l'antenne. L_1 et L_2 constituent un filtre de bande accordé sur 27 MHz. Les signaux se retrouvent sur la base de T_1 . Par ailleurs, le transistor T_2 , associé au quartz Q_z et à L_3 , oscille sur une fréquence F_0 , égale à la fréquence reçue F diminuée de 455 kHz. F et F_0 atteignent ensemble la base de T_1 , produisant en se mélangeant des battements et on retrouve dans le circuit collecteur, la différence des deux fréquences : c'est ce que l'on appelle la fréquence intermédiaire. $FI = F - F_0$
 $= F - (F - 455) = 455$.



Photo 1. - Le RX5. Récepteur 75 MHz pour AM.

Les transistors T_3 et T_4 amplifient cette fréquence.

Remarquer l'utilisation de 4 transfo FI. Les deux premiers sont couplés en tête par un condensateur de très faible valeur. On obtient ainsi une très bonne sélectivité (de l'ordre de 5 kHz). Les résistances de 560 Ω , non découplées éliminent radicalement tout ris-

que d'accrochage. Les tensions FI issues de FI_4 sont détectées par la OA 90 et fournissent des tensions **negatives**. La BF est recueillie aux bornes du circuit RC de détection, par un 5 μF au tantale. Par ailleurs, la tension négative obtenue, vient en opposition (après filtrage par 6 800 $\Omega/5 \mu F$) de la tension

positive de polarisation de transistors T_1 et T_2 . La réception d'une porteuse tend ainsi à réduire le gain du montage : c'est la CAG classique. Agissant sur les deux premiers étages, elle évite tout risque de saturation, à faible distance.

Le RX5. Figure 2.

La simple adaptation du RX4 en 72 MHz, par changement du quartz et des bobinages du filtre de bande, est décevante : la sensibilité qui en résulte est nettement plus faible qu'en 27 MHz. Si la pratique est courante dans les réalisations commerciales, c'est simplement par facilité.

Au contraire, le RX5 a été soigneusement étudié pour pallier à ce défaut. Un transistor T_0 amplificateur HF a été ajouté. Ce transistor, monté en base commune pour une bonne stabilité est attaqué à très basses impédance, par l'antenne. Les tensions HF

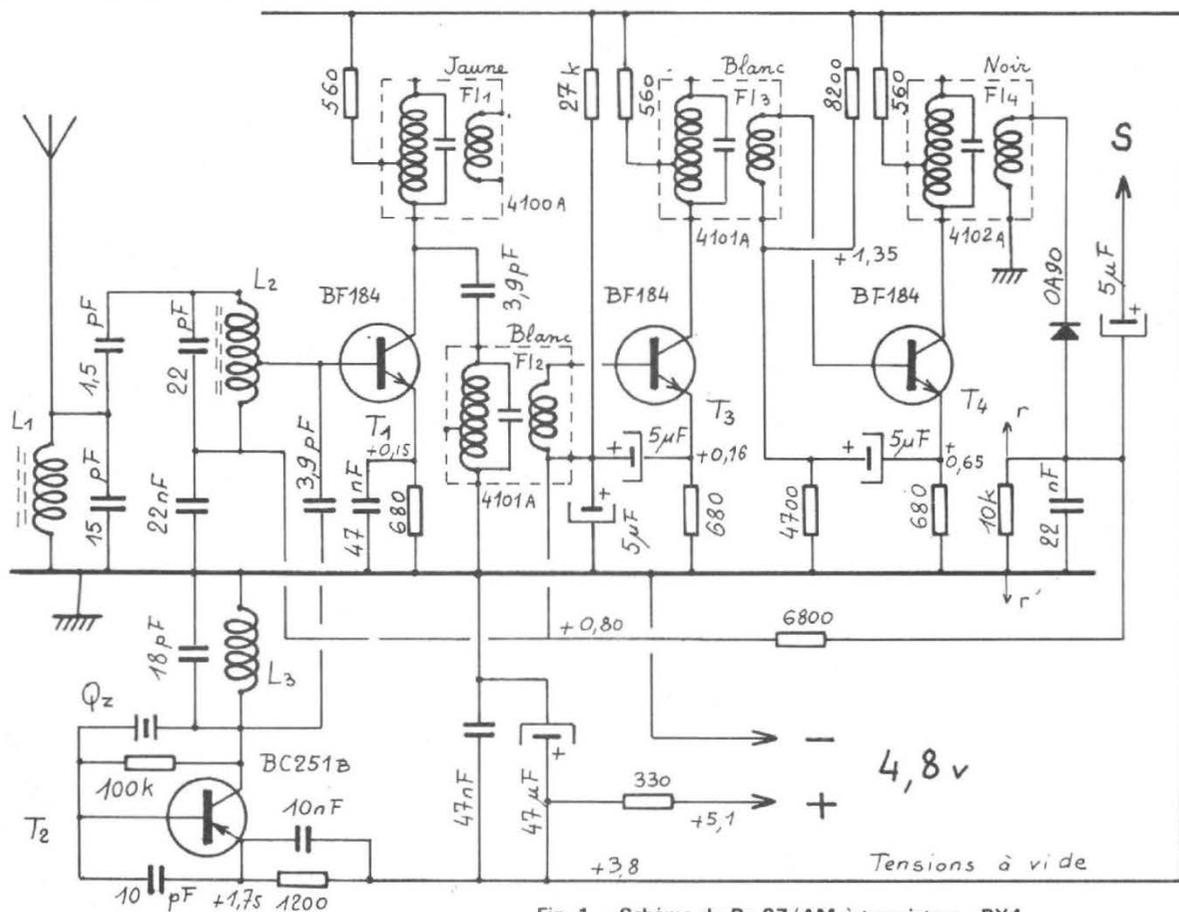


Fig. 1. - Schéma du Rx 27/AM à transistors - RX4.

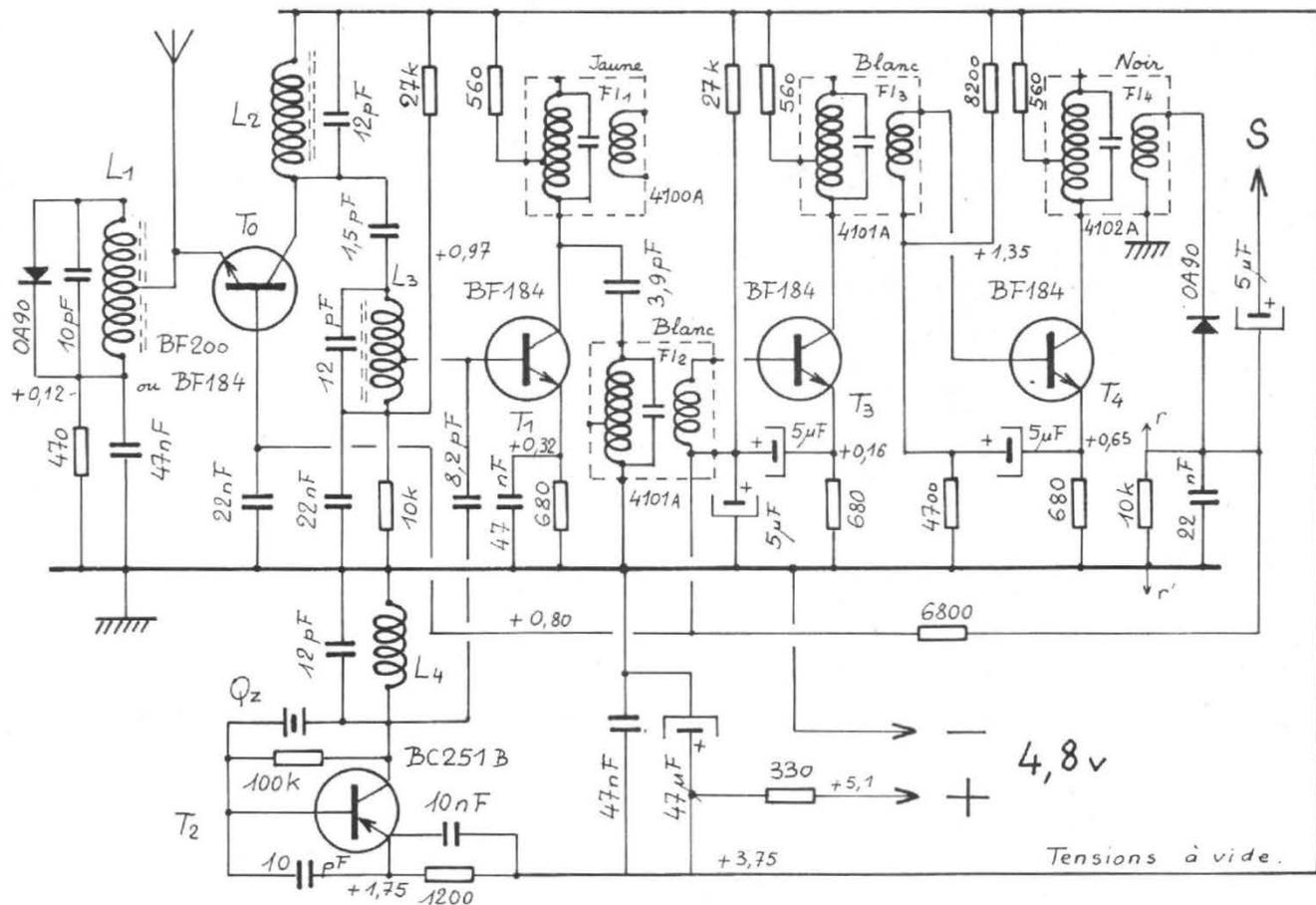


Fig. 2. - Schéma du Rx 72/AM - RX5.

sont amplifiées et se retrouvent sur le collecteur à l'entrée du filtre de bande accordé sur 72 MHz. Le rendement est excellent et la sensibilité, au moins aussi bonne qu'en 27 MHz.

Le reste du montage est absolument identique à celui du RX4. Remarquons simplement que si la CAG agit sur T₃, elle n'agit plus sur T₁, mais sur l'étage HF, T₀. Une diode OA90, aux bornes de L₁, ramène à un niveau raisonnable, les tensions HF, quand l'émetteur est vraiment trop près du récepteur.

Une remarque enfin, sur un élément qui n'apparaît pas dans le schéma: le quartz n'oscille pas sur F - 455, mais sur la moitié de cette valeur, c'est-à-dire dans la gamme des 36 MHz. L'oscillation locale est ainsi, beaucoup plus facile à obtenir. C'est l'harmo-

nique 2 de F₀, qui crée le changement de fréquence. Cette donnée est très importante pour l'achat du quartz récepteur. Il s'agit d'un cristal, partiel 3, oscillant sur

$$\frac{F - 455}{2} \text{ kHz}$$

Un exemple: Emetteur sur 72 300 kHz. Il faut un Q_z récepteur de:

$$\frac{72\ 300 - 455}{2} = 35922,5 \text{ kHz}$$

Ce qui est gênant, c'est que certains revendeurs fournissent les quartz récepteurs marqués, non pas à leur fréquence propre, mais à celle de l'émetteur associé. Ainsi le quartz de l'exemple serait marqué 72300 R, la lettre R indiquant qu'il s'agit du quartz récepteur. Seulement... certains sont des partiels 5 et fournissent directement du 71,5 MHz: ils ne conviennent

pas pour le RX5. D'autres sont effectivement des partiels 3 et conviennent. Pour compliquer tout cela, des revendeurs incompetents sont incapables de vous dire ce qu'il en est, ou pire... vous di-

sent n'importe quoi !! Méfiez-vous donc, car ces «cailoux» coûtent cher.

Il est parfois plus simple de commander le quartz directement au fabricant (Matel, par exemple, fabrique à l'unité). Ce n'est ni plus long, ni plus cher, et au moins on est sûr d'avoir ce que l'on a demandé... à condition de ne pas se tromper soi-même dans la commande.

2. Réalisations:

a) Le CI. En époxy double face 15/10. Voir figure 3. Depuis quelque temps, nous avons adopté systématiquement sur tous nos récepteurs une technique de réalisation professionnelle, absolument inconnue en RC, même par les plus grandes marques commerciales. Il s'agit du circuit imprimé en double face permettant d'avoir un plan de masse sur toute la surface du récepteur. Dans ces condi-

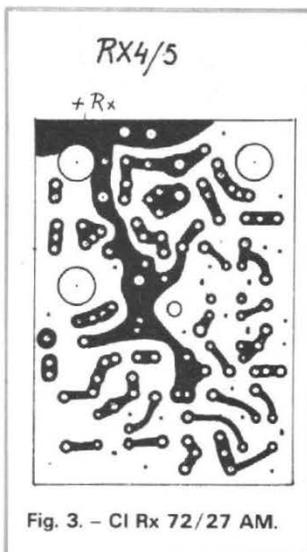


Fig. 3. - CI Rx 72/27 AM.

tions, les découplages, les retours HF, ne se font plus au « petit bonheur » mais dans les meilleures conditions. Résultat : une bien meilleure stabilité des montages. Certains récepteurs qui accrochaient obstinément sur un circuit classique deviennent d'une docilité exemplaire. Avantage mineur : le dessin du verso du CI est un peu plus aéré. Par contre il s'ensuit une petite augmentation de la difficulté de fabrication. Mais l'amateur n'est pas comme le marchand, il ne paie pas son temps, aussi faut-il sur ce plan prendre une revanche, en adoptant des techniques coûteuses commercialement, mais gratuites quand elles sont pratiquées individuellement. Voyons comment procéder.

Le dessin de la figure 3 correspond au verso du CI (côté opposé aux composants). On remarquera que le même CI

est utilisé pour le RX4 et le RX5.

Si vous dessinez votre plaquette à la main, utilisez une plume de Normograph N° 4. Le recto du CI doit être recouvert entièrement par l'encre ou le vernis protecteur, car il faut y garder TOUT le cuivre. Graver la plaquette selon la méthode habituelle (acide nitrique ou perchlorure), l'étaimer recto et verso et enfin, la percer entièrement à 8/10.

Cela étant fait, se reporter à la figure correspondant à la pose des composants. (Fig. 4 ou fig. 5). Sur cette figure, sont indiquées par une croix (x) les points de soudure, côté recto, donc sur le plan de masse. Les trous correspondants resteront tels quels, ainsi que les trous des pattes des transfos FI. Pour tous les autres, prendre une mèche de 3 mm, à cône de taille aussi peu pointu que possible, la

monter sur un petit manche et fraiser à la main, jusqu'à dégrager un cercle de cuivre de 2 à 2,5 mm. Le passage des connexions, se faisant alors, sans le moindre risque de contact intempestif.

Ne croyez surtout pas qu'il s'agit d'un travail difficile ou délicat : cela se fait très facilement. Il faut simplement bien repérer les trous à fraiser. C'est une question d'attention et d'étude préalable.

Remarquer, au verso, dans la zone Rx, quatre trous d'un diamètre plus grand. Ces trous sont à percer normalement à 8/10, mais à fraiser ensuite, de ce côté. Ils correspondent en effet à des connexions soudées sur le plan de masse.

b) Liste des composants.

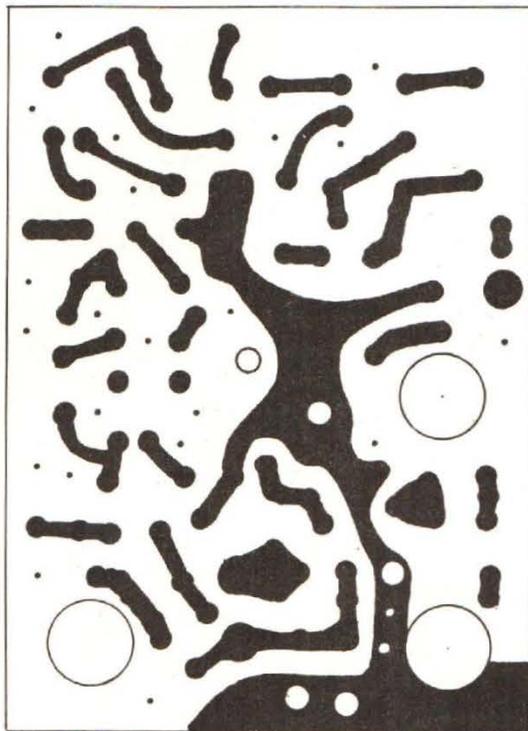
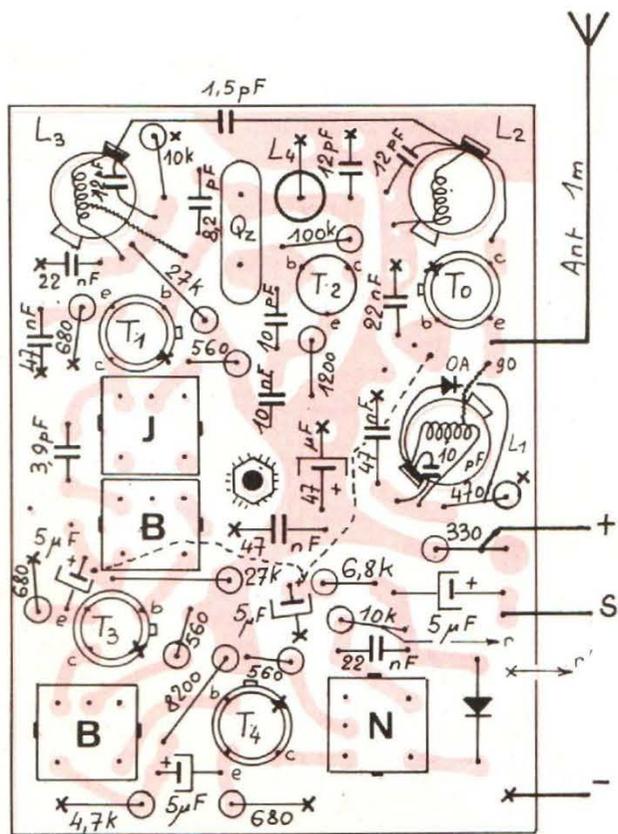
RX4

- 3 BF 184 (ou BF 254)
- 1 BC 251 B (ou 2N 4288)
- 1 OA 90

- 1 1,5 pF cér.
- 2 3,9 pF cér.
- 1 10 pF cér.
- 1 15 pF cér.
- 1 18 pF cér.
- 1 22 pF cér.
- 1 10 nF GFO
- 2 22 nF GFO
- 2 47 nF GFO
- 4 5 µF perles tantales
- 1 45 µF perles tantales

- 1 330 Ω 1/4 W
- 3 560 Ω 1/4 W
- 3 680 Ω 1/4 W
- 1 1200 Ω 1/4 W
- 1 4700 Ω 1/4 W
- 1 6800 Ω 1/4 W
- 1 8200 Ω 1/4 W
- 1 10 kΩ 1/4 W
- 1 27 kΩ 1/4 W
- 1 100 kΩ 1/4 W

- L₁ : sur mandrin de 6 mm, avec noyau. 16 spires jointives de 30/100 émail-soie
- L₂ : sur mandrin de 6 mm, avec noyau. 17 spires jointives de 30/100 émail-soie



x Soudure masse recto

Fig. 4. - Rx 72/AM. Composants.

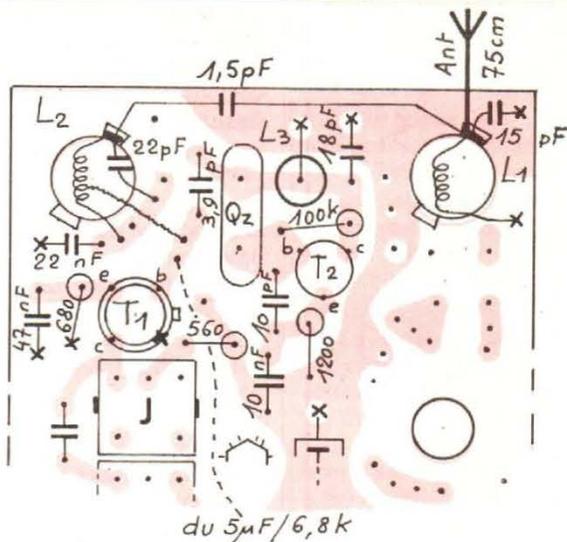


Fig. 5. - Variante de la figure 4 pour RX4.

tives, même fil, prise à 3 spires du bas de l'enroulement.

L₃: voir choc T_x.

Quartz: type 27 MHz, partiel 3, boîtier HC 25U. Fréquence égale à celle de l'émetteur, diminuée de 455 kHz.

1 support de quartz ou mieux 2 douilles-cages séparées (Cambion, par ex.)

4 transfos FI, 455 kHz, 7 x 7 mm, marque Toko, 1 jaune (4100A) 2 blancs (4101A) et 1 noir (4102A)

1 boulon de 2 mm, tête fraisée et 1 écrou.

RX5

1 BF 200
3 BF 184 (ou BF 254)
1 BC 251 B (ou 2N 4288)
2 OA 90

1 1,5 pF cér.
1 3,9 pF cér.

1 8,2 pF cér.
2 10 pF cér.
3 12 pF cér.
1 10 nF GFO
2 22 nF GFO
3 47 nF GFO
4 5 µF perles tantales
1 47 µF perles tantales

1 330 Ω 1/4 W
3 560 Ω 1/4 W
1 470 Ω 1/4 W
3 680 Ω 1/4 W
1 1200 Ω 1/4 W
1 4700 Ω 1/4 W
1 6800 Ω 1/4 W
1 8200 Ω 1/4 W
2 10 kΩ 1/4 W

2 27 kΩ 1/4 W
1 100 kΩ 1/4 W

L₁: sur mandrin de 6 mm, avec noyau. 7 spires jointives de 45/100 émail-soie prise à 1 spire du bas de l'enroulement.

L₂: sur même mandrin, 7 spires jointives, même fil.

L₃: identique à L₁.

L₄: voir T_x.

Quartz: type 36 MHz, partiel 3, boîtier HC 25U, fréquence:

$$\frac{F \text{ du } T_x - 455}{2}$$

Support: voir RX4

4 transfos FI: voir RX4

1 boulon de 2 mm, tête fraisée avec écrou.

c) Pose des composants. Figures 4 et 5.

Il faut utiliser un fer de 25 à 30 W, de petites dimensions et à panne très fine. Un certain ordre est à respecter dans le câblage du CI.

— Souder l'écrou central en le maintenant par le boulon serré.

— Souder les BF 184 et le BF 200. Leur connexion S est à souder au recto sur le plan de masse. Attention, le BF 200

n'a pas le même brochage que les 184 et il est nécessaire de croiser les fils de base et d'émetteur. S'il est fait usage de BF 254, le fil de masse S n'existe pas, mais le brochage est le même que celui des 184. Voir la figure 6.

— Souder les 4 transfos FI.

Pour cela, tout d'abord, sortir délicatement la bobine du blindage en appuyant par le trou de réglage. Etamer juste ce qu'il faut du bas de ce blindage, juste au départ des pattes de fixation. Cet étamage ne se fait pas toujours très facilement. Ne déposer qu'un minuscule point de soudure. Replacer les bobines et poser les transfos en soudant les blindages à la masse, côté recto, avec un minimum de soudure, juste dans l'angle de la jonction. Une patte de FI₁ doit être soudée également au verso. Par contre une des

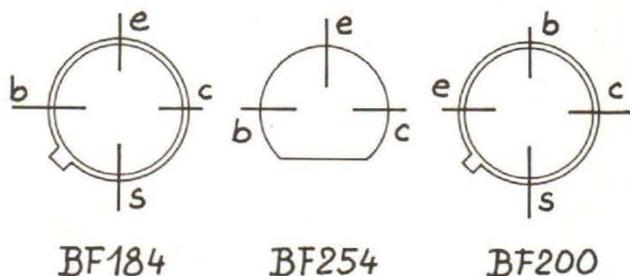


Fig. 6. - Brochage des transistors.

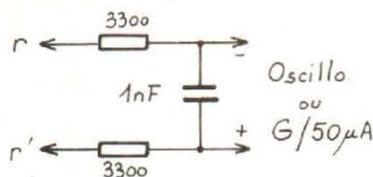


Fig. 7. - Cellule pour réglages AM.

deux pattes de FI₃ doit être coupée, car elle ne traverse par la plaquette. Les pattes, non soudées au verso, sont repliées contre l'époxy. A noter d'ailleurs qu'il serait possible de les supprimer, à partir du moment où elles n'assurent aucune liaison recto-verso.

Dès que les FI sont fixées, vérifier la continuité de leurs enroulement à l'ohmmètre, y compris les sorties non utilisées. Il serait souhaitable de couper les picots non utilisés, au ras de l'époxy, mais à condition de se servir d'une excellente pince coupante, car il y a risque de détérioration en cas de « brutalités ».

— Souder maintenant tous

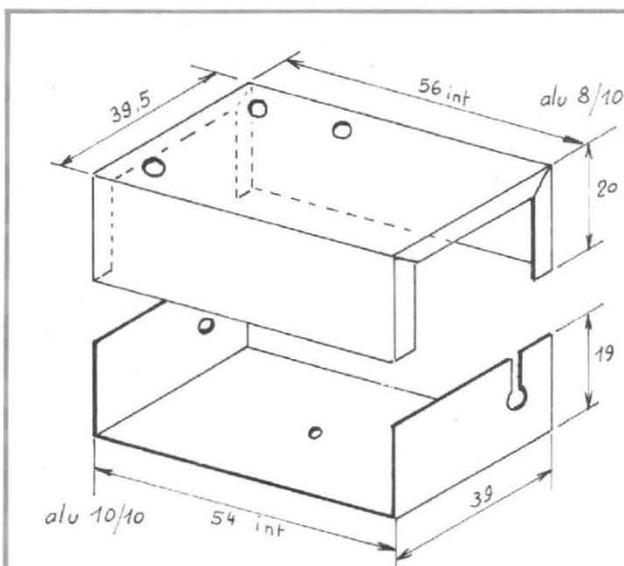


Fig. 8. - Boîtier simple p Rx.

les composants ayant une connexion à la masse (x).

— Terminer par les autres composants. Le fil de la 22 k Ω (base de T₃) longeant FI₂ doit être isolé par un petit souplisso. Les fils supérieurs des bobinages HF sont enroulés, à la fabrication des selfs, autour de l'une des deux pattes d'arrêt des mandrins de 6 mm. Ces pattes servent aussi de relais de câblage et on doit y souder les condensateurs d'accord, le 1,5 pF du filtre de bande... etc.

Lorsque tous les composants sont soudés, après une minutieuse vérification, limer délicatement et sans excès, les soudures du verso ; il s'agit

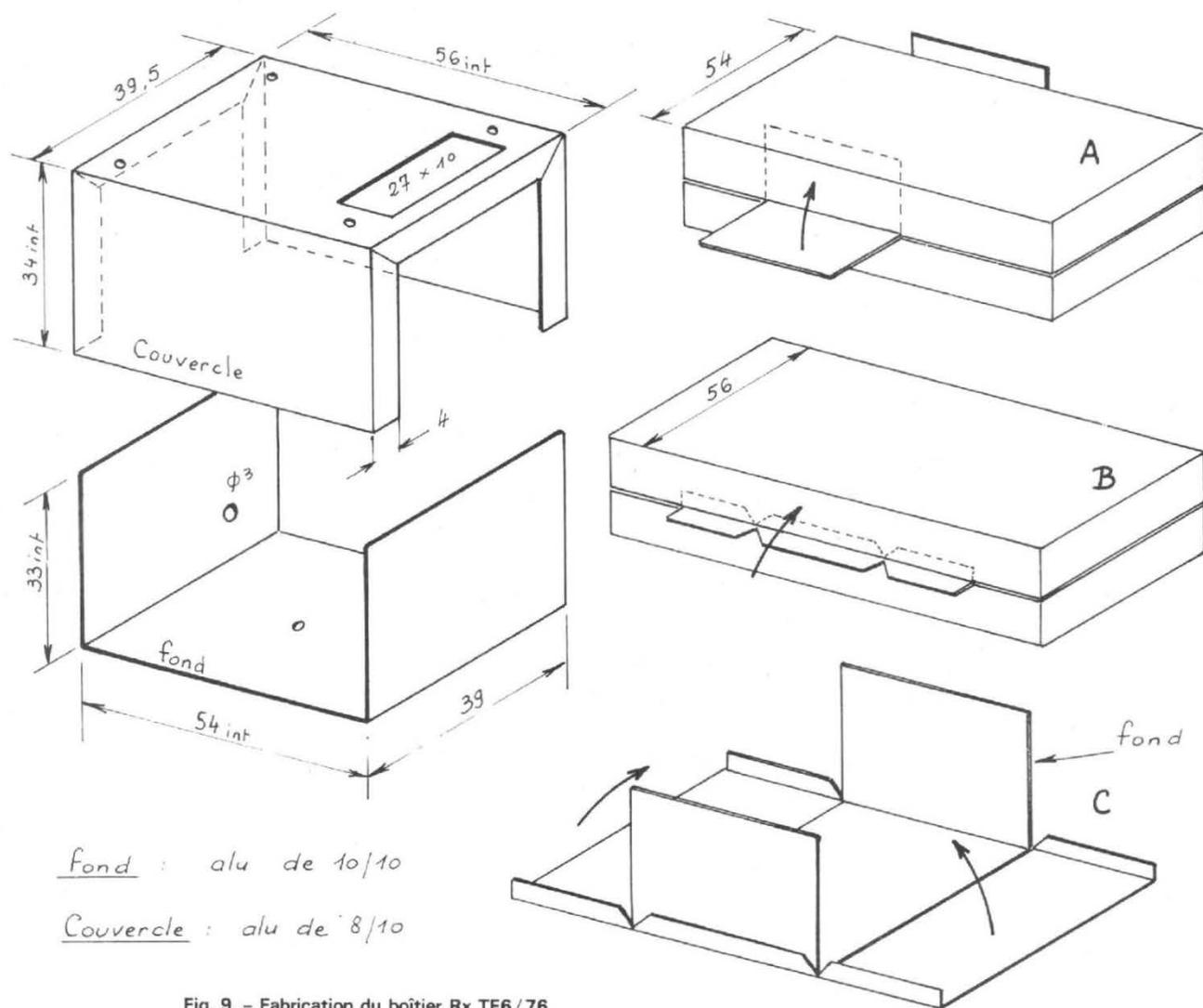


Fig. 9. - Fabrication du boîtier Rx TF6/76.

surtout de supprimer les pointes dangereuses qui pourraient traverser le carton d'isolement. Brosser pour éliminer la limaille, puis nettoyer à la benzine, ou à l'acétone, avec une petite brosse, choisie assez dure et ne se diluant pas dans le produit de nettoyage. Un bon examen à la loupe n'est pas inutile et permettra peut-être de repérer le grain de métal qui provoque un court-circuit ou la mauvaise soudure.

— Souder, pour terminer, les fils de CAG qui apparaissent en pointillé sur les figures. Placer ces fils, en contournant les plots de soudure, pour ne pas créer de surépaisseur. Souder l'antenne et les trois fils du cordon de liaison.

d) Mise en service.

Souder deux petits fils souples de 3 à 4 cm aux points r et r'. Souder aux extrémités la cellule de découplage de la figure 7. Connecter l'oscilloscope en sortie. Allumer l'émetteur correspondant. Mettre le récepteur sous tension : le signal doit apparaître immédiatement si tout va bien. Eloigner l'émetteur de quelques mètres et régler rapidement les différents noyaux FI puis HF pour avoir le maximum de niveau sur l'oscillo.

En cas d'écho :

— Vérifier en premier l'oscillation du quartz en utilisant un récepteur à superréaction, placé à proximité et réglé sur la fréquence (soit 27 MHz env, soit 36 MHz env). Si l'oscillateur local fonctionne normalement, le souffle doit être franchement coupé. Un manque d'oscillation peut provenir d'un quartz défectueux, de T₂, de l'un des composants ou de L₄ défectueuse ou non conforme. Vérifier les tensions de T₂.

— Si le quartz oscille, le défaut provient sûrement de la FI : vérifier les tensions. Un écart de plus de 20 % est suspect. Vérifier à nouveau la continuité de TOUS les enroulements FI (récepteur non alimenté). Vérifier la diode.

Un défaut : ne pas résister à ces investigations.

Le fonctionnement ayant été obtenu, installer le CI dans le boîtier prévu. Ce boîtier peut être le modèle simple de la figure 8 ou un modèle double contenant également le décodeur. Se reporter dans ce cas à la figure 9, donnant les indications correspondantes. Dans les deux cas, un carton d'isolement est à prévoir. Ce carton à la surface du CI et est muni de quatre rabats de 15 mm, évitant tous contacts des composants périphériques, avec les parois du boîtier. Utiliser du presspahn mince ou du bristol ou de la carte de Lyon.

Le CI est fixé par un bouchon de 2 mm à tête fraisée de manière à éviter un dépassement toujours fâcheux en cas de crash.

Passer le fil d'antenne et les fils de sortie par les trous prévus.

Les réglages des noyaux HF se font par le couvercle avec le boîtier simple et par le fond avec le boîtier double.

Sortir également les points r et r' par deux conducteurs souples de 3 à 4 cm, y connecter la cellule de la figure 7.

Réglage fin :

Ce réglage n'est à faire que lorsque l'ensemble complet est terminé et en fonctionnement correct : c'est-à-dire décodeur monté dans le boîtier Rx, servos connectés. Le récepteur est alors réglé, dans ses conditions réelles d'utilisa-

tion et donnera ainsi une portée maximum.

L'émetteur sera placé aussi loin que possible. Au minimum à 50 m. En 27 MHz, l'antenne réduite à un brin (20 cm). En 72 MHz, l'antenne supprimée et remplacée par une 12 V, 0,1 A.

Relier un galvanomètre 50 μ A, en sortie de la cellule de découplage. (- vers r). Mettre sous tension, émetteur arrêté : l'aiguille part en butée inverse.

Allumer l'émetteur : l'aiguille dévie dans le bon sens. Sinon rapprocher l'émetteur. Procéder au réglage fin des noyaux en respectant les impératifs suivants :

— Utiliser un tournevis isolant à manche assez long.

— Ne jamais toucher, au cours du réglage, pour le maintenir par exemple, ni le Rx, ni la batterie d'alimentation, ni l'antenne, ni les fils de liaison. Au besoin, se servir d'un intermédiaire isolant et assez long.

— Disposer l'antenne verticalement et bien dégagée. Il suffit par exemple de l'accrocher à un fil textile, lui-même fixé au plafond du local.

— Éviter les déplacements de personnes dans l'entourage : ces mouvements provoquent en effet des variations du champ, lesquelles peuvent être interprétées à tort, en cours de réglage.

Boîtier ouvert, régler les FI. Refaire 2 ou 3 fois le réglage.

Boîtier fermé, régler les

noyaux HF. **Vérifier après coup que les noyaux ne sont pas complètement engagés dans les spires**, ce qui laisserait à penser que le condensateur d'accord de la bobine a une valeur insuffisante.

Couper l'émission : **l'aiguille doit repartir franchement en butée inverse** s'il n'y a pas d'accrochage. (Au besoin, augmenter à 33 k Ω , la 27 k Ω de base/T₂).

Coller les noyaux à la cellulose ordinaire. Penser en faisant cette opération, que dans quelques mois, vous serez sans doute heureux de pouvoir procéder à un nouveau réglage. Un collage définitif est donc à éviter.

Réglage entièrement terminé, vérifier à l'oscilloscope la bonne qualité du signal, son absence d'anomalie, en se souvenant cependant que le récepteur ayant une bande passante faible (pour une bonne sélectivité) il est incapable de transmettre les fréquences hautes et que par conséquent, les fronts des signaux transmis par l'émetteur seront très allongés. Par exemple les belles impulsions du signal digital, seront transformées en lancées pointues. C'est tout à fait normal et le décodeur comportera un étage de remise en forme pour remédier à ce défaut.

II - RÉCEPTEURS RX6

1. Caractéristiques :

- 27 MHz à modulation d'amplitude.
- Entièrement intégré (sauf détection).
- Très sensible.
- Très sélectif.
- Très grande résistance à la saturation.
- Alimentation : de 4,5 V à 9 V.
- Tous usages RC.

2. Le schéma :

On le trouve en figure 10 et on remarque immédiatement sa grande simplicité. Il est fait usage d'un TBA 651 de SGS/Ates, circuit particulièrement intéressant puisqu'il in-

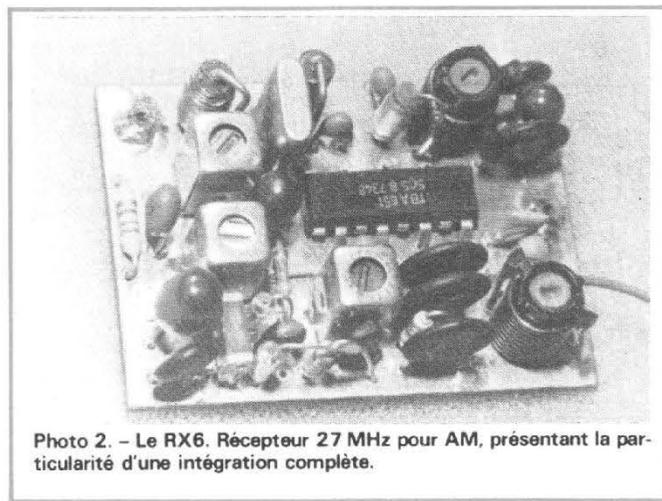


Photo 2. - Le RX6. Récepteur 27 MHz pour AM, présentant la particularité d'une intégration complète.

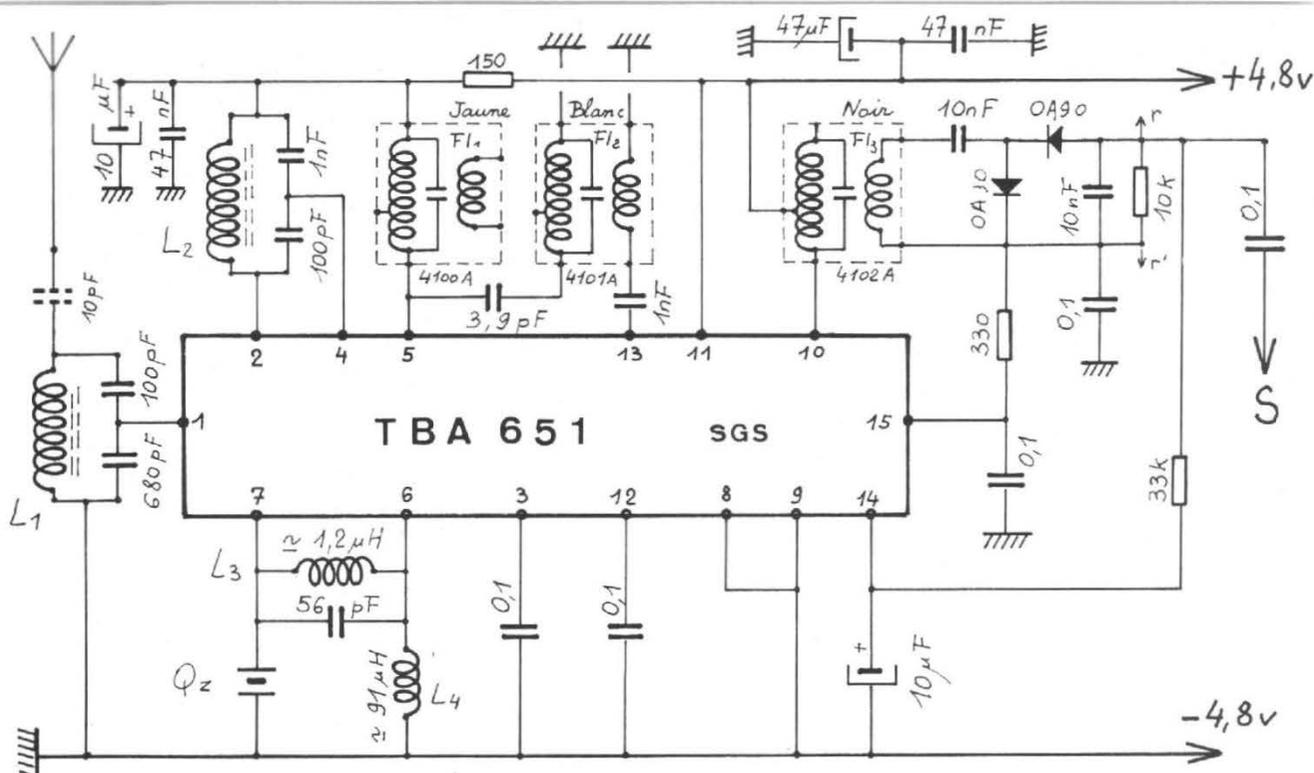


Fig. 10. - Schéma du Rx 27/AM intégré - RX6.

tège l'ensemble du récepteur, y compris un étage HF, fonctionne à partir de 4 V (n'oublions pas que la tension standard des ensembles digitaux est de 4,8 V) et, ce qui ne gêne rien... est bon marché !

Le schéma interne du TBA 651 est donné en figure 11.

La figure 12 donne le détail de la partie HF soumise à la CAG.

La figure 13 est le schéma du changeur de fréquence.

La figure 14 montre enfin la partie FI et le circuit de détection simple possible. Les signaux d'antenne sont donc transmis à T₁ via le circuit accordé 27 MHz, à prise intermédiaire capacitive. Ils sont recueillis sur L₂, accordée de même sur 27 MHz et transmis sur l'entrée 4 du mélan-

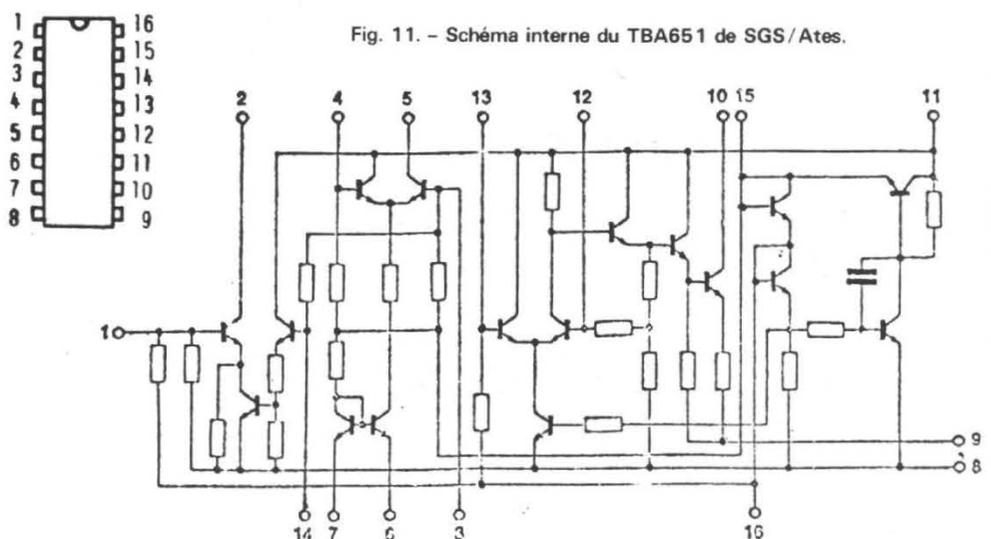
geur. Le pilote local à quartz requiert peu de composants. La sortie 5 du mélangeur se fait sur le filtre de bande FI₁/FI₂ déjà rencontré sur RX4 et RX5. La FI est alors transmise sur l'entrée 13 de l'amplificateur. On la recueille sur la sortie 10 aux bornes de FI₃.

La grosse difficulté de la réalisation a consisté à utiliser

le TBA 651 avec des transfos FI **normaux**. Ainsi, pour FI₁, en particulier, il aurait fallu un secondaire comportant le même nombre de spires que le primaire. Ce n'est pas le cas du 4102 A. Pour pallier ce défaut, une détection du type « doubleur de tension » a été montée avec deux OA 90. Ainsi d'une part, les tensions BF sont plus grandes, mais d'autre part, la tension continue disponible pour la CAG est double, donc l'action beaucoup plus énergique : cette action est de 120 dB environ, 50 dB pour la HF et 70 dB pour le changeur de fréquence. C'est énorme, aussi aucune trace de saturation n'apparaît, même à proximité immédiate de l'émetteur.

Nous l'avons dit, la FI utilise les petits transfos habituels. Il aurait été très facile de remplacer FI₁ et FI₂ par un filtre céramique SFD 455 de Murata. Mais la chose aurait eu l'inconvénient d'exiger des quartz émission et réception parfaitement appariés entre eux ET avec le filtre céramique. Cette condition compli-

Fig. 11. - Schéma interne du TBA651 de SGS/Ates.



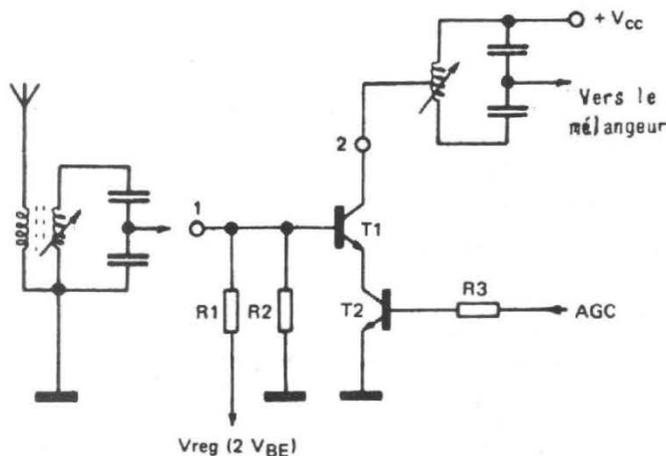


Fig. 12. - Schéma de la partie HF du TBA651.

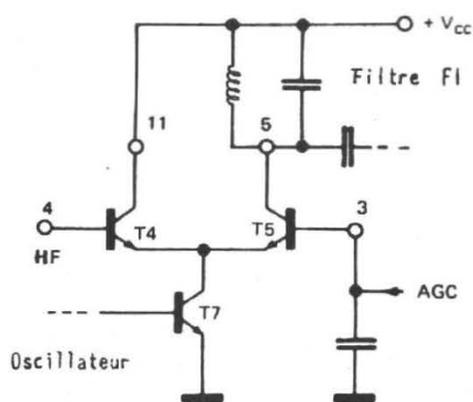


Fig. 13. - Schéma du changeur de fréquence du TBA651.

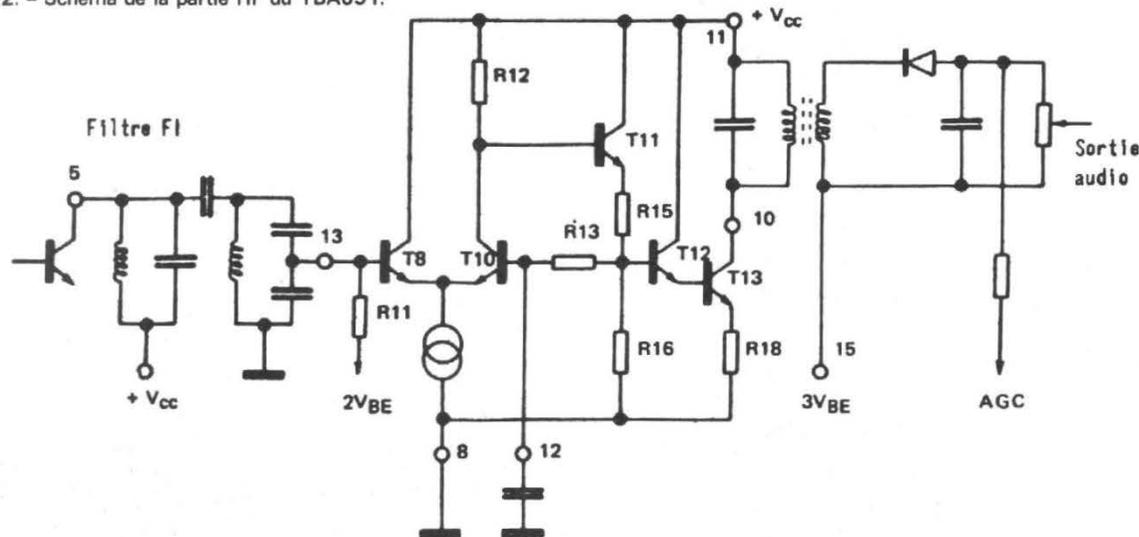


Fig. 14. - Schéma de la partie Fréquence Intermédiaire du TBA651.

que beaucoup l'approvisionnement et augmente nettement... le prix de revient. Nous l'avons donc rejetée, d'autant que la sélectivité obtenue est très correcte. Les signaux de sortie, sont de la même polarité que ceux des RX4 et RX5: aucun problème de compatibilité.

3. La réalisation :

a) Le CI. En époxy double face 15/10. Figure 15.

Le double face est absolument obligatoire avec ce montage à grand gain.

Les dimensions sont celles du RX4/RX5 : 38 x 53 mm. Ce sont celles de notre « standard » actuel. Elles permettent des montages très clairs, aérés, facilement réalisables. L'encombrement final n'est

pas le minimum possible mais il est raisonnable. En l'occurrence, « le mieux est l'ennemi du bien ».

On se reportera à la description des RX4/RX5 pour les détails pratiques de réalisation du CI : dessin du verso, gravure, étamage, perçage à 8/10, puis fraisage des trous ne correspondant pas à des points de masse recto.

b) Liste des composants :

- 1 TBA 651 de SGS
- 2 OA 90
- 1 3,9 pF cér.
- 1 10 pF cér.
- 1 56 pF cér.
- 2 100 pF styroflex subm.
- 1 680 pF cér.
- 2 1 nF cér.
- 1 10 nF GFO
- 1 22 nF GFO

- 2 47 nF GFO
- 4 0,1 μ F GFO
- 1 0,1 μ F GFO
- 1 0,1 μ F MKM 100 V
- 2 10 μ F perles tantaes
- 1 47 μ F perles tantaes

- 1 150 Ω 1/4 W
- 1 330 Ω 1/4 W
- 1 10 k Ω 1/4 W
- 1 33 k Ω 1/4 W

- 1 Quartz gamme 27 MHz, partiel 3, boîtier HC 25U, F = (F du Tx - 455) kHz
- 1 support ou 2 douilles-cages (Cambion)
- 3 transfos FI, 455 kHz, marque Toko, 7 x 7 mm, 1 jaune (4100 A), 1 blanc (4101 A), 1 noir (4102 A)

- L₁ : sur mandrin de 6 mm avec noyau, 9 spires 1/2 jointives de 10/10 émaillé
- L₂ : sur mandrin de 6 mm avec noyau, 8 spires 1/2 jointives de 10/10 émaillé
- L₃ : voir Tx.

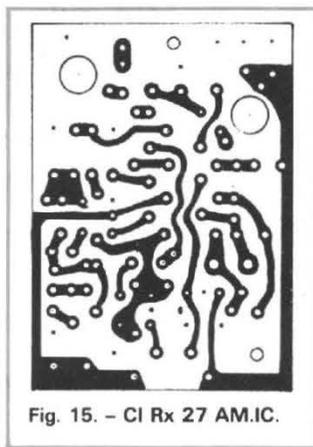


Fig. 15. - CI Rx 27 AM.IC.

L₄ : sur une même résistance que L₃, mais avec 5 couches dégradées de 15/100 (Ces selfs peuvent être des surmoulées du commerce de valeur respectivement 1,2 et 91 μ H)

2 boulons à tête fraisée de 1,5 mm avec écrous.

c) **Pose des composants.**
Figure 16.

— Souder en tout premier lieu les deux écrou de fixation.

— Préparer les transfo FI, comme indiqué au RX4 et les souder sur le CI, dans l'ordre FI₁, FI₂, FI₃ (Toutes les pattes, sauf une, recto ET verso).

— Souder tous les composants ayant un pôle à la masse (x).

— Placer les bobinages. Coler les mandrins à l'araldite.

— Terminer par les résistances, les derniers condensateurs, les diodes et le TBA 651, qu'il ne faudra pas trop faire souffrir de la chaleur !

Les fils du 1 nF reliant FI₂ et la broche 13 sont à isoler avec du petit souplisso, car ils sont très près du plan de masse.

Les condensateurs d'accord de L₁ et de L₂ sont soudés d'une part au CI et d'autre part, **sur le fil supérieur des bobinages**, convenablement gratté. Ils sont donc **disposés verticalement** (voir photo).

Souder le fil d'antenne directement sur le CI, au point prévu sur la figure.

Souder les fils d'alimentation et de sortie.

d) **Mise en service :**

Brancher la cellule de dé-

couplage de la figure 7 aux points r et r'. Y connecter l'oscilloscope. Mettre sous tension et allumer l'émetteur : le signal doit apparaître immédiatement. Eloigner quelque peu l'émetteur et faire un premier réglage pour un maximum d'amplitude.

En cas d'échec, faire les mêmes vérifications que pour RX4/RX5.

Monter dans le boîtier, sans oublier le carton d'isolement.

Placer l'émetteur aussi loin que possible, dans les conditions déjà précisées.

Régler, boîtier ouvert les trois FI, au maximum de déviation (galva 50 μ A). Régler, boîtier fermé les bobinages L₁ et L₂.

Couper l'émission : la dé-

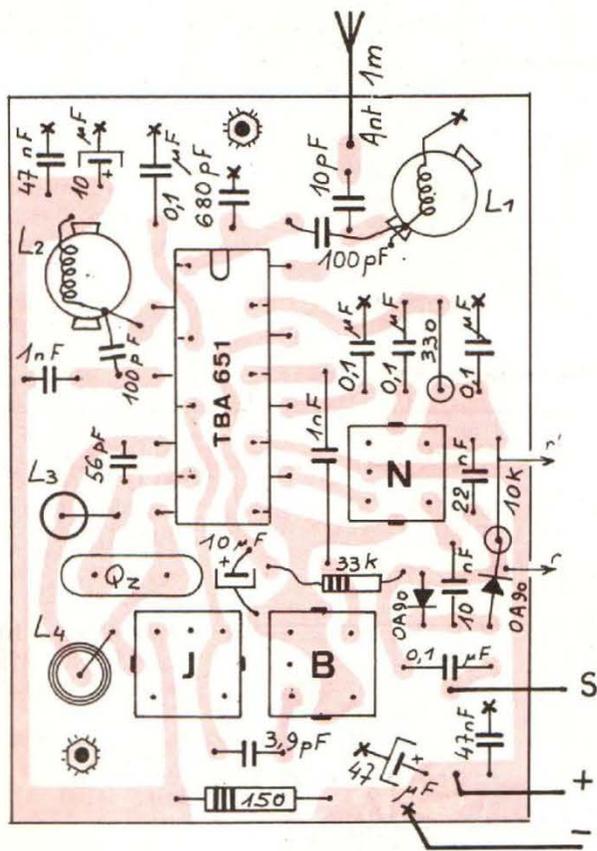
viation doit **s'annuler** complètement.

Coller les noyaux. Supprimer la cellule de réglage.

REMARQUES

1) Sur les derniers exemplaires de RX6 que nous avons fabriqués, un blindage de la bobine L₂ s'est avéré nécessaire. Nous conseillons vivement cette adjonction dont le détail est donné dans la figure ci-contre.

2) Pour obtenir une meilleure sélectivité, nous avons réduit la valeur du condensateur de couplage entre les deux transfo FI, de 3,9 pF à 1,5 pF. La même réduction peut, évidemment, être faite sur les récepteurs RX4 et RX5.



x Soudure masse recto

Fig. 16. - Rx 27/AM intégré. Composants.

RECTIFICATIF

Dans notre précédent numéro, au sujet de codeur intégré, une amélioration peut être apportée en remplaçant :

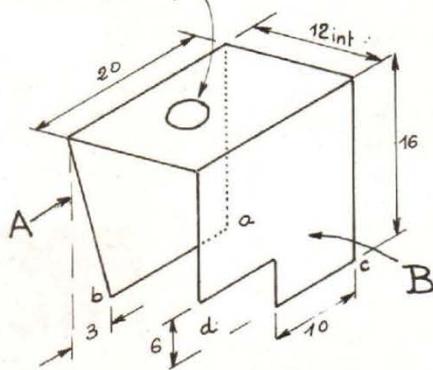
a) le $0,1 \mu\text{F}$ de découplage de l'entrée + du 3^e ampli du LM 3900 (picot 13) par un 470 pF (céram).

b) Tous les 1 nF de découplage des diodes 1N 4148 de sortie du 4017 par des 470 pF (céram).

(à suivre)

F. THOBOIS

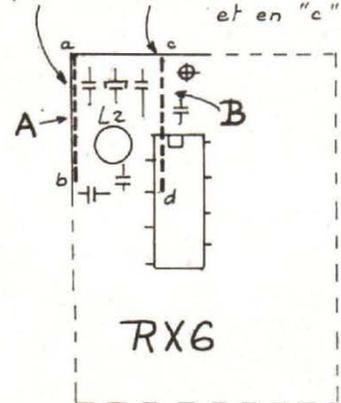
Pour collage noyau



laiton de 2/10

Détail du blindage de L₂ de RX6.

Soudure sur le plan de masse de "a" à "b" et en "c"



RX6

UN LIVRE PAS COMME LES AUTRES



Cours rapide de RADIO ÉLECTRONIQUE SIMPLIFIÉE

EN 16 LEÇONS

par F. JUSTER

Ce livre a été écrit spécialement pour tous les futurs amateurs, jeunes ou âgés, désirant s'initier très sérieusement à la radio-électronique, d'une manière rapide et rationnelle tout en évitant la morosité d'un cours où seul le professeur parle.

Au monologue, on a substitué des dialogues entre un professeur d'esprit jeune et deux élèves de 15 ans, intelligents et travailleurs, mais souvent irrespectueux, posant des questions à leur professeur et l'interrompant pour exposer leurs propres idées.

Des exercices sont inclus dans chaque leçon. Le professeur Cyclotron baisse souvent ses deux neveux et élèves, professeur à sa place. La rivalité entre les deux élèves se transforme en une émulation dont ils tirent le plus grand profit.

Ce cours peut être appris en deux lectures nécessitant environ 30 minutes par leçon, ce qui équivaut à environ 8 heures par lecture attentive du cours.

EXTRAIT DU SOMMAIRE :

Notions générales - Signaux - Transistors - Les montages - Diodes - Détecteurs - Récepteurs - Amplificateurs BF - HF - FI - Superhétérodyne - Alimentation - Modulation de fréquence - Stéréophonie 2 et 4 canaux - Haute fidélité.

Un volume broché, format 15 x 21 de 208 pages, avec 176 schémas et illustrations humoristiques:

En vente à la **LIBRAIRIE PARISIENNE de la RADIO**

43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS - C.C.P. 4949-29 - Prix 38,00 F

T IMPORTATEUR EXCLUSIF POUR LA FRANCE

tranchant distribution

zone d'activités de Courtabœuf - B.P. 62 91401 Orsay - tél. : 907.72.76 + - télex : 690304 F.
zone sud Lyon : 62, Ancienne Voie Romaine 69290 Craponne - tél. : (78) 57.17.66 - télex : 330310



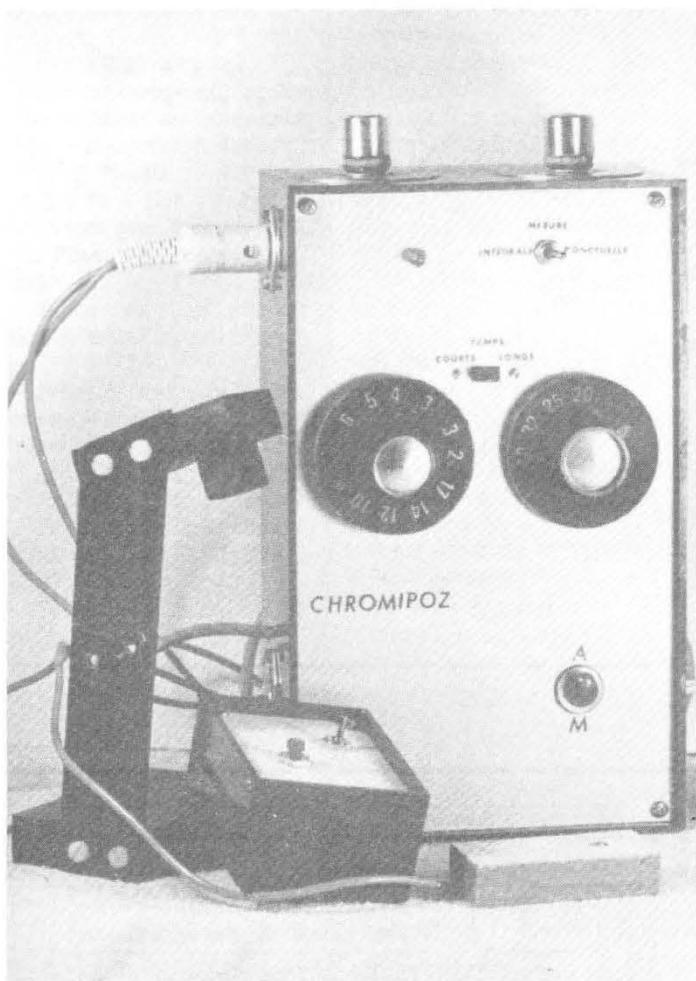
PT 884
Platine d'enregistrement stéréo/quadrophonique de Haute Fidélité
3 vitesses de défilement.
3 têtes magnétiques.
Réglages séparés des niveaux.

TOSHIBA



QUALITECHNIC
24, rue d'Alençon - 14000 LISIEUX
TEDD
44, Cours Gambetta - 69007 LYON





POSEMETRE pour agrandisseur couleur (et noir & blanc)

L'AGRANDISSEMENT couleur sur papier d'après négatif est de plus en plus d'actualité pour les amateurs, qui se rendent compte que le noir et blanc est en « perte de vitesse », tout comme le fut le cinéma et bientôt la télévision.

Le tirage couleur est une technique à démystifier et les principaux fabricants s'y emploient depuis deux ou trois ans. Malgré cela tous ceux qui veulent « s'y mettre » ont du mal à se documenter car les revendeurs n'ont jamais eu le temps maté-

riel de s'exercer et les notices des fabricants ne concernent que le produit en question. Disons tout de suite que par rapport au noir et blanc il s'agit d'une reconversion totale, tant dans le matériel que dans la technique. A tel point que l'expérience a montré que les progrès les plus rapides sont obtenus en apprenant d'abord la couleur et ensuite le noir et blanc !

Sans l'agrandisseur trois problèmes se posent :

1) Le plus simple, le développement chimique : on en choisit un **et on ne le modifie**

plus. Voir pour cela les notices des cuves de développement « Unidrum », « Simmard », « Agfa », « Kodak », etc., ou l'ouvrage : « Le labo couleur de l'amateur » par Gehret.

2) La terreur, le filtrage : c'est un faux problème car une fois déterminé, il est constant pour tout le négatif qu'il soit de 12 ou de 36 vues. En restant fidèle à une marque de négatif et à une marque de papier les variations de filtrage sont relativement faibles donc faciles à évaluer. Enfin si vous faites un stock de papier du même lot et un stock de pelli-

cules également du même lot de fabrication et que vous les développez toujours dans les mêmes conditions, vous ferez des centaines d'épreuves avec toujours le même filtrage : c'est donc un faux problème. Pour bien le connaître la lecture du petit « manuel Agfa-color procédé négatif-positif » est très vivement conseillé.

3) Le grave problème, le temps de pose. Avec le papier couleur, il n'est pas question d'écouter ou de prolonger le temps de séjour dans le révélateur comme on le fait en noir et blanc et cela pour trois rai-

sons : primo parce que le très faible éclairage du laboratoire ne permet pas l'examen de l'image ; secundo parce que des variations de temps provoqueraient des variations colorées, donc de filtrage ; et tertio parce que l'amateur utilise généralement des cuves cylindriques horizontales qui ne peuvent être ouvertes en cours de traitement, et que le professionnel développe le papier en bande sur train continu.

Donc le temps d'exposition du papier sous l'agrandisseur doit être exact puisque non correctible.

Malheureusement, l'appréciation visuelle de la densité d'une image projetée rouge-orangée est beaucoup plus difficile qu'en noir et blanc et seulement quelques rares privilégiés par la nature en sont capables.

Actuellement, les fabricants ne commercialisent que des analyseurs de couleur

(pour le filtrage) ayant une fonction posemètre, cette dernière étant généralement bien moins élaborée que la fonction principale. Ces ensembles sont donc assez onéreux (600 à 5 000 F) en raison de l'opto-électronique de la partie analyseur qui, paradoxalement, est celle qui sert le moins.

D'où la nécessité de construire un posemètre seul, moins coûteux mais beaucoup plus performant que les appareils du commerce.

Après ce long préambule qui était nécessaire pour répondre aux principales questions que se posent les « candidats » à la couleur, voyons :

QUELS TYPES DE MESURES CHOISIR ?

A) Mesure intégrée sous l'objectif : Elle ne tient pas compte du rapport d'agrandis-

sement, n'est pas proportionnelle à l'ouverture du diaphragme et intègre les marges de perforations. Elle est donc à rejeter.

B) Mesure intégrée de la lumière réfléchie par l'image sur le margeur. Elle n'a pas les inconvénients de « A » mais demande un capteur (cellule photo-électrique) très sensible.

C) Mesure intégrée de la lumière transmise à travers le papier : Elle demande un capteur encore plus sensible et conduit à la fabrication complexe d'un margeur épais, rendant difficiles les changements de formats.

D) Mesure ponctuelle d'un détail de l'image projetée sur le margeur : Elle demande un capteur de sensibilité moyenne mais le choix du détail de référence est très restreint : un seul est vraiment utile et quelquefois indispensable, c'est la carnation d'un visage.

Nous avons choisi les types

B et D, mesure intégrée réfléchie et mesure ponctuelle (au spot), car leur combinaison permet de résoudre tous les cas possibles.

Quant à la partie électronique, on aurait pu s'attendre à ce que ces cellules commandent des « computers » automatiques tels ceux des flashes électroniques, qui éteindraient l'agrandisseur quand le papier aurait reçu suffisamment de lumière. Là l'électronicien a été tenté mais le photographe a dit non pour de multiples raisons : d'abord parce que cette technique rend impossible la mesure ponctuelle, ensuite parce qu'il est souvent utile de mesurer l'éclairage de différentes zones de l'image et d'en faire un compromis d'ordre artistique, que l'électronique ne sait pas faire ; de plus l'utilisation de papiers brillants (reflets) ou très sombres comme le nouveau Cibachrome inversible, poserait de gros problèmes ; enfin, parce

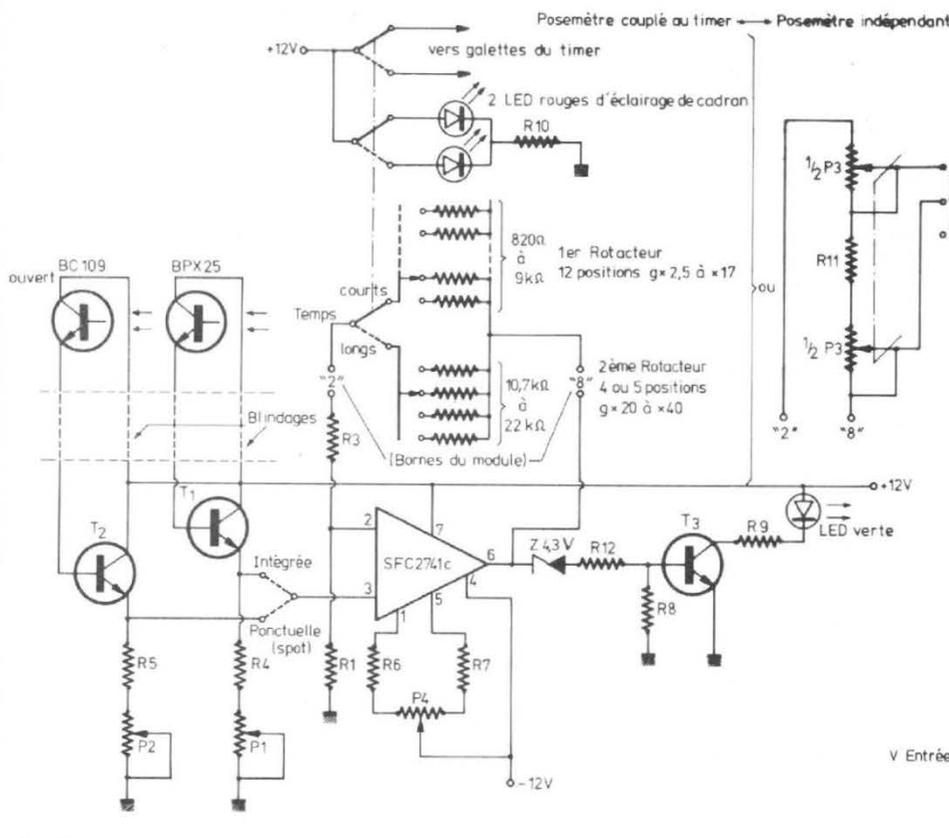


Fig. 1

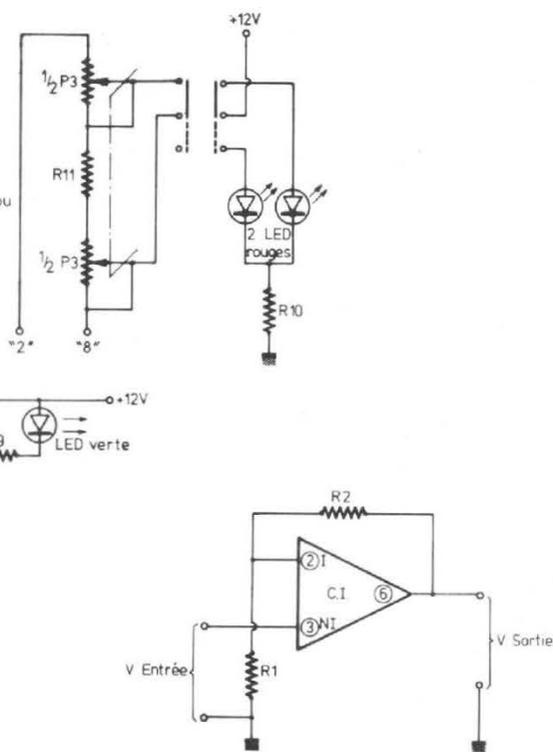


Fig. 2

qu'il faut éviter que le temps de pose soit supérieur à 20 secondes car au-delà il y a une perte sensible de contraste et de densité.

Par contre le photographe a souhaité que le réglage du posemètre soit couplé à un compte-pose (timer) ce qui outre le gain de temps, évite des erreurs d'étourderie.

LE PRINCIPE ELECTRONIQUE (Fig. 1)

Chaque capteur, ou sonde, est un photo-transistor silicium équipé d'un filtre diffusant vert foncé que nous verrons plus loin en détail. Ce composant donc **sans mémoire et à réponse instantanée** est monté en Darlington avec un transistor à grand gain type BC109, ce dernier étant en collecteur commun. Son potentiel émetteur est donc proportionnel à l'éclairement et se trouve relié à l'entrée non-inverseuse d'un circuit intégré opérationnel du type 741. Ce CI est monté en amplificateur continu de tension, à gain variable et sa sortie commande un détecteur de seuil dont le témoin est une diode électro-luminescente (LED) verte.

Pour un éclairage à mesurer il faut donc agir sur le gain du CI pour obtenir le seuil allumage-extinction de la LED.

Comme il y a deux capteurs (mesures intégrée et ponctuelle) un commutateur relie chaque Darlington à l'entrée non-inverseuse du CI.

Les deux résistances de charge sont variables et constituent les tarages tenant compte de la sensibilité du papier utilisé (P₁ et P₂).

Il s'agit donc d'un montage simple tant dans le principe que dans la réalisation, et pourtant très performant puisque sensible à 1/8 de cran de diaphragme, et étalonnable du papier noir et blanc le moins sensible (Ilford A112) au papier couleur le plus sensible (Agfacolor MCN317).

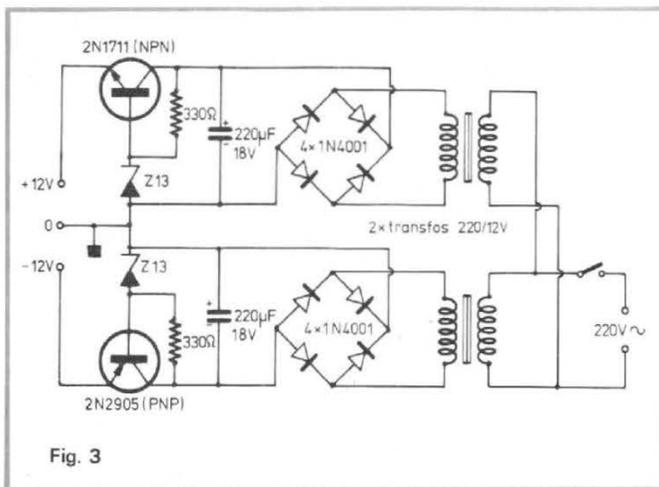


Fig. 3

Quant au compte-pose (timer) qui peut lui être associé ou couplé, il a été décrit en détail dans le numéro 1533 d'« Electronique Pratique ».

A signaler que le circuit intégré 741 va exiger pour ce montage deux alimentations stabilisées symétriques 0/+ 12 V et 0/- 12 V ; il est en effet hors de question d'utiliser ici un pont diviseur à diodes zener sur du 24 V continu. On pourra toutefois alimenter les deux circuits par un seul transformateur ayant deux sorties 12 V distinctes.

REALISATION DU MODULE ALIMENTATION (Fig. 3, 4, 5)

Il comprend deux circuits ultra-classiques à transistor ballast piloté par diode zener de 13 V. La partie + 12 V est équipée d'un NPN et la partie - 12 V du PNP complémentaire. Comme il s'agit de transistors silicium les tensions de sorties sont égales à 13 - 0,8 = 12,2 V. Les dimensions des circuits imprimés époxy correspondent à leur mise en plan dans un boîtier Teko P/4.

REALISATION DU MODULE TIMER (voir photo)

Se reporter à l'article d'« Electronique Pratique », mais en le réalisant sur un cir-

cuit époxy de dimensions identiques au précédent, c'est-à-dire : largeur 64 mm, longueur 125 côté cosses, 123 côté fond (cette forme trapézoïdale permet de coincer les circuits dans les glissières de ces boîtiers).

REALISATION DU MODULE POSEMETRE (Fig. 6 et 7)

Le circuit époxy reçoit les deux transistors T₁ et T₂ des Darlington, le CI SFC2741C (ou homologue μ741, etc.), un potentiomètre ajustable P₄ pour établir l'équilibre différentiel (« offset ») du CI, et un détecteur de seuil constitué par une zener, un transistor T₃ et une LED verte soudée sur les cosses. La valeur du seuil peut être fixée arbitrairement par une zener entre 4,3 et 9,5 V. Le CI en boîtier cylindrique peut être soudé directement sur le circuit sans raccourcir ces pattes. L'ergot correspond au plot 8, la numérotation des plots vus de dessus est dans le sens inverse des aiguilles d'une montre. Les composants extérieurs au circuit sont :

- Les deux photo-transistors montés dans leurs sondes en plastique et reliés par câbles blindés.
- Les deux potentiomètres de tarage P₁ et P₂, liaisons par câbles blindés et boîtiers reliés à la masse.

- Un commutateur, pour les deux capteurs.
- Un réglage de gain du CI constitué par un ou deux rotateurs à galettes, soit par un potentiomètre double (voir paragraphe : Réglage du gain).

FONCTIONNEMENT DU CIRCUIT INTEGRE SFC2741 (Fig. 2)

Cette petite merveille qui coûte moins de 10 F et qui remplace avantageusement son ancêtre le célèbre 709, contient deux amplificateurs continus de gains supérieurs à 100 000 ayant une sortie commune (plot 6) : le premier (entrée plot 2) inverse le sens du signal en l'amplifiant, le deuxième (entrée plot 3) amplifie en conservant le sens du signal. En fait on n'utilise jamais le gain maxi et on lui applique une contre-réaction qui a le mérite de lui donner un gain très faible à déterminer.

Le signal étant appliqué sur l'entrée 3 (non inverseuse), une partie de la tension de sortie est prélevée par un pont diviseur (R₁, R₂) et injectée dans l'entrée inverseuse 2. Le gain en tension « g » du CI est donc égal à :

$$g = \frac{E_{\text{sortie}}}{E_{\text{entrée}}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

donc g est indépendant de la température et du CI, pourvu qu'il reste inférieur à 100 environ.

R₁ étant fixe et connu avec précision, on peut afficher un gain déterminé en faisant varier R₂. Autre avantage la résistance d'entrée de ce montage est de l'ordre du mégohm.

Toutefois, il est nécessaire de réaliser l'équilibrage différentiel du CI. Pour cela, le module posemètre étant relié à son alimentation double, on va court-circuiter l'entrée du circuit intégré à la masse puis on va agir (avec un outil isolé) sur le potentiomètre ajustable

P₄ jusqu'à ce que la tension entre masse et sortie (plot 6) soit nulle. Ce qui se concrétise en court-circuitant les **cosse**s du module n° 6 et 9 et en branchant le voltmètre entre les **cosse**s n° 2 et 18. Cette mise au point qui ne dépend que du CI et de son alimentation est faite une fois pour toutes.

LIAISONS DU MODULE POSEMETRE

A ce propos nous recommandons d'utiliser des cosse à souder sur les trois modules. Elles sont très pratiques et bon marché.

Cosse n° 1 : masse (potentiel zéro de l'alimentation)

Cosse n° 2 : réglage du gain (P₃ ou rotacteur)

Cosse n° 3 : alimentation + 12 V

Cosse n° 4 : LED verte anode

Cosse n° 5 : LED verte cathode (méplat)

Cosse n° 6 : commutateur de capteurs : point commun

Cosse n° 7 : alimentation - 12 V

Cosse n° 8 : réglage de gain (P₃ ou rotacteur)

Cosse n° 9 : potentiomètre de tarage capteur « intégrée » P₁

Cosse n° 10 : potentiomètre de tarage capteur « intégrée » P₁

Cosse n° 11 : commutateur de capteurs : « intégrée »

Cosse n° 12 : émetteur du photo-transistor « intégré » (âme)

Cosse n° 13 : collecteur du photo-transistor « intégré » (blindage)

Cosse n° 14 : collecteur du photo-transistor « ponctuelle » (blindage)

Cosse n° 15 : commutateur de capteurs : « ponctuelle »

Cosse n° 16 : émetteur du photo-transistor « ponctuelle » (âme)

Cosse n° 17 : potentiomètre de tarage capteur « ponctuelle » P₂

Cosse n° 18 : potentiomètre de tarage capteur « ponctuelle » P₂

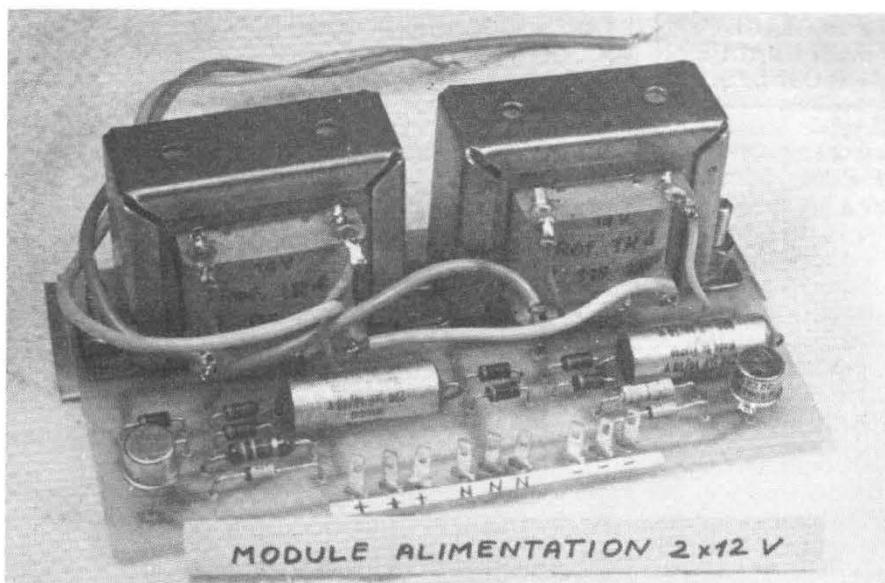


Photo 2.

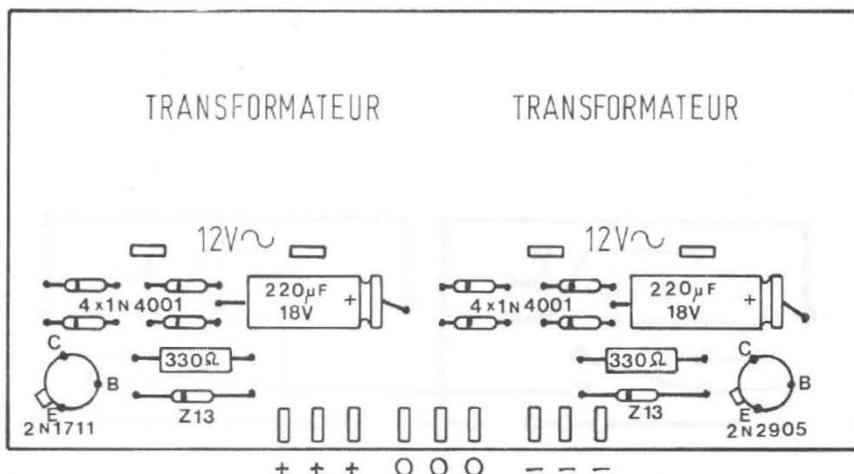


Fig. 4

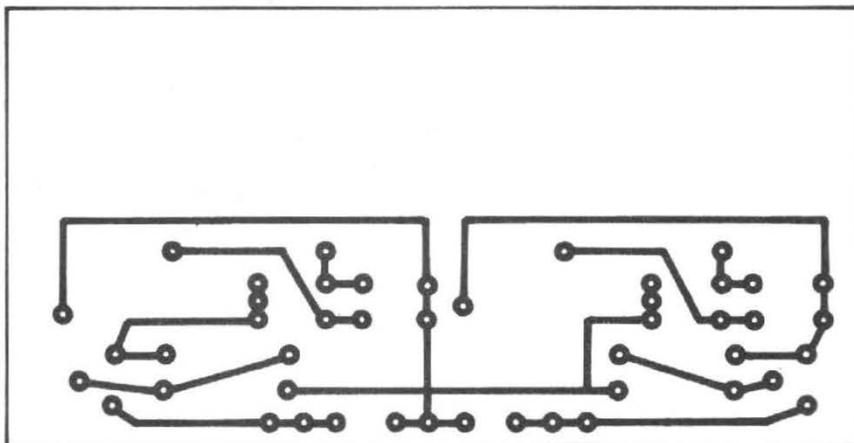


Fig. 5

LE REGLAGE DU GAIN GRADUE EN SECONDES

Nous avons vu que le gain $g = (R_1 + R_2)/R_1$, R_1 est une résistance à 1 % de 560Ω ; R_2 comprend la résistance talon R_3 plus le potentiomètre P_3 de $22 \text{ k}\Omega$. Voici le tableau qui permet de graduer le cadran en secondes à l'aide d'un ohmmètre. Il répond à la formule :

$$R_2 = 560 \times (g - 1).$$

Nota : A remarquer que le temps double ainsi tous les quatre crans. Pour les curieux, c'est la progression arithmétique par facteur $\sqrt{2} = 1,41$.

Il y a quatre façons de réaliser ce potentiomètre P_3 :

a) un potentiomètre de $22 \text{ k}\Omega$; malheureusement ces composants soit-disant logarithmiques « démarrent » trop lentement et « finissent » en linéaire. De ce fait l'écartement des crans sur le cadran est assez baroque. Un $22 \text{ k}\Omega$ sera un peu moins décevant.

b) un potentiomètre double $2 \times 10 \text{ k}\Omega$ (linéaire) qui permet avec un inter et une résistance de $4,7 \text{ k}\Omega$ d'obtenir deux gammes de résistances : de R_3 à $R_3 + 10 \text{ k}\Omega$ ou de $R_3 + 4,7 \text{ k}\Omega$ à $R_3 + 4,7 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega$ (voir fig. 1).

c) un rotacteur (ou commutateur rotatif) à 2 circuits et 24 positions dont seulement 17 seront utilisées : une galette pour P_3 et une autre pour les résistances du timer, ce qui permet un couplage constant du temps mesuré et du temps affiché. Malheureusement ce type de composants est très difficile à trouver en province ailleurs que sur catalogues.

d) deux rotacteurs à double galettes (pour couplage du timer) : un à douze positions (temps courts) et un à six positions (temps longs). Cette

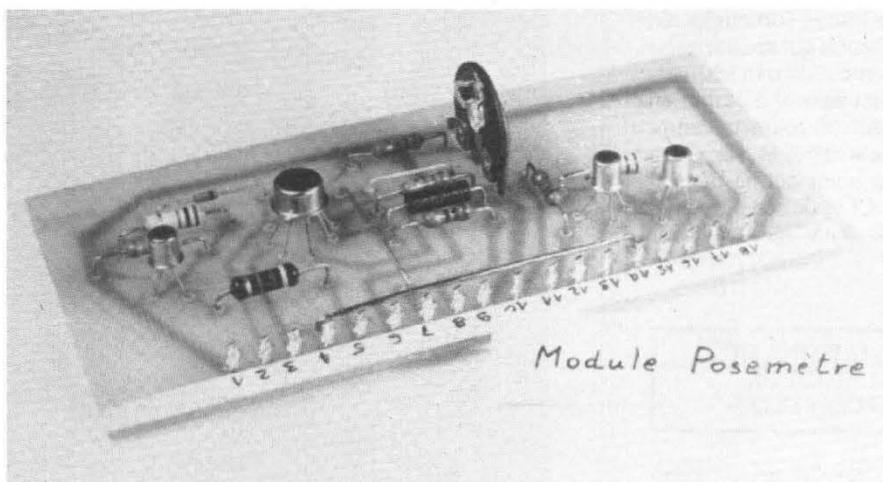


Photo 3.

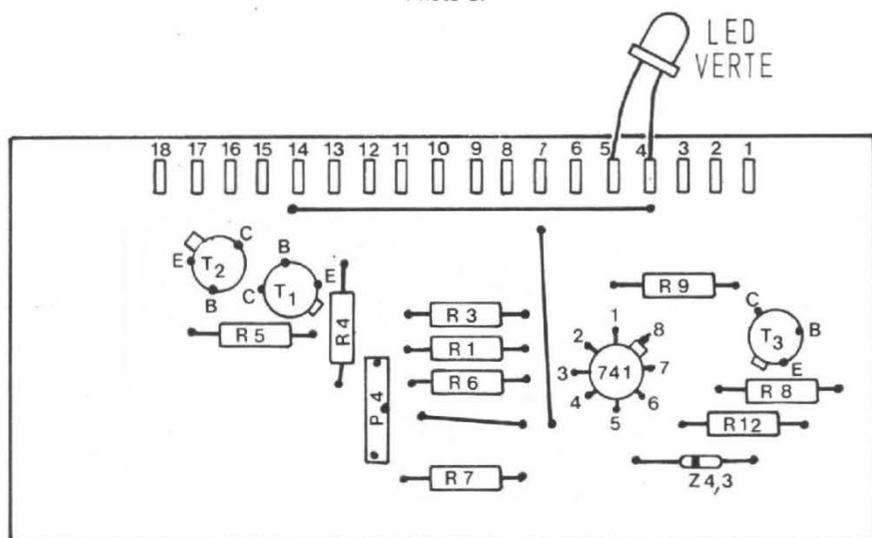


Fig. 6

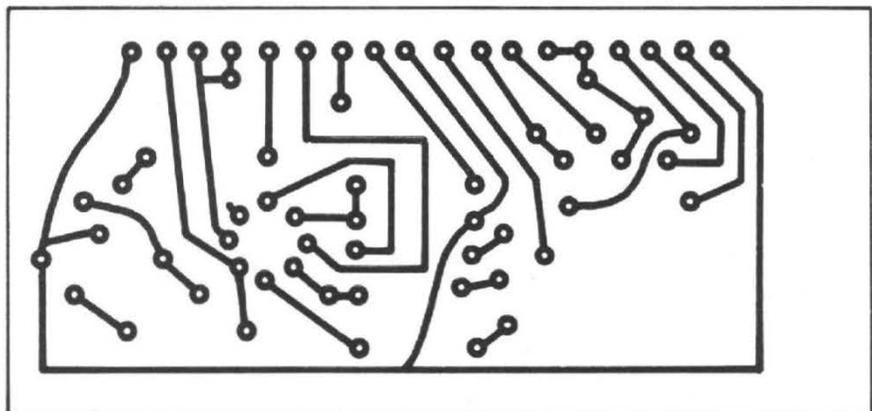


Fig. 7

$t'' (= g)$	2,5	3	3,5	4,2	5	6	7	8,4	10	12	14	17	20	24	28	34	40
R_2 en $\text{k}\Omega = (R_3 + P_3)$	0,82	1,12	1,40	1,79	2,24	2,80	3,36	4,14	5,04	6,16	7,28	8,96	10,64	12,9	15,1	18,5	21,8

solution nécessite donc un commutateur pour sélectionner la gamme 2,5 à 17 ou 20 à 40. Celui-ci sera à trois circuits : 1 pour les galettes pose-mètres, 1 pour les galettes timer et 1 pour les LED rouges qui éclairent chaque cadran.

Nota : Dans le cas où vous n'auriez que des commutateurs doubles, vous pouvez alimenter les LED en parallèle avec les résistances du timer, mais dans ce cas il faut insérer deux diodes anti-retour (1N4001) en série avec les résistances du timer.

REALISATION DES CAPTEURS (Fig. 8 et 9)

A) Mesure intégrée : on utilise un photo-transistor NPN au silicium BPX25 (RTC) ; c'est le même boîtier

qu'un BC109 mais équipé d'une lentille très (même trop) directive. Le fil de la base peut être coupé puisqu'inutile. Le support a été réalisé en plastique (PVC) noirci. L'avant de la lentille est recouvert d'un papier calque qui a été coloré en vert recto et verso à l'aide d'un stylo-feutre et non par un marqueur. Pourquoi vert ? Examinez un négatif couleur à travers un filtre vert foncé et vous verrez un négatif noir et blanc, donc l'appréciation des densités par la cellule ne sera pas faussée par les couleurs du négatif.

Les côtés et angles donnés conduisent à un cercle de vision sur le margeur de 13 cm de diamètre. Une fixation à mi-hauteur a été prévue pour le format 9 x 12 cm. Dans ce cas, il faudra retoucher le tarage P₁.

B) Mesure ponctuelle au spot :

Le photo-transistor doit être le moins directif possible aussi on a préféré un transistor BC109 que l'on a décalotté en sciant la partie supérieure du boîtier. Pour le refermer appliquez-le sur une feuille de « Rhodoïd » préalablement enduite d'« Araldite », et 24 heures après coupez les bords. Cette opération est décrite en détail dans « Electronique Pratique » de septembre 75 page 53.

Ce photo-transistor devra être recouvert de deux disques de calque dont un teinté en vert et d'une mince feuille de « Rhodoïd » de protection, et enfin d'un bristol blanc dans lequel une fenêtre 5 mm aura été découpée à l'emporte-pièce.

Les deux photo-transistors sont reliés au circuit obligatoirement par du câble blindé à un conducteur. Les blindages sont connectés au « plus » du circuit et au collecteur, et les âmes aux émetteurs. Les deux câbles aboutissent à une prise DIN mâle à 5 broches à 45° pour les relier au boîtier, mais ce dernier point est facultatif.

COUPE DES CAPTEURS
SPOT & INTEGRE

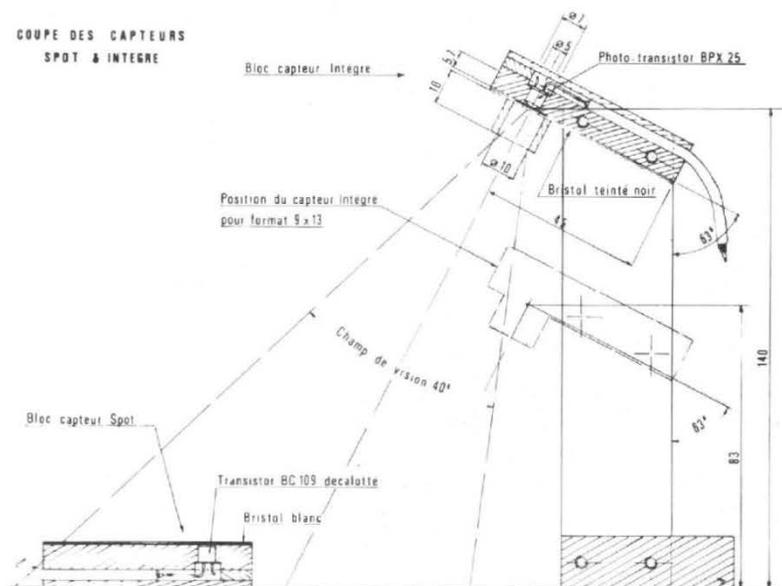


Fig. 8

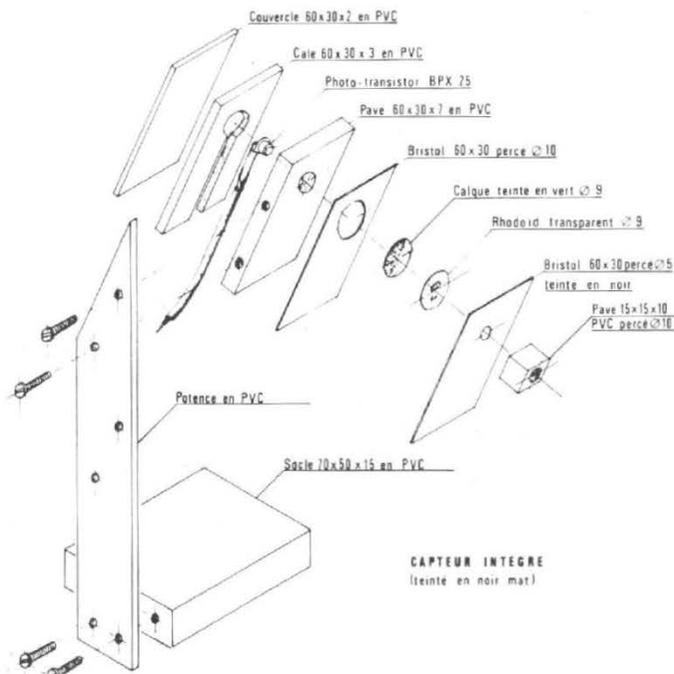


Fig. 9

**MISE EN PLACE
DANS LE BOITIER
TEKO P/4
(voir photos)**

Compte tenu que cet appareil sera manipulé à tâton, en position verticale et sans qu'il bascule, nous recommandons vivement la disposition suivante qui toutefois a été conçue pour un droitier :

— A l'intérieur et de haut en bas nous trouvons :

Les potentiomètres de tarages P_1 à gauche, P_2 à droite.

Le module posemètre.

Un espace vide pour l'encombrement des rotac-teurs.

Le module timer.

Le module alimentation, le plus bas possible pour abaisser le centre de gravité par le poids des transformateurs.

— Sur le flanc supérieur, les deux potentiomètres de tarage avec cadrans gradués arbitrairement : « intégré » à gauche, « spot » à droite.

— Sur le flanc droit en bas, arrivée du câble secteur 220 V et deux socles bananes femelles espacés de 19 mm, pour la prise mâle de l'agrandisseur. Il faut absolument que la masse

du circuit soit reliée à la terre pour supprimer les « effets de main ». Aussi utiliser un câble secteur, 3 conducteurs avec prise mâle bipolaire plus terre ou prévoir un troisième socle femelle pour raccordement à la terre.

— Sur le flanc gauche en haut, la sortie des câbles blindés des capteurs. En bas la sortie du câble 3 conducteurs du petit boîtier de commande du timer (ce montage facultatif est décrit dans l'article cité plus haut). On peut ajouter éventuellement un socle DIN femelle à 5 broches à 60° qui est une sortie de l'alimentation double +12/0/-12 V, pour le raccordement futur d'un analyseur actuellement à l'étude. Cette sortie pourra également vous servir à alimenter un montage d'essai à circuit intégré.

— Sur le couvercle métallique, en haut à gauche un trou pour le passage de la LED verte (soudée aux cosses 4 et 5 du module posemètre). En haut à droite le commutateur de capteur : « intégré » « spot ». Au milieu le ou les cadrans gradués en secondes avec éclairage en transparence par LED rouges

fixées au couvercle, ainsi que le commutateur : temps courts - temps longs. Enfin en bas à droite, l'inter général 220 V.

**UTILISATION
DE
L'APPAREIL**

L'éclairage de sécurité vert sombre pour le papier couleur doit être éteint pendant les mesures car les cellules g sont très sensibles.

Tarages : mettre dans l'agrandisseur un cliché de teintes et tonalités moyennes et comportant un visage. Reproduire toutes les conditions dans lesquelles vous avez déjà agrandi ce négatif, c'est-à-dire filtrage, rapport d'agrandissement et diaphragme. Afficher sur l'appareil le temps de pose que vous aviez utilisé, puis placer le capteur « intégré » sur le bord de l'image et le capteur « spot » sur le visage. Mettre le commutateur à gauche sur « intégré » et agir sur le potentiomètre de tarage de gauche jusqu'à ce que la lampe verte soit en bascule éclairant-

extinction. Mettre ensuite le commutateur sur la position spot et opérer de même avec le potentiomètre de tarage de droite.

C'est tout : vous venez de mettre en mémoire l'exposition nécessaire à votre papier pour une densité moyenne (intégré) et la valeur de carnation que vous aimez (spot).

Mesure sur un négatif inconnu : vous pouvez alors changer tous les réglages de votre agrandisseur, vous n'aurez qu'à agir sur le bouton de réglage frontal du posemètre pour obtenir la « bascule » de la LED verte, ce qui vous indiquera le temps de pose nécessaire à cet agrandissement. L'exactitude de la mesure est telle qu'on peut se dispenser de l'exécution d'un bout d'essai.

Il faut toutefois tenir compte de trois recommandations importantes.

a) Contrairement au papier noir et blanc le temps d'exposition du papier couleur est loin d'être inversement proportionnel à l'éclairage qu'il reçoit. Aussi si votre tarage a été réalisé avec un temps de 7 secondes et que l'appareil indique 20 secondes, mieux vaut

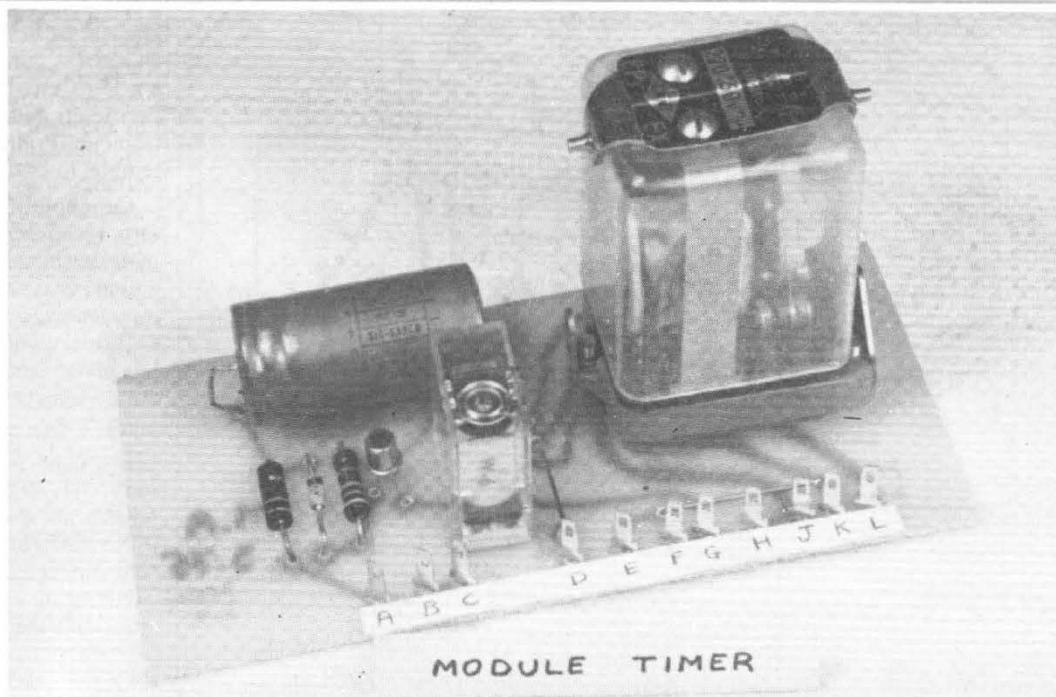


Photo 4.

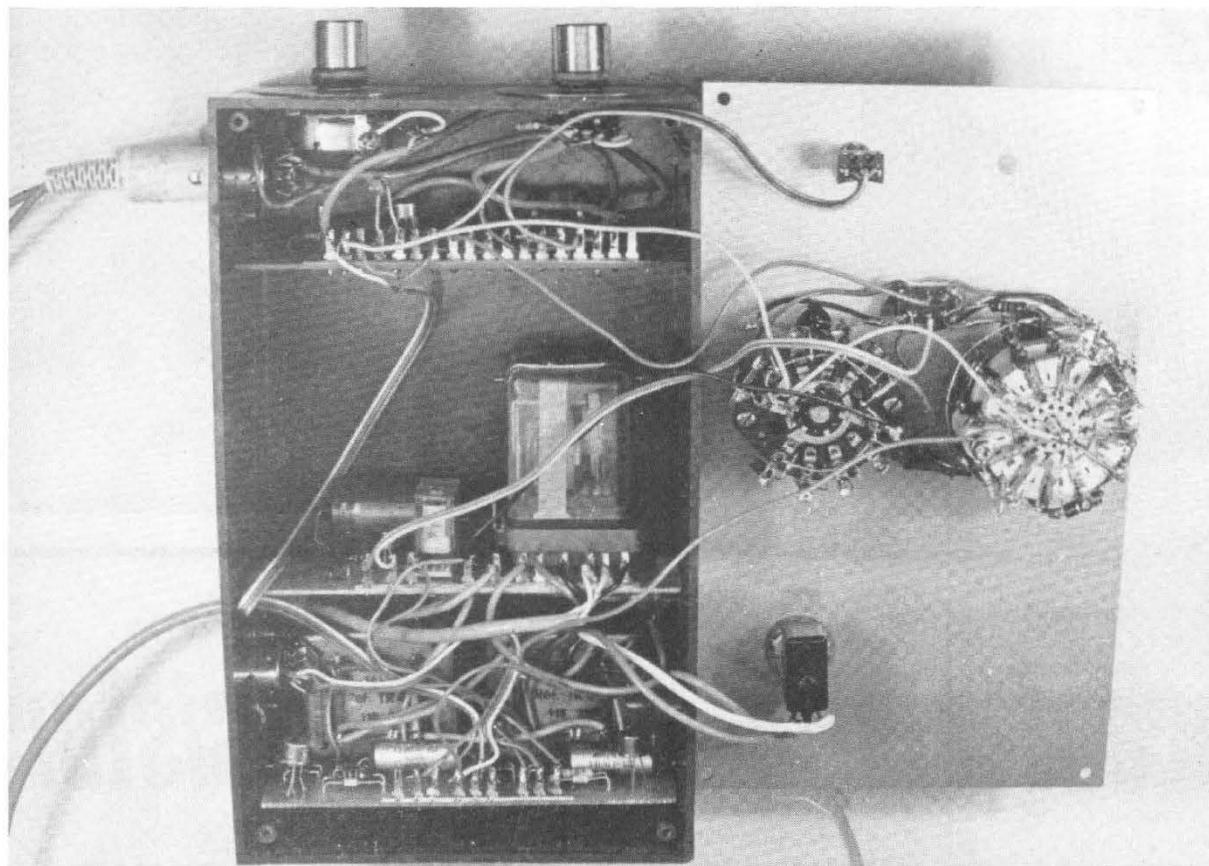


Photo 5.

ouvrir le diaphragme pour avoir un temps de pose plus voisin.

b) Pour des raisons d'ordre optique ne pas effectuer des mesures « spot » avec le capteur trop éloigné de la verticale de l'objectif.

c) Des corrections manuelles sont parfois nécessaires car comme à la prise de vue une cellule n'a pas d'intelligence, et traduit la lumière qu'elle reçoit pour donner une densité qui lui a été consignée. Or des épreuves bien exposées représentant des paysages de neige ou des sous-bois d'été ont des densités moyennes très différentes ! C'est pour ces sujets que la « main » de l'opérateur doit intervenir en écourtant ou en allongeant de quelques « crans » le temps de pose indiqué.

Pour finir signalons que laisser l'appareil sous tension

lorsque l'on éclaire le laboratoire ne présente pas le moindre risque pour les cellules ou le circuit : c'est calculé pour.

LISTE DES COMPOSANTS

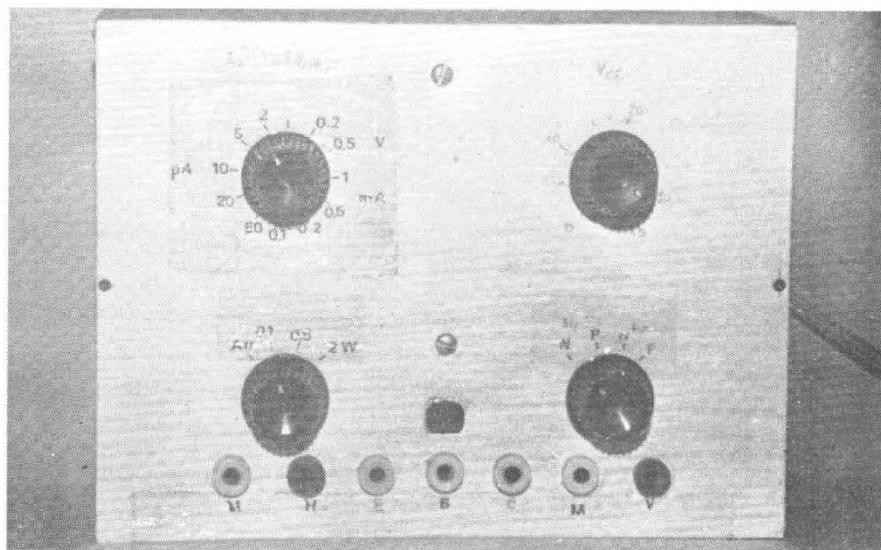
Pour l'alimentation :
 2 transformateurs 220/12 V ou de 220/2 x 12 V
 8 diodes 1N4001
 2 condensateurs 100 ou 220 μ F/18 V
 2 diodes zener de 13 V
 2 résistances de 330 Ω (orange, orange, marron)
 1 transistor NPN 2N1711 (pas de radiateur)
 1 transistor PNP 2N2905 (pas de radiateur)
 1 circuit imprimé à réaliser
 13 cosses pour dito (facultatif)

Pour le posemètre :
 1 photo-transistor BP x 25 (RTC)
 1 transistor BC109 ouvert
 T_1, T_2 = transistors BC109 (à grand gain)
 T_3 = transistor BC108 (ou 107 ou 109)
 1 diode électro-luminescente (LED) verte
 2 diodes électro-luminescentes (LED) rouges
 1 circuit intégré SFC2741c (Sescossem) (ou μ 741)
 1 diode zener de 4,3 V/1/4 W
 P_1 = potentiomètre 1 M Ω A (linéaire)
 P_2 = potentiomètre 470 k Ω A (linéaire)
 P_3 = potentiomètre double 2 x 10 KA, ou 27 KB ou 27 KT ou rotacteur
 P_4 = potentiomètre ajustable 4,7 k Ω
 R_1 = 560 Ω à 1 % (vert, bleu, marron)
 (R_2 = résistance variable obtenue par $P_3 + R_3$)

R_3 = 560 Ω 5 % (vert, bleu, marron)
 R_4 = 15 k Ω 5 % (marron, vert, orange)
 R_5 = 15 k Ω 5 % (marron, vert, orange)
 R_6 = 2,7 k Ω 5 % (rouge, violet, rouge)
 R_7 = 2,7 k Ω 5 % (rouge, violet, rouge)
 R_8 = 18 k Ω 5 % (marron, gris, orange)
 R_9 = 470 Ω (jaune, violet, marron)
 R_{10} = 1,2 k Ω 5 % (marron, rouge, rouge)
 R_{11} = 4,7 k Ω 5 % (jaune, violet, rouge)
 R_{12} = 1 k Ω 5 % (marron, noir, rouge)
 1 circuit imprimé à réaliser
 18 cosses pour circuits imprimés
 1 commutateur triple 2 positions
 1 commutateur simple 2 positions.

un traceur de

caractéristiques de transistors



POURQUOI UN TEL APPAREIL ?

TOUS les utilisateurs de semiconducteurs savent qu'il existe des types différents selon les applications envisagées pour ces composants. Ces différences portent en particulier sur le gain, la tension de saturation et la tension de claquage, qui sont des paramètres statiques fondamentaux d'un transistor.

Ils savent également que pour un même type, des dispersions assez notables peuvent se produire dans ces paramètres, ce qui rend la conception d'un montage et ses réglages plus difficiles.

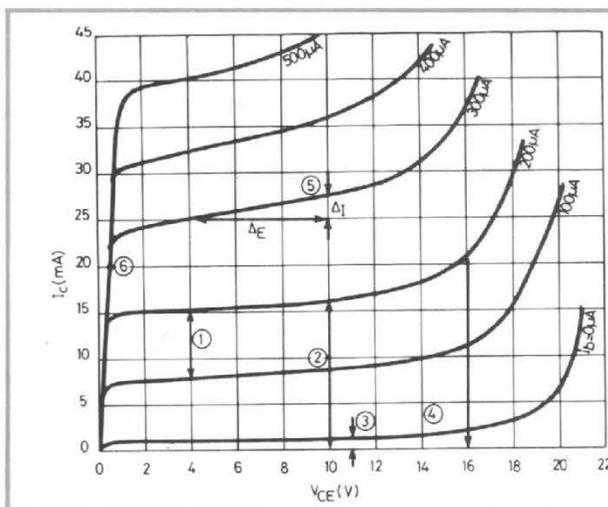
En outre, les semiconducteurs appartenant à plusieurs

familles : NPN, PNP, FET, etc., il importe de savoir exactement quel est le transistor que l'on doit utiliser, parmi plusieurs semblant convenir.

Alors que la mesure du gain en courant peut se faire à l'aide d'un appareil de mesure

simple, tel un galvanomètre, il apparaît que les autres paramètres ne peuvent être obtenus simplement à l'aide de cet appareil. Un traceur de courbe permet de visualiser, sur un oscilloscope, la caractéristique statique d'un transistor, telle

qu'elle est représentée à la figure 1, par exemple pour un transistor PNP au germanium, avec en ordonnée I_C , l'intensité collecteur et en abscisse V_{CE} , la tension émetteur-collecteur pour différentes intensités base I_B .



- (1) : Facteur β en AC : $\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$
- (2) : Facteur β en CC : $\frac{I_B}{I_C}$
- (3) : Courant de repos : I_{CE0} ($I_{CBO} = \frac{I_{CE0}}{\beta}$)
- (4) : Tension de claquage : $V_{CE \text{ max}}$
- (5) : Résistance dynamique de sortie : $\frac{\Delta E}{\Delta I}$
- (6) : Tension de saturation : $V_{CE \text{ sat}}$

Fig. 1

QUE PEUT-ON MESURER ?

Le gain β en courant alternatif est le rapport entre une variation de l'intensité collecteur et l'intensité base :

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

L'intensité base étant choisie sur l'appareil, par exemple $100 \mu A$ par échelon, on lit sur l'écran la différence (1) entre les intensités collecteur pour un échelon, ici 7 mA environ. Le gain β de ce transistor en courant alternatif est donc de :

$$7 : 0,1 = 70$$

à 4 V de tension émetteur-collecteur.

Le gain en courant continu est le rapport

$$\frac{I_C}{I_B}$$

Pour les mêmes valeurs que ci-dessus de I_B ($100 \mu A$ par échelon) ce gain $\beta' = 16 : 0,2$ soit 80 à 10 V.

Pourquoi cette différence entre β et β' ? Simplement parce que le transistor étudié a un courant de repos (3) non nul, ici 1 mA à 10 V et d'autre part la caractéristique du transistor n'est pas exactement linéaire.

Nous notons également que le faisceau de caractéristiques s'incurve vers le haut pour tendre à la verticale. Ceci est dû à la tension de claquage $V_{CE \text{ max}}$ du transistor, qui correspond à un accroissement très rapide de I_C au-delà d'une tension donnée. Ici, elle

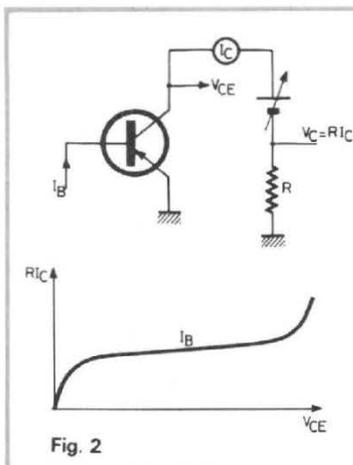


Fig. 2

est comprise entre 16 et 20 V selon l'intensité collecteur.

Ces paramètres ne sont pas les seuls que l'on peut calculer sur cette caractéristique.

La résistance dynamique de sortie du transistor (5) est obtenue par le rapport :

$$\frac{\Delta E}{\Delta I}$$

dans le cas considéré

$$5 : 2,5 \cdot 10^{-3} = 2000 \Omega \text{ environ}$$

La tension de saturation du transistor $V_{CE \text{ sat}}$ peut également se lire facilement (6). A 20 mA elle est d'environ 0,5 V.

Comme on le voit nous avons accès à la plupart des paramètres nécessaires pour l'étude d'un circuit à transistors. Il est aussi possible d'apparier avec beaucoup de précision des transistors pour des montages symétriques. On peut enfin choisir le type le mieux approprié à la tension de fonctionnement du montage à réaliser.

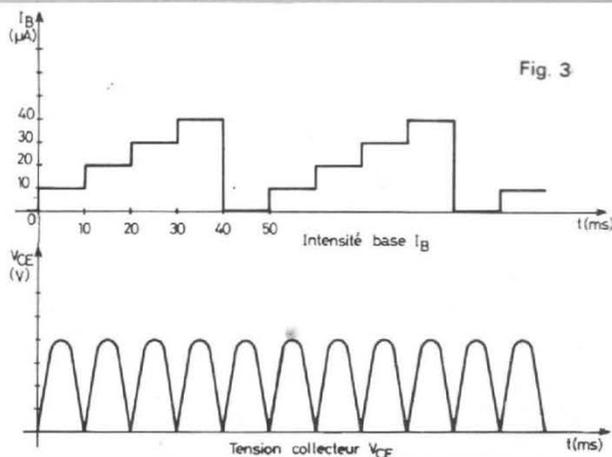


Fig. 3

FONCTIONS À RÉALISER

Le traceur doit pouvoir fournir aux entrées de l'oscilloscope une tension proportionnelle à la tension V_{CE} sur l'entrée X et une tension proportionnelle à I_C sur l'entrée Y.

Comme on examine $I_C = f(V_{CE})$, il faut faire varier V_{CE} entre 0 et la valeur maximale permise, ce qui provoquera une variation correspondante de I_C . Le montage élémentaire est représenté figure 2a. On voit que V_{CE} est accessible et que la tension $V_C = R I_C$ est proportionnelle à I_C . Pour chaque valeur de I_B , on trace ainsi une courbe de la forme mentionnée dans la figure 2b. Pour obtenir le réseau complet de courbes, il est nécessaire de changer périodiquement la valeur de I_B dans la limite permise par le transistor.

Les signaux à produire sont de la forme indiquée sur la figure 3.

A chaque période de la tension collecteur V_{CE} , l'intensité base est augmentée d'un échelon, ce qui permet de tracer successivement tout le réseau, qui est vu dans sa totalité grâce à la persistance rétinienne de l'œil et à la rémanence de l'écran du tube cathodique.

ETUDE DU MONTAGE

La tension collecteur est obtenue par redressement double alternance d'une tension de 24 V fournie par le secondaire d'un transformateur.

Un potentiomètre bobiné permet de la faire varier de 0 à la valeur maximum, soit 34 V puisque c'est la valeur crête qui est visualisée. Une résistance est mise en série

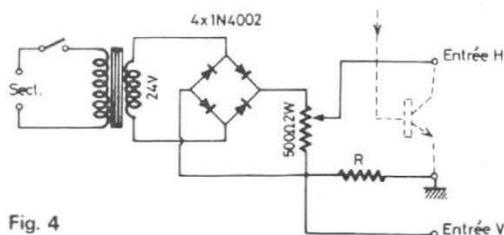


Fig. 4

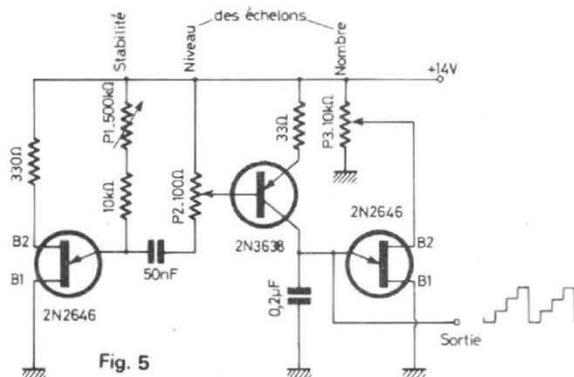
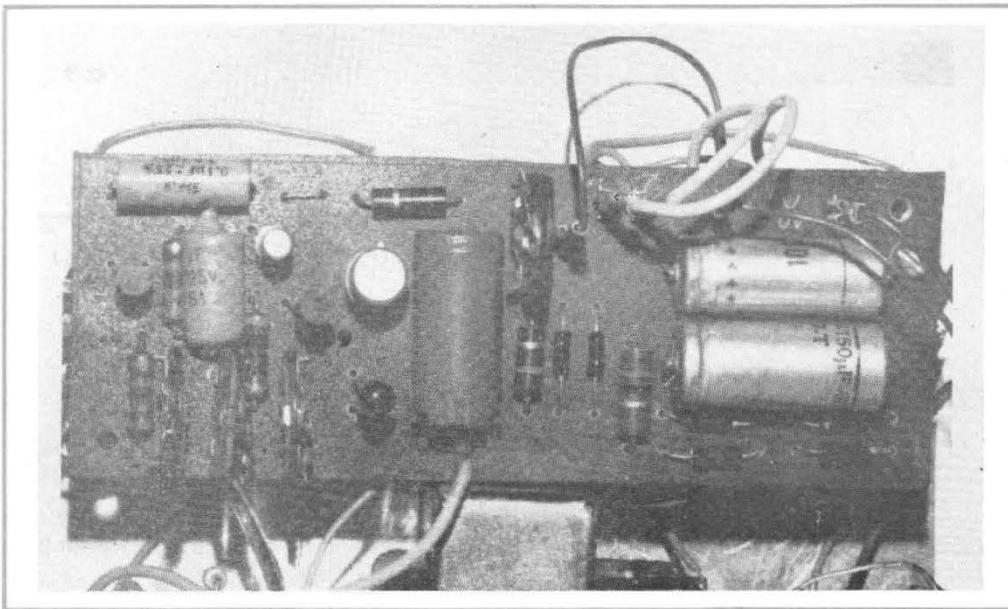


Fig. 5



blés sur le commutateur double S_2 permettent donc d'avoir une intensité de base constante, quelle que soit la résistance de base du transistor. Cette dernière étant toujours plus faible que les résistances de ce générateur d'intensités. Il est ainsi possible d'avoir des gammes de $2 \mu\text{A}$ par échelon à 1 mA par échelon, les 3 dernières 1 V , $0,5 \text{ V}$ et $0,2 \text{ V}$ /échelon étant destinées au test des transistors à effet de champ (FET). Le commutateur 2 permet de sélectionner le type de transistor sous test ; 1 : NPN, 2 : PNP, 3 et 4 FET à enrichissement et déplétion.

Le commutateur S_3 permet de choisir la puissance maximum admissible pour le test. Quant au potentiomètre de 500 ohms , il est destiné comme nous l'avons vu plus haut au réglage de la tension V_{CE} .

RÉALISATION DU CIRCUIT

La partie principale du circuit est réalisée sur un circuit imprimé dont le dessin, côté

dans le retour à la masse de cette alimentation pour fournir R_{IC} . Le schéma de principe en est donné par la figure 4. Un dispositif annexe, décrit plus loin permet d'en changer la polarité (NPN - PNP) et de modifier la puissance dissipée par le transistor.

Le générateur d'échelons est représenté par la figure 5. Il utilise deux transistors unijonction de type 2N 2646 ou équivalent et un transistor TO

18 PNP 2N 3638 qui peut lui aussi être remplacé par un modèle équivalent. A la sortie, on dispose d'une tension en échelons qui attaquera la base du transistor à tester.

Les potentiomètres P_1 , P_2 et P_3 sont des potentiomètres ajustables qui permettent d'ajuster respectivement la stabilité, le niveau et le nombre des échelons, qui correspondra au nombre de traces observées sur l'écran. Il va de soi que cette tension d'éche-

lons doit être synchronisée avec celle commandant le collecteur du transistor à tester. Cette synchronisation se fait à l'aide de P_1 , grâce à la tension de ronflement résiduelle de l'alimentation $+14 \text{ V}$.

Le schéma général est donné par la figure 6. Comme on peut le constater les transistors BC 108 et 2N 1711 sont montés en Darlington à collecteur commun et forment une source à faible impédance. Les résistances câ-

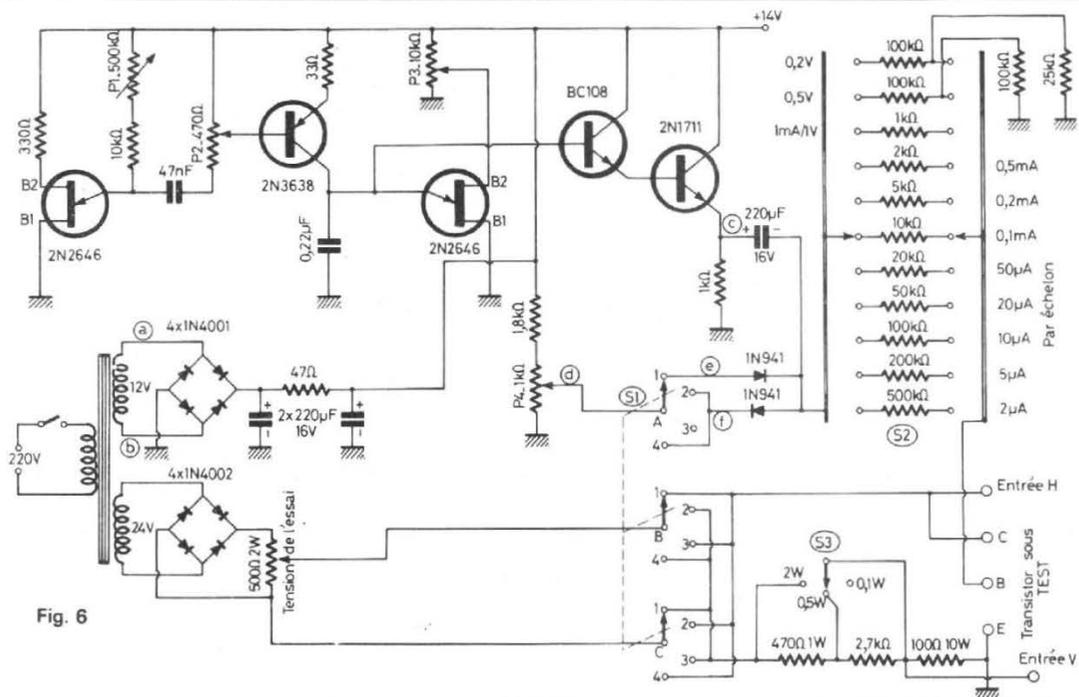


Fig. 6

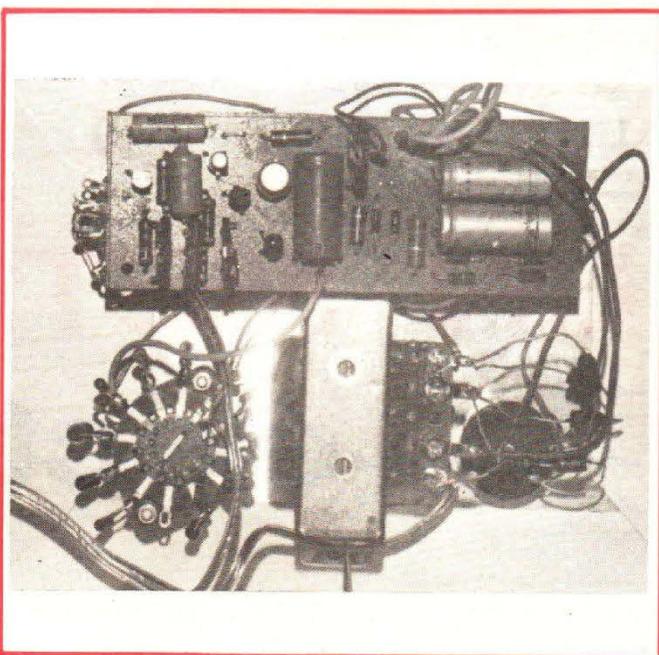
cuivre est en figure 7 et côté composants en figure 8. Le circuit, qui mesure 125 mm x 45 mm, peut être dessiné à l'encre spéciale ou réalisé par photogravure à partir de la figure 7 qui est à l'échelle 1. Pour cela, il suffit d'en tirer une épreuve positive sur un film à haut contraste pour arts graphiques qui servira ensuite pour l'exposition d'un circuit imprimé photosensible. Ce circuit, une fois réalisé sera relié aux autres éléments du montage.

Le transformateur utilisé dispose de deux secondaires. Le premier doit délivrer environ 12 V sous 100 mA maximum et le second 24 V sous 500 mA. Un modèle équipé d'un circuit 50 x 60 mm sera donc suffisant. Comme les transformateurs comportant plusieurs enroulements sont difficiles à trouver, il peut être intéressant de se procurer un transformateur 24 V - 500 mA qui est d'un type courant et de lui rajouter un secondaire 12 V.

Pour cela, il faut le démonter soigneusement en repérant au préalable tous les fils de sortie et débobiner le secondaire 24 V pour savoir le nombre de spires. On peut alors réaliser le secondaire 12 V qui en comporte moitié moins, avec du fil de diamètre 15/100 mm, puis rebobiner le secondaire 24 V. Avec un peu de patience, on économise ainsi le prix d'un transformateur spécial. Il ne reste plus qu'à rebobiner le transformateur.

Les photographies qui illustrent cet article permettent de se faire une idée de la disposition adoptée.

Il est utile, outre un support pour le transistor à tester, de prévoir des prises pour pouvoir connecter à l'aide de fils plus longs des transistors ne pouvant être insérés dans un support. Il faut alors prendre garde aux courts-circuits, qui seraient extrêmement dommageables aux semi-conducteurs en essais.



EMPLOI DE L'APPAREIL

L'appareil peut tester tous les transistors NPN et PNP, ainsi que les modèles à effet

de champ, jusqu'à une puissance de 2 W. Il permet également de tracer les caractéristiques des diodes, silicium, germanium, zener ou tunnel.

Dans le cas des zener, on peut ainsi déterminer avec facilité la tension de zener d'une diode inconnue.

L'oscilloscope doit être étalonné pour que l'on puisse calculer les différents paramètres du transistor. Pour cela, on utilise une tension connue que l'on applique sur les entrées de l'oscilloscope.

En X, on a ainsi directement la valeur de V_{CE} . En Y l'intensité est obtenue en milliampères en multipliant la tension lue par 10. Par exemple le point correspondant à 10 V en X et 5 V en Y sera le point 10 V - 50 mA de la caractéristique.

Pour la mesure, il n'y a pas intérêt à prolonger le fonctionnement à une puissance trop grande car le transistor chauffe et les caractéristiques changent. Il est en outre conseillé de débiter le test avec les valeurs les plus faibles d'intensité base I_B et à la tension V_{CE} nulle.

B.B.

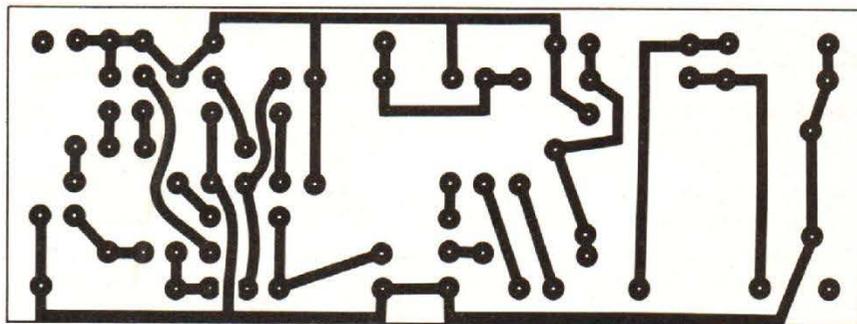


Fig. 7

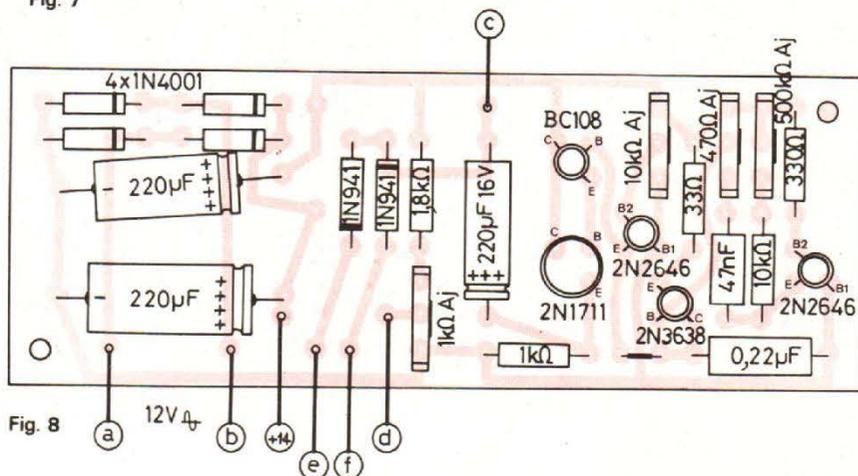


Fig. 8

réalisez:

UN METRONOME électronique

C E métronome électronique est destiné, comme tout métronome qui se respecte, à indiquer et à cadencer les différentes vitesses du mouvement musical. Il est alimenté par deux piles de 4,5 volts de modèle courant et ne comporte aucun mouvement mécanique. C'est un petit haut-parleur qui diffuse le top sonore, mais il existe également un top lumineux produit par une diode électroluminescente ou LED. La cadence peut alors être donnée silencieusement par ce moyen. Le top sonore, réglable en volume, peut se présenter de deux façons différentes : soit un claquement sec dans le haut-parleur, un peu analogue au « toc » d'un métronome classique, soit un top sonore modulé à 435 Hz, semblable au « bip » des satellites artificiels, mais qui en fait donne le la. Enfin, cet appareil permet de diffuser le la (435 Hz) en permanence. Ce métronome électronique est donc une version améliorée du métronome classique puisqu'il remplace également un diapason. La cadence des battements est réglable par un potentiomètre ; elle peut varier de 40 coups/minute à 208 coups/minute, mais toute autre gamme reste possible. Un second po-

tentiomètre permet d'ajuster le volume sonore du son produit au niveau désiré. Une résistance ajustable est prévue pour étalonner le 435 Hz produit par l'appareil par comparaison avec un diapason.

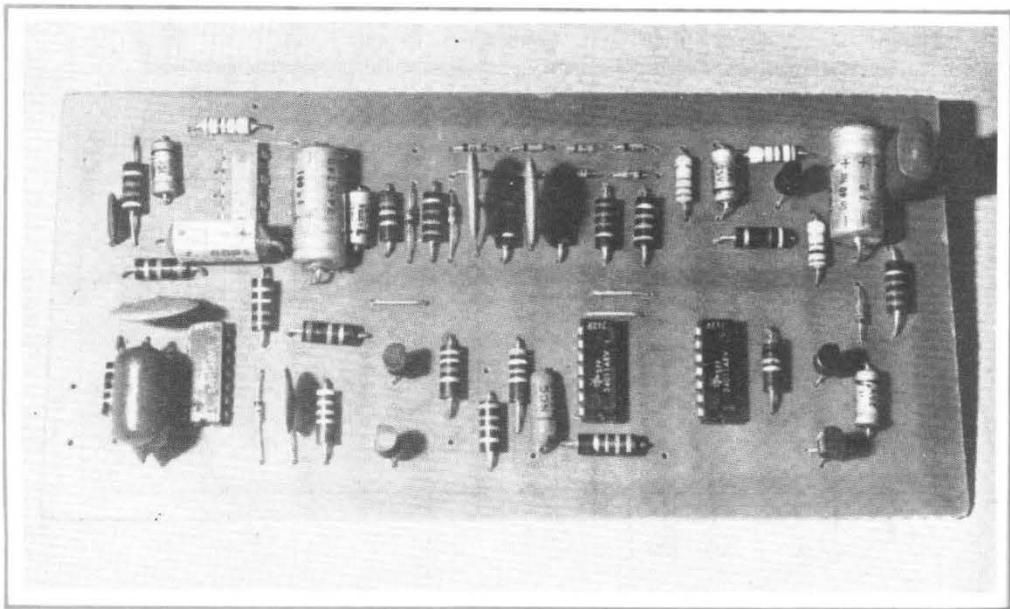
COMPOSITION DE L'ENSEMBLE

Le schéma synoptique du métronome est représenté sur la figure 1. Le cadenceur est un oscillateur TBF dont la fréquence de récurrence est

réglable, au moyen du potentiomètre P_1 , de 0,666 Hz à 3,46 Hz, ce qui correspond aux limites habituelles de ces instruments, soit 40 coups/minute à 208 coups/minute. La sortie de l'oscillateur cadenceur est suivie d'un étage monostable qui délivre un créneau de largeur déterminée (environ 25 ms) à chaque période de l'oscillateur précédent. Cette impulsion est à deux usages : d'une part elle est appliquée à une diode électroluminescente LED qui lance un bref éclat lumineux pendant sa durée, d'autre part

elle est envoyée sur un groupe de circuits logiques pour qu'à la sortie de ceux-ci on trouve cette même impulsion modulée par une fréquence de 435 Hz. Cette dernière est fournie par l'oscillateur 435 Hz (la) ; un ajustage de cette fréquence est prévu au moyen de la résistance variable P_3 (non-accessible directement de l'extérieur du coffret). L'étalonnage du la se fera par comparaison avec un diapason.

A la sortie des circuits logiques et d'interface on recueille des trains de signaux



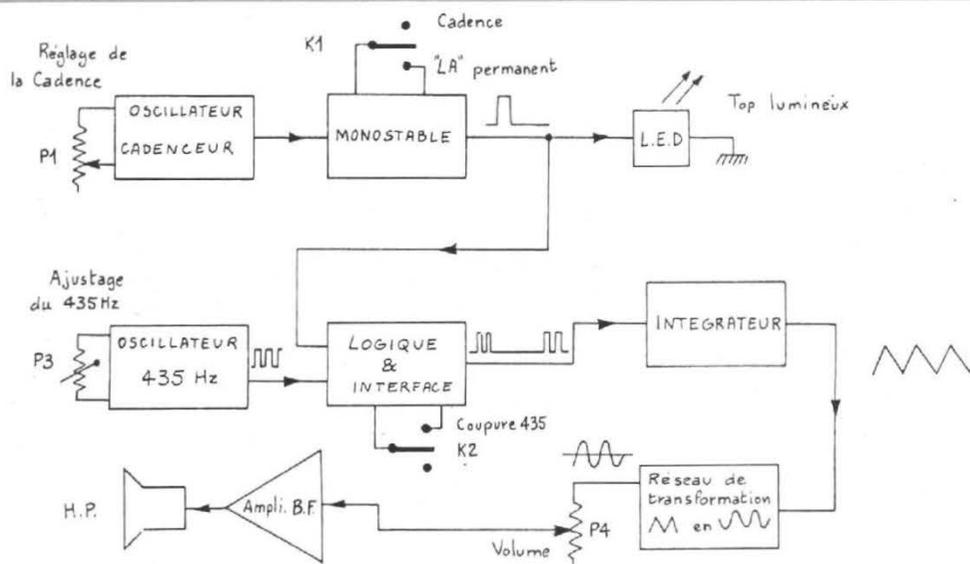


Fig. 1. - Schéma synoptique du métronome. Pour conserver la pureté du la, le haut-parleur est attaqué par un signal sinusoïdal.

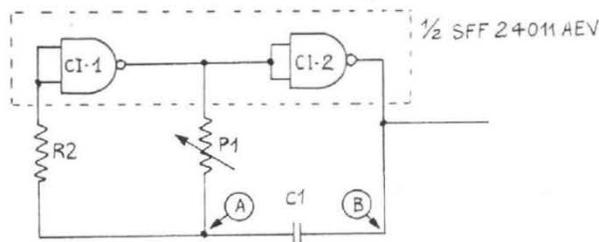


Fig. 2. - Schéma d'un oscillateur basse-fréquence, délivrant des signaux rectangulaires, réalisé avec deux portes NAND de technologie C-MOS.

de CI_2 sont simultanément hautes, la sortie de cet inverseur (point B de la figure 2) est basse, c'est-à-dire à un potentiel voisin de celui de la masse. De ce fait, le condensateur C_1 va se charger à travers le potentiomètre P_1 . C'est l'ensemble P_1, C_1 qui détermine la fréquence des oscillations. Aussi longtemps que le condensateur C_1 n'est pas chargé, le potentiel du point A de la figure 2 (jonction de P_1, R_2 et de C_1) est bas. La différence de potentiel existant au point A est appliquée sur les entrées du circuit inverseur CI_1 par l'intermédiaire de la résistance R_2 . Puisqu'au tout début de la charge de la capacité C_1 la tension au point A est nulle (ou peu s'en faut), la sortie de CI_1 est haute. Dans ces conditions, la capacité C_1 se charge, avec un + en A et un - en B. Le potentiel du point A s'élève alors lentement jusqu'au moment où il va atteindre le seuil de tension considéré comme haut par la logique C-MOS. A cet instant, les entrées de CI_1 étant hautes, la sortie de ce même circuit passe brusquement au niveau bas et la sortie de CI_2 au niveau haut. Le condensateur C_1 se trouve alors alimenté avec des polarités qui sont l'inverse de celles précédentes, c'est-à-dire avec un + en B et un - en A. Il doit donc se décharger puis reprendre une nouvelle charge de sens opposé. Lorsque celle-ci atteint la tension de seuil, l'ensemble bascule à nouveau, et ainsi de suite.

La figure 3 est un oscillogramme qui montre, en haut le signal au point A et en bas la forme d'onde que l'on peut observer au point B.

OSCILLATEUR

Le schéma d'une partie oscillatrice du montage est indiqué sur la figure 2. Les circuits intégrés CI_1 et CI_2 , de technologie C-MOS (SFF 24011 AEV) forment un oscillateur à basse fréquence. Il délivre sur la sortie de CI_2 des signaux carrés dont la période est fonction de P_1 et de C_1 . Les deux circuits sont des portes NAND dont les entrées sont réunies et qui se comportent en fait comme des inverseurs de signaux logiques.

Le fonctionnement de cet oscillateur peut être décomposé comme suit : supposons qu'à un moment donné la sortie de CI_1 soit haute, c'est-à-dire que sa tension soit voisine de la tension d'alimentation. Puisque les deux entrées

MONOSTABLE

L'oscillateur, composé des circuits CI_1 et CI_2 , commande l'entrée d'un montage monostable. Le but de celui-ci est de fournir des impulsions de largeur constante à chaque pé-

carrés à 435 Hz, coupés par des périodes de silence plus ou moins longues selon la cadence affichée par le potentiomètre P_1 . On pourrait songer à utiliser directement tel quel le signal dont on vient de parler et l'appliquer à l'entrée d'un amplificateur BF. Cette solution n'a pas été retenue car les signaux en question sont à fronts raides, riches en harmoniques, ce qui fait que le la produit dans ces conditions n'est pas pur. Il faut donc transformer les signaux carrés en sinusoides. Ceci n'est possible que si l'on passe par l'étape intermédiaire de signaux triangulaires.

Les trains de signaux carrés sont envoyés sur l'entrée d'un intégrateur de Miller qui restitue sur sa sortie des trains de signaux triangulaires. Ces triangles passent par un réseau conformateur à la sortie

duquel on dispose de sinusoides. On prélève une partie plus ou moins importante de celles-ci, grâce au potentiomètre de volume P_4 , que l'on dirige sur l'entrée d'un amplificateur BF. Ce dernier se présente sous forme d'un circuit intégré ; sa sortie attaque le haut-parleur.

L'interrupteur K_2 , quand il est fermé, bloque la transmission de la fréquence 435 Hz. Le haut-parleur ne produit plus alors qu'une sorte de « toc » qui ressemble un peu au bruit habituel que font les métronomes mécaniques. L'ensemble peut être contenu dans un coffret peu encombrant. Sur le panneau avant se trouvent le potentiomètre P_1 avec son cadran gradué, le potentiomètre de volume P_4 , la diode électroluminescente LED ainsi que les deux interrupteurs K_1 et K_2 .

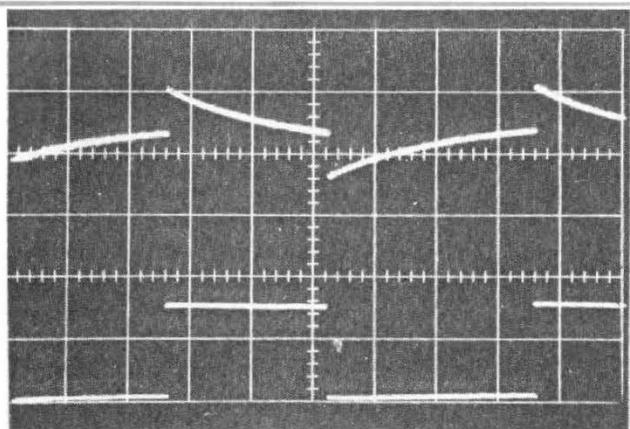


Fig. 3. - Oscillogramme relevé sur le circuit de la figure 2.
En haut : tension au point «A». Echelle verticale : 10 V/div.
En bas : tension au point «B». Echelle verticale : 5 V/div.
Echelle horizontale : dépend de la valeur de P1 et de C1.

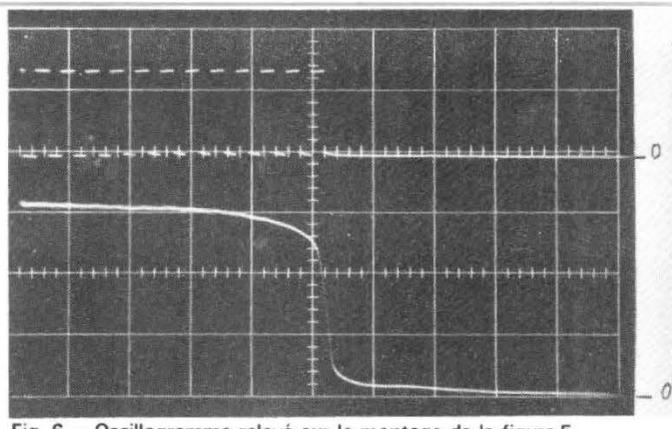


Fig. 6. - Oscillogramme relevé sur le montage de la figure 5.
En haut : créneau de tension appliqué à l'entrée de CI8. Echelle verticale : 2,5 V/div.
En bas : créneau modulé par du 435 Hz observé sur la sortie de CI9. Echelle verticale : 5 V/div. Echelle horizontale : 5 ms/div.

riode de l'oscillateur. La largeur de ces impulsions conditionne la durée des tops modulés du métronome. Elle doit être assez brève : dans le montage préconisé, la largeur de l'impulsion obtenue est de l'ordre de 25 ms.

Le schéma du monostable utilisé est représenté sur la figure 4. Il comprend deux circuits logiques NAND, CI₃ et CI₄. Il s'agit des deux portes laissées libres jusqu'à présent,

puisque le SFF 24011 comporte quatre circuits logiques NAND dans le même boîtier, dont deux sont déjà utilisés par l'oscillateur.

Le monostable doit être déclenché par un flanc positif. Au repos, les entrées de CI₃ sont basses et sa sortie est à l'état haut. De ce fait, la sortie de CI₄ est haute, puisque ces circuits sont également montés en inverseurs. Lorsqu'une transition positive à front

raide est appliquée à l'entrée du monostable, la capacité C₂ se charge et pendant la durée de celle-ci les entrées de CI₃ sont portées à l'état haut, ce qui, en retour, porte la sortie de ce même circuit à l'état bas. Dès que la sortie de CI₃ est basse, la capacité C₃ se charge à travers la diode D₁. La sortie du circuit CI₃ reste basse tant que la capacité C₂ se charge. A partir du moment où la tension aux bornes

de cet élément est suffisamment importante, la sortie de CI₃ redevient haute. La diode D₁ empêche alors la capacité C₃ de se décharger à travers la sortie du circuit CI₃. Le seul chemin de décharge qui s'offre à C₃ est fourni par la résistance R₃. Quand la tension aux bornes de C₃ atteint la valeur correspondant au niveau haut, le circuit intégré CI₄ bascule et sa sortie revient à l'état bas. L'avantage d'utiliser deux circuits NAND compris dans le même boîtier réside dans le fait qu'étant situés sur une même pastille de silicium, ils présentent exactement les mêmes caractéristiques de transfert. La largeur de l'impulsion de sortie est conditionnée par les constantes de temps R₁, C₂ et R₃, C₃. Avec les valeurs suivantes : R₁ = 220 kΩ, R₃ = 470 kΩ, C₂ = 0,1 μF et C₃ = 47 nF, on obtient une largeur d'impulsion de l'ordre de 25 ms.

L'oscillogramme de la figure 6 montre (en bas) l'allure de l'impulsion que l'on recueille en sortie du montage de la figure 4 lorsque l'on applique une transition positive brusque à son entrée.

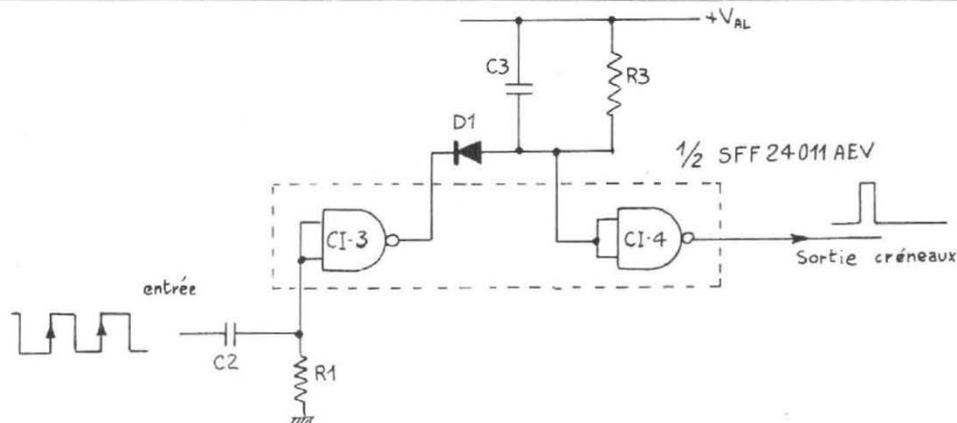


Fig. 4. - Circuit monostable, déclenché par une transition positive, réalisé avec deux portes NAND de technologie C-MOS.

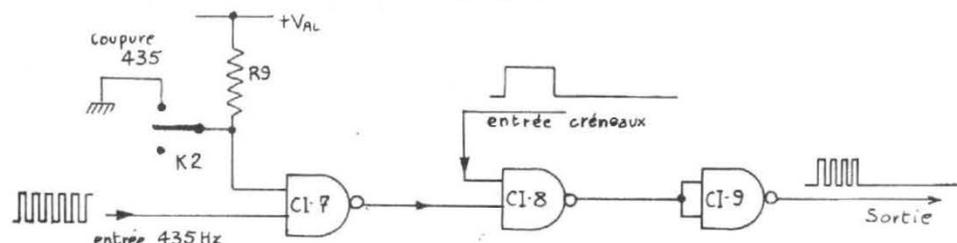


Fig. 5. - Etage de logique assurant la commutation des différents signaux.

ETAGE DE LOGIQUE

Il doit assurer les fonctions suivantes : délivrer en sortie un signal carré à 435 Hz pen-

dant la durée du créneau de tension produit par le monostable, ou bien ne donner que ce même créneau sans modulation. L'étage de logique est composé de trois portes NAND à deux entrées SFF 24011. Ce sont des circuits réalisés en technologie CMOS qui réalisent la fonction Booléenne $S = A \cap B$. Rappelons que les circuits logiques travaillent en tout ou rien et ne connaissent que deux états. L'état logique bas, ou 0 logique, est défini comme une tension voisine de V_{SS} , c'est-à-dire de la masse dans notre application. L'état logique haut, ou 1 logique, est défini comme un niveau de tension peu différent de la valeur de la tension d'alimentation positive. Dans les circuits logiques de même technologie, les entrées peuvent être reliées directement aux sorties sans aucun élément intermédiaire de couplage. Si l'on représente l'état que prend la sortie S d'un circuit NAND (aussi appelé ET-NON) en fonction de l'état de ses deux entrées, on obtient le tableau suivant :

A	B	S
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Cette table de vérité indique que la sortie est toujours haute sauf quand les deux entrées sont hautes simultanément : dans cette unique circonstance la sortie devient basse (0 logique). La table de vérité met également en évidence le fait que lorsque les deux entrées A et B sont réunies, le circuit NAND se comporte comme un inverseur (A et B = 0, S = 1 ; A et B = 1, S = 0).

Le signal 435 Hz est appliqué sur une entrée de CI_7 ; la seconde entrée est portée au niveau logique 1 par la résistance R_9 qui est réunie au pôle positif de l'alimentation (K_2 ouvert). Avec un 1 sur l'une de ses entrées, le circuit

NAND CI_7 agit comme un inverseur, et l'on recueille sur sa sortie le même signal qui est envoyé sur son entrée, mais en opposition de phase. Si l'on ferme l'interrupteur K_2 , on porte une entrée de CI_7 au niveau logique 0. La table de vérité nous montre qu'alors sa sortie vient au 1 logique et y demeure, quel que soit ce qui est appliqué sur l'autre entrée. Le 435 Hz n'est plus transmis ; la sortie reste haute.

Le signal 435 Hz, quand il est présent à la sortie de CI_7 , est dirigé sur l'une des entrées d'un second circuit NAND (CI_8). L'autre entrée reçoit le créneau de tension issu du circuit monostable (sortie de CI_4). Tant que ce créneau est présent (état logique 1), le circuit CI_8 se conduit comme un inverseur et l'on retrouve sur sa sortie le signal 435 Hz. Aussitôt que le créneau cesse, l'entrée qui le recevait descend au niveau logique 0 et la sortie de CI_8 se bloque à l'état haut. On a donc, en sortie de CI_8 , un signal à 435 Hz qui dure autant que dure le créneau, puis qui reste à l'état haut après la disparition de ce dernier. La sortie de CI_8 attaque le circuit CI_9 qui, lui aussi, est un NAND, et qui est monté en simple inverseur (entrées réunies). La sortie de CI_9 est donc le complément, c'est-à-dire l'inverse, de celle de CI_8 . On y trouve le signal 435 Hz (en opposition de phase avec celui de la sortie de CI_8), puis la sortie de CI_9 demeure à l'état bas quand le créneau de tension provenant de CI_4 est supprimé. Cette forme du signal à la sortie de CI_9 est schématisée sur le dessin de la figure 5. L'oscillogramme de la figure 6 montre (en bas) la forme du créneau de tension appliqué à une entrée de CI_8 et en haut, ce même créneau modulé par du 435 Hz, tel qu'on peut l'observer à la sortie de CI_9 .

Lorsque l'on supprime le 435 Hz en fermant l'interrupteur K_2 , on trouve alors, en sortie de CI_9 , une forme de créneau identique à celui qui

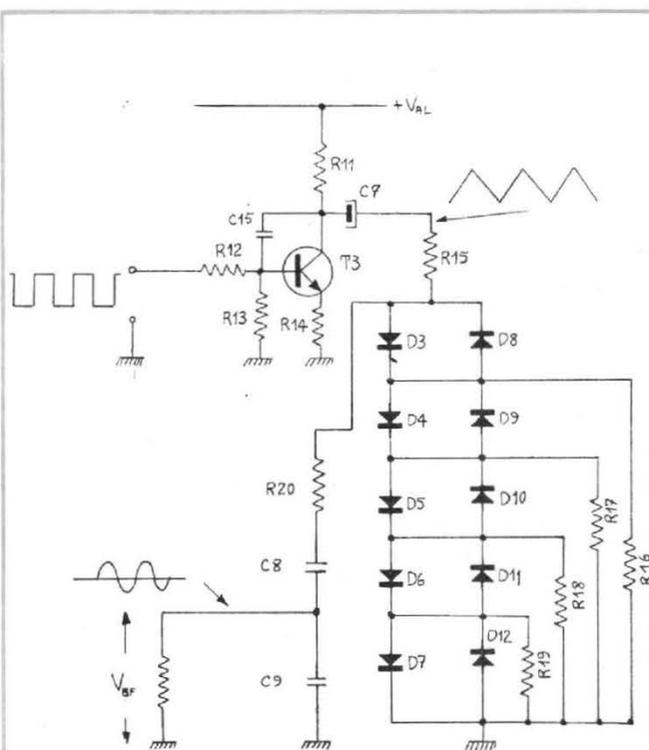


Fig. 7. - Schéma de l'intégrateur de Miller et du réseau de transformation des signaux triangulaires en sinusoïdes.

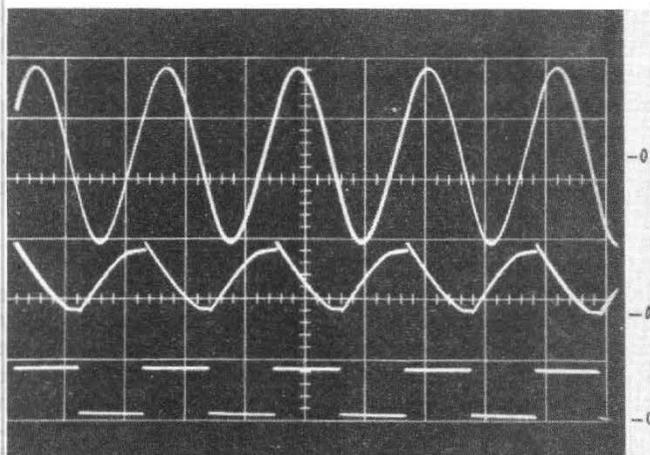


Fig. 8. - Oscillogramme relevé sur le montage de la figure 7. En bas : signal rectangulaire à 435 Hz appliqué à l'entrée de l'intégrateur. Echelle verticale : 10 V/div. Au milieu : signal pseudo-triangulaire présent sur le collecteur du transistor T3. Echelle verticale : 5 V/div. En haut : signal sinusoïdal observé aux bornes de la capacité C_9 . Echelle verticale : 0,5 V/div. Echelle horizontale : 1 ms/div.

entre en CI₈, c'est-à-dire sans modulation. De même, l'interrupteur K₁ permet de bloquer l'étage monostable de la figure 4 en portant les deux entrées de CI₃ en permanence au niveau haut par une résistance (R₆) reliée au pôle positif de la tension d'alimentation. Quand les entrées de CI₃ sont hautes, sa sortie est basse, donc également les entrées de CI₄. De ce fait, la sortie de ce circuit NAND est haute; le créneau de tension se trouve bloqué au niveau haut; à la sortie de CI₉, on recueille du 435 Hz en permanence. C'est ce fonctionnement qui est utilisé pour donner le la.

INTÉGRATEUR

Celui-ci doit transformer les signaux rectangulaires à 435 Hz en signaux triangulaires à la même fréquence. Pour ce faire, on a utilisé un intégrateur de Miller. Il s'agit d'un amplificateur dont le signal de sortie est en opposition de phase avec celui appliqué à son entrée, et qui comporte un condensateur branché entre entrée et sortie.

Le montage de la figure 7 comporte un intégrateur de Miller dans lequel l'amplificateur est constitué par le transistor T₃. Le condensateur C₁₅ assure la contre-réaction car il est connecté entre la base et le collecteur de ce dispositif. On peut démontrer que, si le gain de l'élément amplificateur est très grand, même si la tension sur le collecteur varie de façon relativement importante, la tension sur la base reste faible. Le courant qui traverse la résistance R₁₂ est alors pratiquement constant et circule dans la capacité C₁₅. La différence de potentiel aux bornes de cette capacité, pratiquement égale à la tension de sortie, est donc l'intégrale par rapport au temps de la tension d'entrée. Cela revient à dire

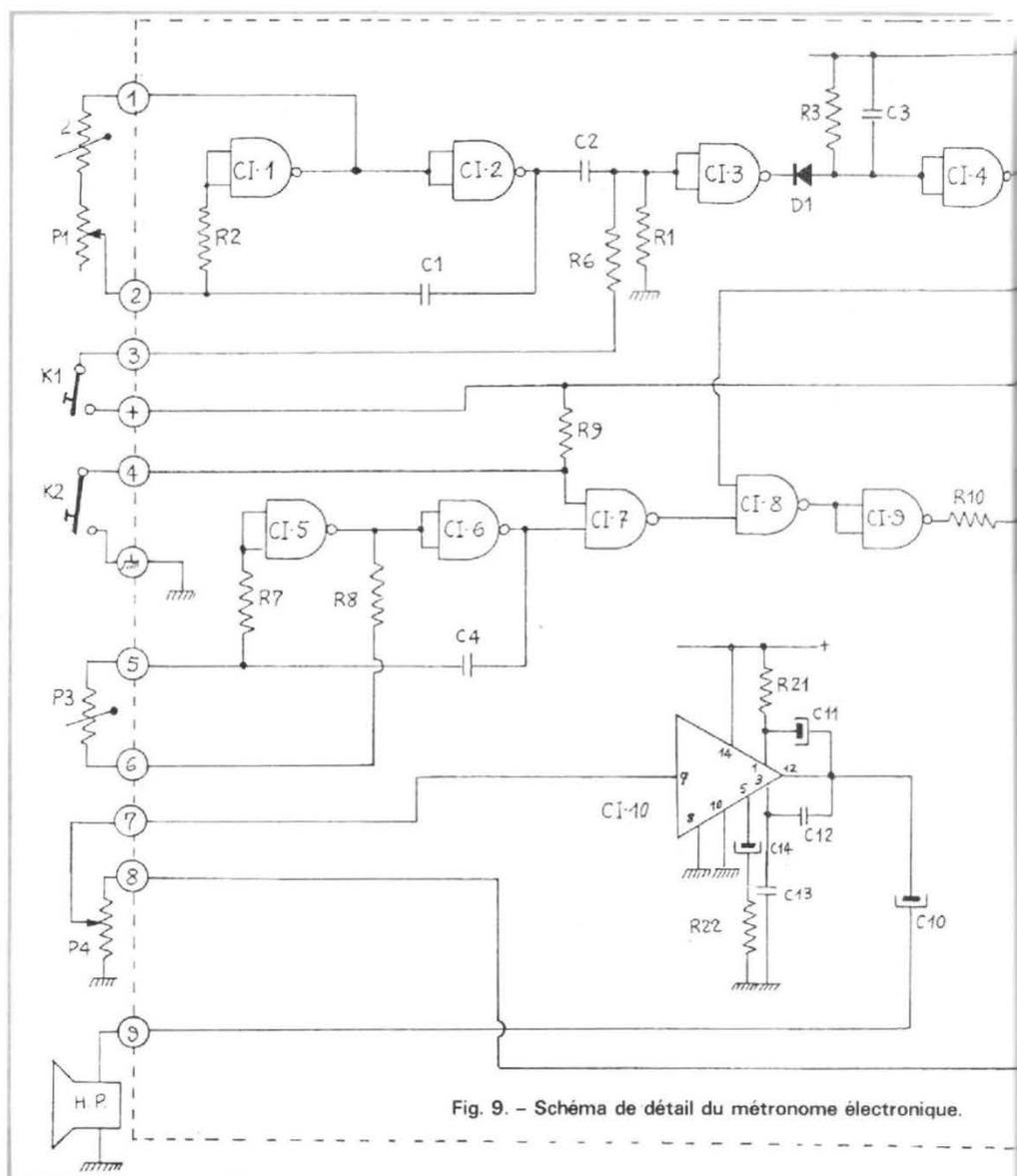


Fig. 9. - Schéma de détail du métronome électronique.

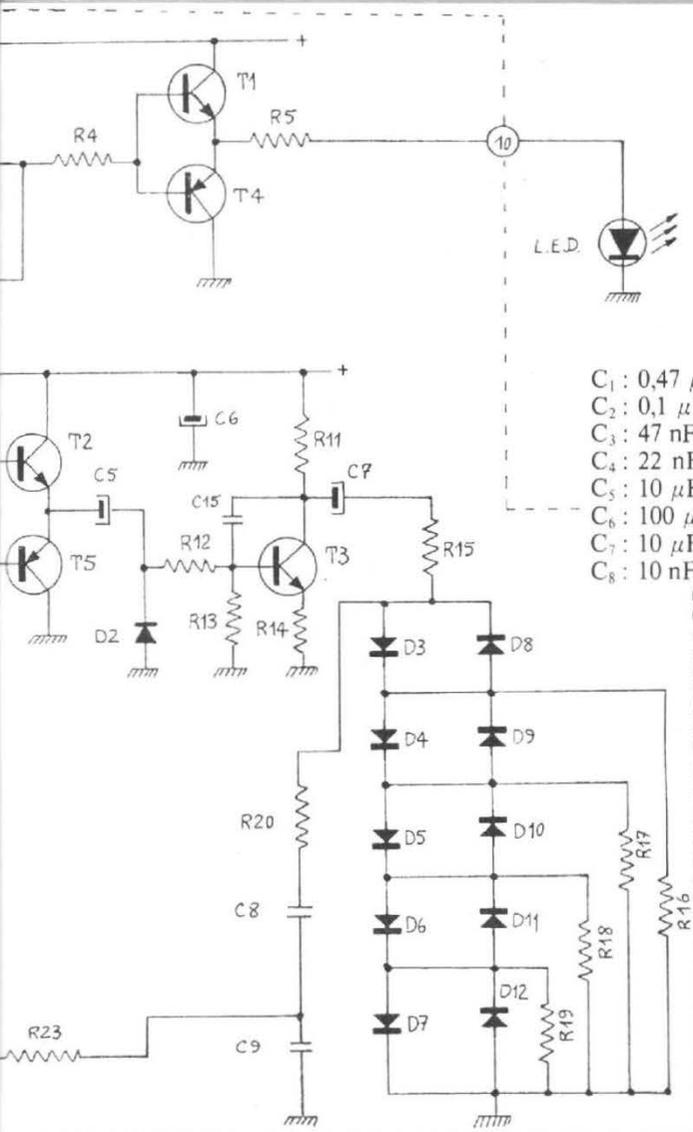
que si l'on excite l'entrée par une tension continue, on aura en sortie une fonction qui varie linéairement avec le temps.

Supposons que, au départ, la tension de commande appliquée à l'entrée du montage soit nulle; le transistor T₃ est bloqué. La capacité C₁₅ est chargée à une tension voisine de la tension d'alimentation +V_{AL}. Appliquons maintenant une tension positive à l'entrée du montage de la figure 7. Celle-ci va avoir tendance à faire monter le potentiel de la base du transistor T₃, donnant naissance, par la même occasion, à un courant de base dans ce même dispo-

sitif. Ce courant de base provoque la conduction du transistor T₃, ce qui, en retour, tend à diminuer la différence de potentiel présente sur son collecteur, du fait de la chute de tension occasionnée par la résistance R₁₁. Cette variation négative de tension est retransmise sur la base par le condensateur C₁₅; elle s'oppose à la variation positive de tension créée sur cette électrode par l'application du signal d'entrée. Pour cette raison, le courant collecteur de T₃ prend une valeur inférieure à celle qu'il aurait en l'absence de la capacité C₁₅. Si la constante de temps de décharge de C₁₅ est grande devant la durée

d'application du signal d'entrée, la décharge de cet élément s'effectuera par un courant pratiquement constant: le potentiel du collecteur va descendre suivant une loi à peu de chose près linéaire.

Tout intégrateur est, bien entendu, imparfait; on ne recueille pas à la sortie une tension variant d'une façon rigoureusement linéaire en fonction du temps. De plus, il faut éviter d'envoyer l'amplificateur en butée trop longtemps sous peine de tronquer les sommets des triangles. Toutefois, dans notre application, ce phénomène n'est pas gênant tant qu'il n'est pas trop accentué.



Résistances 10 % 1/2 watt :

- R₁ : 220 kΩ
- R₂ : 820 kΩ
- R₃ : 470 kΩ
- R₄ : 10 kΩ
- R₅ : 680 Ω
- R₆ : 10 kΩ
- R₇ : 39 kΩ
- R₈ : 33 kΩ
- R₉ : 39 kΩ
- R₁₀ : 10 kΩ
- R₁₁ : 1000 Ω
- R₁₂ : 2200 Ω
- R₁₃ : 1000 Ω
- R₁₄ : 82 Ω
- R₁₅ : 220 Ω
- R₁₆ : 2200 Ω
- R₁₇ : 1000 Ω
- R₁₈ : 470 Ω
- R₁₉ : 330 Ω
- R₂₀ : 47 kΩ
- R₂₁ : 100 Ω
- R₂₂ : 820 Ω
- R₂₃ : 18 kΩ

- C₁ : 0,47 μF 63 V.
- C₂ : 0,1 μF 63 V.
- C₃ : 47 nF 63 V.
- C₄ : 22 nF 63 V.
- C₅ : 10 μF 12 V.
- C₆ : 100 μF 12 V.
- C₇ : 10 μF 12 V.
- C₈ : 10 nF 63 V.
- C₉ : 10 nF 63 V.
- C₁₀ : 100 μF 12 V.
- C₁₁ : 10 μF 12 V.
- C₁₂ : 470 pF 63 V.
- C₁₃ : 4700 pF 63 V.
- C₁₄ : 10 μF 12 V.
- C₁₅ : 0,22 μF 63 V.

- P₁ : 1 MΩ linéaire
- P₂ : résistance ajustable 500 kΩ
- P₃ : résistance ajustable 25 kΩ
- P₄ : 25 kΩ linéaire
- D₁ à D₁₂ : 1 N 4148 Sescossem
- Cl₁ à Cl₉ : SFF 24011 AEV (3 boîtiers) Sescossem
- Cl₁₀ : TBA 790 LA, LB ou LC Sescossem
- T₁, T₂ et T₃ : BCW 94 B Sescossem
- T₄ et T₅ : BCW 96 B Sescossem
- LED : VR 209 P, VR 256 P, VJ 209 P, VJ 256 P, CQY 24 ou équivalent
- H.P. : haut-parleur, impédance 8 Ω
- K₁, K₂ : interrupteur simple à glissière ou à bascule.

RÉSEAU DE TRANSFORMATION

Il s'agit, à partir de signaux triangulaires, de produire une forme d'onde sinusoïdale. Le procédé adopté ici consiste à fabriquer une sinusoïde de synthèse. Le montage de la figure 7 permet d'obtenir une forme de tension se rapprochant assez de celle de la sinusoïde. C'est, en fait, un diviseur de tension constitué par la résistance R₁₅ d'une part, et d'autre part par le réseau de diodes D₃ à D₁₂ et les résistances qui lui sont associées. Ce dernier ensemble constitue la partie inférieure du diviseur ;

il présente la particularité d'offrir une résistance qui est variable selon la tension qui est présente à ses bornes. Ce sont les diodes qui, par leur tension directe (0,7 volt environ pour le silicium), rendent cet atténuateur variable par palier de tension. Ces diodes ne réalisent pas des écrêtages brusques, car leur conduction varie progressivement autour de la tension de seuil, ce qui contribue à arrondir les angles de la forme de sortie et à faire en sorte qu'elle se rapproche de celle de la sinusoïde. Sur la figure 7, la sortie de la tension sinusoïdale se fait au point milieu du diviseur de tension, c'est-à-dire au point

commun de R₁₅, de R₂₀ de D₃ et de D₈. Tant que la tension à cet endroit est inférieure à la tension de seuil des diodes (environ 0,7 volt), la partie inférieure du réseau ne conduit pas, et le signal présent sur l'extrémité supérieure de R₁₅ est transmis sans atténuation vers la sortie. Lorsque la tension entre l'anode de la diode D₃ et la masse est supérieure à + 0,7 volt environ, ce dispositif commence à conduire. A cet instant, le réseau diviseur est constitué par la résistance R₁₅ et par la diode D₃ et la résistance R₁₆ ; il introduit une légère atténuation du signal. La pente du signal triangu-

laire en est quelque peu modifiée ; sa croissance a tendance à être moins rapide. Quand la tension sur la sortie du réseau atteint environ + 1,4 volt, la diode D₄ commence à conduire à son tour tandis que le courant circulant dans la résistance R₁₆ est en augmentation. La partie inférieure du réseau diviseur comporte alors la diode D₃ et la résistance R₁₆ ; sur cette résistance vient se mettre en parallèle la diode D₄ et la résistance R₁₇. L'affaiblissement produit par le réseau diviseur est plus accentué que précédemment ; la diminution de la croissance de la tension de sortie est plus marquée. Au fur et à mesure que la tension augmente à la sortie du réseau de transformation, d'autres diodes se mettent à conduire avec pour effet, à chaque fois, de diminuer un peu plus la vitesse de montée du signal de sortie.

Lorsque le signal sur la sortie atteint environ + 3,5 volts, les diodes D₃ à D₇ conduisent ; il n'y a plus de résistance pour limiter le courant (à l'exception de R₁₅). Comme ces diodes présentent une résistance dynamique très faible lorsqu'elles sont en conduction, il se produit alors un écrêtage sévère de la tension de sortie ; ce moment correspond au sommet de la sinusoïde. Lorsque la tension du signal appliqué diminue, le fonctionnement se déroule en sens inverse, les diodes D₃ à D₇ cessent de conduire les unes après les autres.

Pendant toute la demi-alternance positive du signal triangulaire appliqué au réseau, les diodes D₈ à D₁₂ se trouvent polarisées en inverse et n'interviennent pas dans le fonctionnement de l'atténuateur. Lors de la durée de la demi-alternance négative du signal, ces diodes se mettent à conduire et ce sont les diodes D₃ à D₇ qui se trouvent bloquées, donc inopérantes.

A la sortie du réseau de transformation, on recueille une tension sinusoïdale. Pour parfaire la forme d'onde de cette sinusoïde, on la fait pas-

ser à travers un filtre passe-bande rudimentaire composé par les capacités C_8 et C_9 , par la résistance R_{20} ainsi que par une autre résistance, située en parallèle sur la capacité C_9 . Elle est, en fait, composée de deux résistances mises en série, R_{23} et P_4 . Ce filtre passe-bande ne présente pas une sélectivité très élevée ; sa pente d'affaiblissement est théoriquement de 6 dB/octave, c'est-à-dire que l'affaiblissement double quand la fréquence appliquée à l'entrée se trouve multipliée ou bien divisée par deux. La fréquence centrale de ce filtre est donnée par la relation : $F = 1/2\pi RC$. Pour une fréquence centrale de 435 Hz, on obtient $R = 50 \text{ k}\Omega$ et $C = 10 \text{ nF}$, valeurs normalisées les plus proches de celles déterminées par le calcul. C'est aux bornes de P_4 que l'on dispose de la tension sinusoïdale nécessaire à l'attaque de l'amplificateur BF.

Les oscillogrammes de la figure 8 montrent, en bas, le signal carré à 435 Hz qui attaque l'entrée de l'intégrateur de Miller. Au milieu, on peut voir le signal sur le collecteur du transistor T_3 . On remarquera que l'intégrateur délivre bien des pentes à peu près linéaires, tant à la montée qu'à la descente, mais du fait que l'excursion de tension est un peu trop importante, le signal triangulaire arrive en butée et se trouve raboté dans sa partie supérieure et dans sa partie inférieure. En haut de la figure 8 on peut voir le signal sinusoïdal à 435 Hz tel qu'il se présente à la sortie du réseau de transformation, aux bornes de la capacité C_9 . On observera un léger déphasage, sans importance, causé par le filtre passe-bande, entre la tension sinusoïdale et le signal triangulaire.

AMPLIFICATEUR BF

C'est lui qui est chargé d'amplifier le signal sinusoïdal à 435 Hz qui se trouve aux

bornes du potentiomètre P_4 ; c'est un circuit intégré monolithique spécialement étudié pour cet usage. Il s'agit de l'amplificateur basse fréquence TBA 790 de Sescossem. Il comprend tous les étages à basse fréquence, du préamplificateur jusqu'à l'étage final. Le couplage avec le haut-parleur s'effectue directement, sans utiliser de transformateur, au moyen d'une capacité. Un système de compensation, actif en fonction de la température et de la tension d'alimentation, prépolarise en classe AB les étages de sortie. Un circuit de centrage automatique de la tension continue de sortie permet d'optimiser la puissance de sortie maximale en fonction de la tension d'alimentation. Le système de compensation ainsi que le circuit de centrage automatique ne nécessitent aucun composant extérieur, ajustable ou non. Le gain en tension de l'amplificateur est ajustable au moyen d'une résistance ; sa valeur typique est de l'ordre de 200. L'amplificateur BF est présenté dans un boîtier en résine plastique présentant une faible résistance thermique interne.

Le montage de l'amplificateur basse fréquence est indiqué sur le schéma de détail de la figure 9. Le circuit intégré CI_{10} est alimenté en 9 volts continus. Le signal basse fréquence de commande, essentiellement du 435 Hz provenant du potentiomètre de volume P_4 , est appliqué par rapport à la masse, c'est-à-dire qu'il est tantôt positif, tantôt négatif si l'on prend la masse comme référence. La résistance placée à l'extérieur du circuit intégré, entre l'entrée et la masse, est parcourue par le courant de polarisation de l'amplificateur (il s'agit, dans notre cas, du potentiomètre de volume P_4). Ce courant est très faible : il crée une tension de polarisation parasite qui reste minime et n'intervient que fort peu, vu la contre-réaction efficace, sur la tension continue de sortie. Cette tension de décalage étant très

faible ne modifie pratiquement pas la puissance maximale de sortie. La résistance d'attaque peut donc être le potentiomètre de volume sans aucun risque de crachements dûs au courant continu, puisque celui-ci est négligeable.

La sortie du signal est faite sur la broche n° 12 du circuit intégré ; la liaison au haut-parleur de 8Ω est effectuée grâce au condensateur C_{10} . Le gain de l'amplificateur basse fréquence est déterminé par la valeur de la résistance R_{22} . Il peut être calculé à l'aide de la relation : $G \approx 8000/R_{22}$. Dans notre cas, compte tenu de la grandeur de la tension sinusoïdale présente aux bornes du potentiomètre de volume P_4 , un gain de 10 est suffisant, ce qui impose pour R_{22} une valeur d'environ 820Ω (plus proche valeur normalisée). Il faut aussi assurer la stabilité en fréquence de l'amplificateur ; ce sont les capacités C_{12} et C_{13} , qui sont reliées à la broche n° 3 du circuit, qui réalisent cette fonction.

La capacité de liaison au haut-parleur (C_{10}), le condensateur du circuit « bootstrap » (C_{11}) et celui se trouvant placé en série avec la résistance R_{22} , ont des valeurs réduites, qui seraient insuffisantes pour conserver un fonctionnement satisfaisant dans toute la gamme des audio-fréquences. Ceci est dû au fait que, dans notre montage, l'amplificateur basse fréquence n'a à travailler seulement que sur une fréquence unique de 435 Hz, ce qui a permis de diminuer assez sensiblement les valeurs de ces éléments. La puissance de sortie maximale avant écrêtage est de 0,7 watt environ, pour un haut-parleur de 8Ω d'impédance, avec une tension d'alimentation de 9 volts. Comme cette puissance demeure relativement modeste et parce que le facteur de forme (rapport des temps entre la durée d'une impulsion modulée 435 Hz et la durée du silence séparant deux tops) est inférieure à 0,1 dans le plus mauvais cas, il n'a pas été prévu de refroidisseur

pour l'amplificateur basse-fréquence TBA 790. Toutefois, si l'on prévoyait une utilisation prolongée du montage avec l'interrupteur K_1 fermé (la permanent), il faudrait alors monter un petit radiateur pour éviter un échauffement exagéré du circuit intégré CI_{10} .

Dans l'éventualité où le la est diffusé en permanence à pleine puissance, la consommation du métronome s'élève à 200 mA approximativement ; elle descend à environ une trentaine de mA (variable selon le facteur de forme) pour un fonctionnement en tops modulés à pleine puissance. On notera que c'est l'amplificateur basse fréquence qui conditionne principalement le courant consommé aux piles ; plus on demandera de puissance sonore, plus l'intensité fournie par l'alimentation sera élevée.

SCHEMA DE DÉTAIL DU MÉTRONOME

Ce schéma est représenté sur la figure 9. Il comprend toutes les parties constitutives dont on a déjà parlé. Il comporte également des couples de transistors complémentaires (T_1 et T_4 ; T_2 et T_3) dont l'aspect n'est pas sans évoquer l'étage de sortie basse fréquence de certains amplificateurs, appelé Push-Pull série. Ces étages sont destinés à réaliser la liaison entre la sortie des circuits C-MOS CI_4 et CI_9 , et l'utilisation. En effet, l'étage de sortie des circuits intégrés de technologie C-MOS n'est pas capable de véhiculer des courants relativement importants ; par exemple, une valeur typique du courant entrant ou bien sortant par la sortie d'un tel circuit se situe aux alentours de $250 \mu\text{A}$. Il faut entendre par là que lorsque la sortie est dans l'état haut, elle peut fournir à une charge, dont l'autre extrémité est réunie à la masse, un

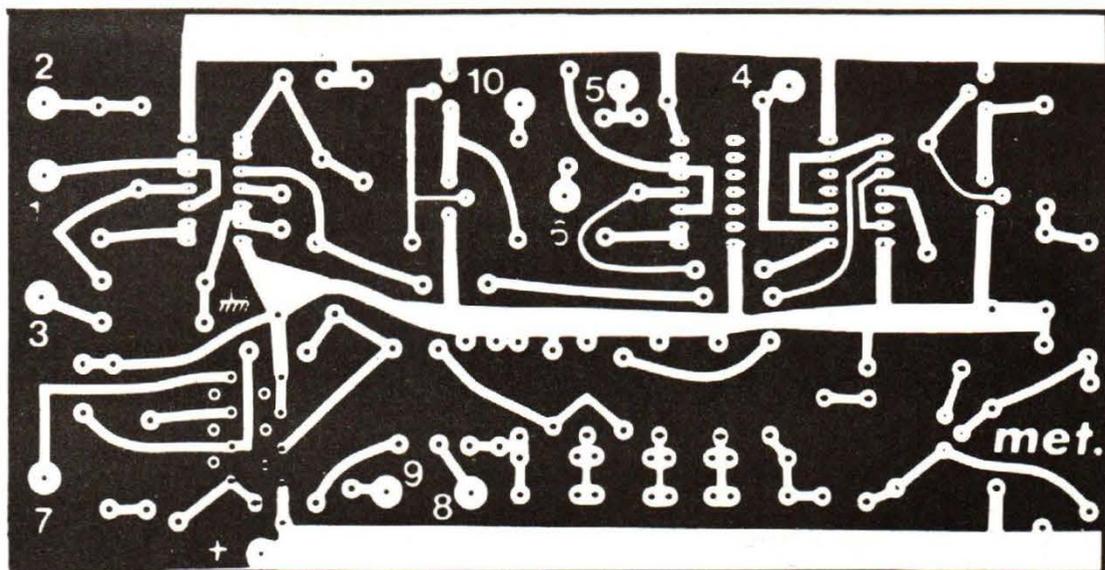


Fig. 10. - Dessin négatif du circuit imprimé représenté à l'échelle 1/1, vu du côté cuivre. Les parties sombres représentent le métal qui doit disparaître après attaque chimique.

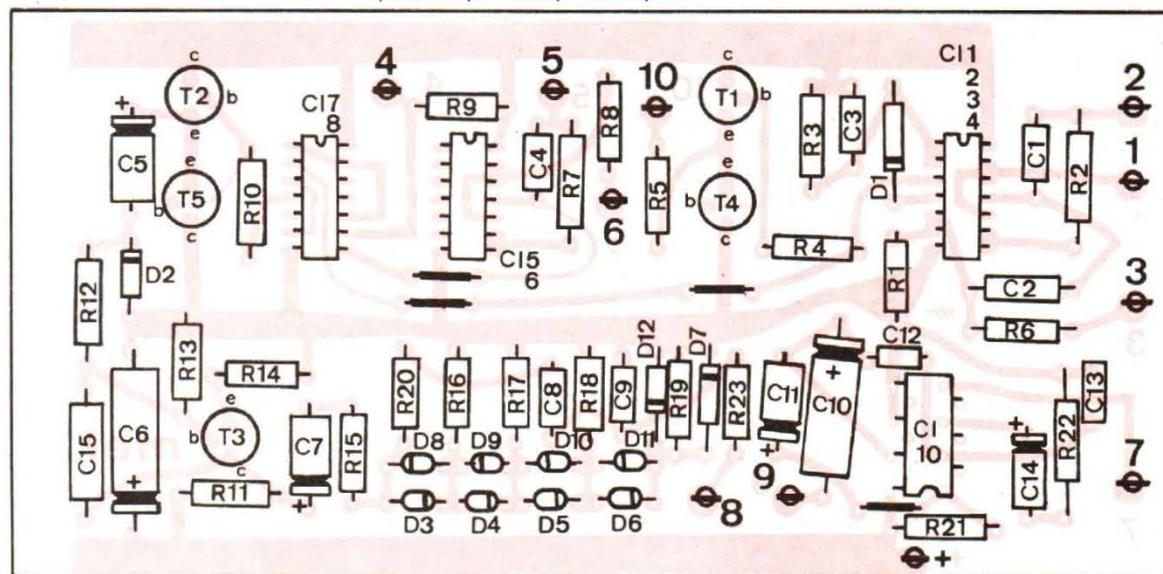


Fig. 11. - Implantation des composants sur le positif du circuit imprimé de la figure 10.

courant de $250 \mu\text{A}$; quand la sortie est à l'état bas, elle peut absorber un courant de $250 \mu\text{A}$ si l'autre extrémité de la charge est portée au pôle positif de la tension d'alimentation. Ces courants sont, en eux-mêmes, largement suffisants pour commander un grand nombre d'entrées de circuits C-MOS, puisque le courant consommé par une entrée est de l'ordre de 10 pA (10^{-12} A) en moyenne.

Néanmoins, dès qu'il s'agit d'obtenir un signal de quelques mA, il faut passer par

l'intermédiaire d'un circuit d'interface qui procure une grande amplification en courant. Les transistors complémentaires T_1 et T_4 , ainsi que T_2 et T_5 sont montés en configuration « émetteur-suiveur ». Le transistor NPN travaille lorsque le niveau de sortie est haut ; le dispositif PNP agit quand le niveau de sortie est bas. Le gain en courant du montage d'interface est conditionné par celui des transistors qui le composent. Il est courant d'obtenir un gain en courant compris entre

100 et 200, ce qui veut dire que le courant de sortie entrant ou bien sortant est alors compris entre 25 et 50 mA, valeur suffisante dans la plupart des cas. Le seul inconvénient de ce montage est qu'il se produit un décalage de tension de 0,7 volt (à cause de la tension de seuil émetteur-base des transistors au silicium) entre le signal d'entrée sur les bases et le signal de sortie sur les émetteurs.

L'association de T_1 et de T_4 doit piloter la diode électroluminescente LED, et l'allumer

quand le circuit CI_1 a sa sortie à l'état haut. A ce moment, on peut compter que l'on a environ +8 volts sur les émetteurs de ces transistors. La tension directe de la LED étant approximativement de 1,4 volt, il faut donc une résistance R_5 de 680Ω si l'on désire faire passer une dizaine de mA dans la diode électroluminescente. Les transistors T_2 et T_5 fonctionnent de la même façon et permettent d'alimenter l'intégrateur sous une faible impédance.

Le potentiomètre P_1 , qui rè-

gle la cadence, comporte un cadran gradué indiquant la mesure. Comme on l'a déjà dit, les fréquences extrêmes à obtenir sont de 0,666 Hz et de 3,46 Hz. Cette dernière fréquence, correspondant à 208 coups/minute, sera à ajuster au moyen de la résistance talon P_2 , le potentiomètre P_1 étant alors au minimum de sa résistance. La résistance ajustable P_3 est prévue pour étalonner le la à 435 Hz (ou bien 440 Hz, ou encore 426,66 Hz, la fréquence de cette référence étant sujette à de légères variations selon que l'on se réfère soit au standard international, soit au standard musical ou bien aux constantes physiques). Le haut-parleur présente une impédance de 8Ω : il n'est pas conseillé de diminuer cette valeur, car cela conduirait à une consommation de courant accrue et augmenterait l'échauffement de l'amplificateur basse fréquence CI_{10} .

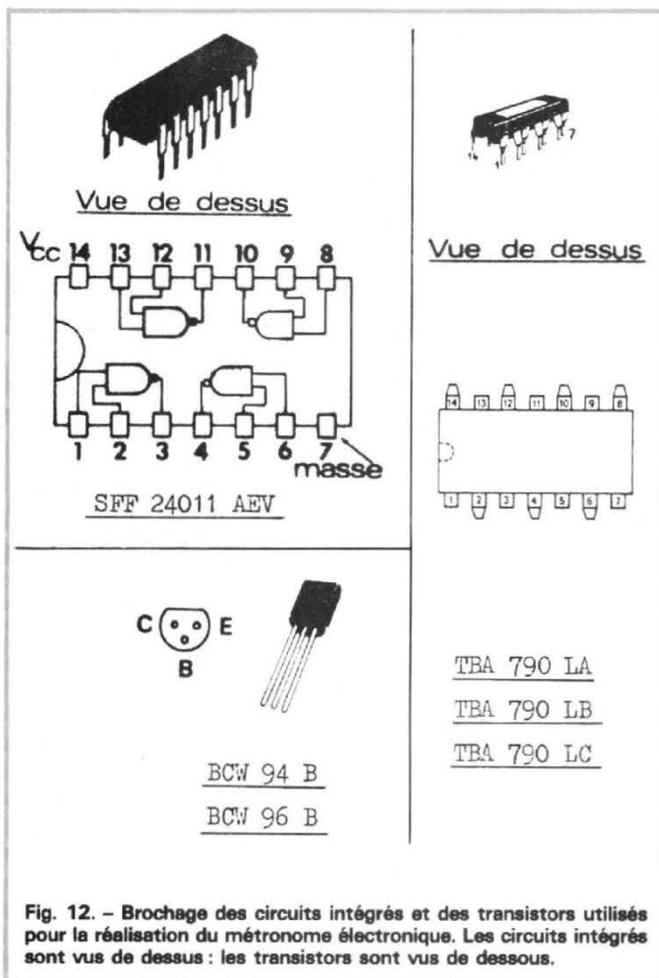


Fig. 12. - Brochage des circuits intégrés et des transistors utilisés pour la réalisation du métronome électronique. Les circuits intégrés sont vus de dessus : les transistors sont vus de dessous.

RÉALISATION

Le métronome électronique a été réalisé sous forme d'un circuit imprimé dont le dessin négatif, à l'échelle 1/1, est donné sur la figure 10. Les dimensions de la plaquette sont de 170 mm x 83 mm. Le matériau de départ est du stratifié de bakélite de qualité XXXP, d'épaisseur 16/10 et recouvert d'une pellicule de cuivre sur une seule face. Sur la représentation de la figure 10, les parties noires indiquent les endroits où le cuivre a été enlevé par attaque chimique. Le circuit imprimé est vu de l'arrière, côté cuivre. Il comporte tous les éléments du montage de la figure 9 à l'exception du haut-parleur, de la diode électroluminescente LED, des deux interrupteurs K_1 et K_2 , des quatre potentiomètres P_1 à P_4 et des piles, c'est-à-dire qu'il comprend tout ce qui est inclus dans le cadre en trait pointillé. Sur le circuit im-

primé figurent également les chiffres 1 à 10 qui repèrent les bornes de sortie ; ce sont les mêmes que ceux qui sont portés sur le schéma de la figure 9. La disposition des éléments sur le positif du circuit imprimé est indiquée sur la figure 11 ; on remarquera quelques cavaliers de court-circuit dont le but est de permettre un croisement des connexions. Sur la figure 10, c'est le pôle positif de l'alimentation qui est situé sur la périphérie du circuit imprimé, alors que le pôle négatif de l'alimentation (masse) se trouve au centre. Sur la représentation de la figure 11, le sens d'enfichage des circuits intégrés dans le circuit imprimé est repéré par une petite encoche dessinée qui doit correspondre à celle qui figure sur le boîtier de ces éléments. La figure 12 montre le brochage des différents circuits

intégrés et transistors utilisés dans le montage ; les circuits intégrés sont vus de dessus tandis que les transistors sont vus de dessous.

MISE AU POINT ÉTALONNAGE

La mise au point est relativement simple. Une fois le câblage terminé, l'emplacement et la valeur des composants soigneusement vérifiés, on alimente le montage et l'on positionne le potentiomètre de volume P_4 environ à mi-course. On ouvre les deux interrupteurs K_1 et K_2 ; à ce moment, on doit entendre des tops modulés dans le haut-parleur.

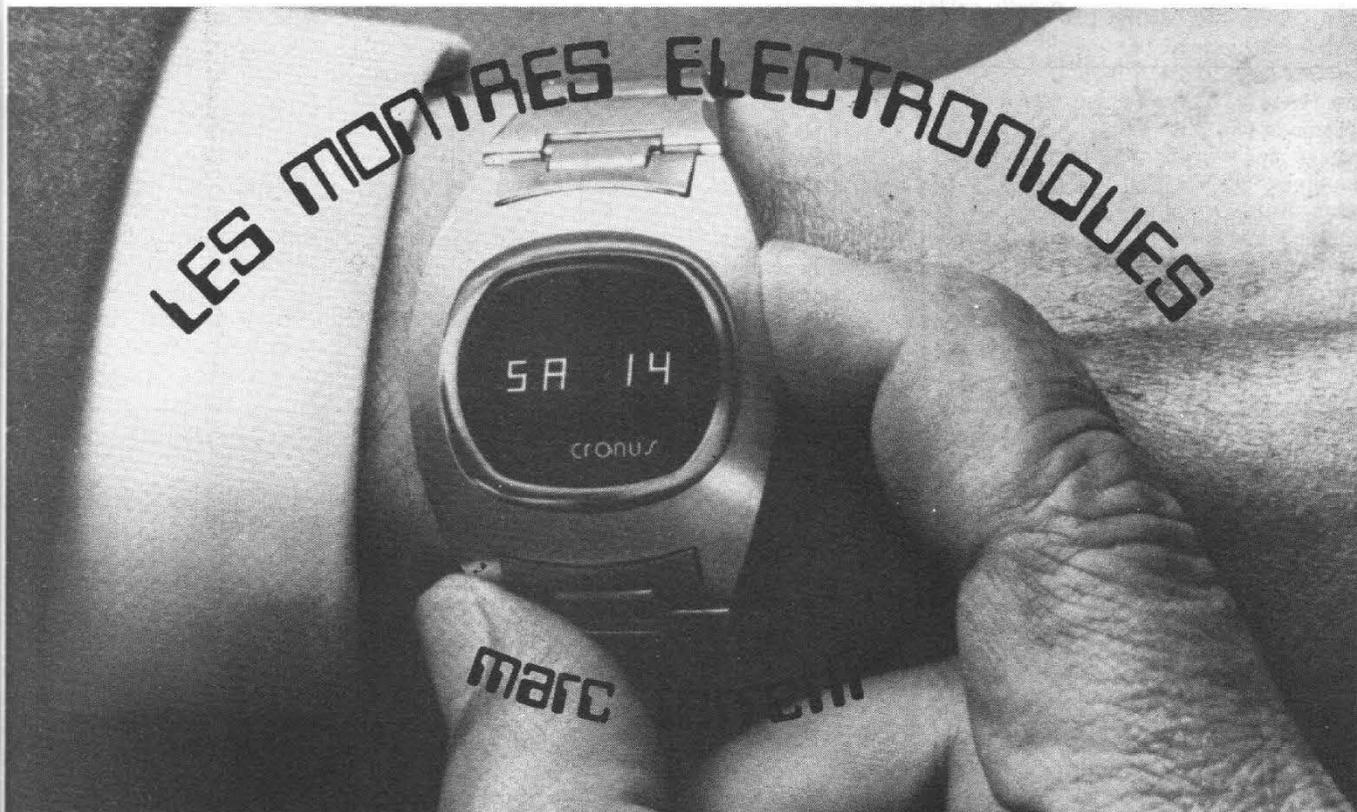
A l'aide d'un métronome mécanique, on procède à l'étalonnage du cadran du poten-

tiomètre P_1 . On positionne tout d'abord ce dernier à sa valeur minimale de résistance et l'on agit sur la résistance ajustable P_2 pour que l'on obtienne une concordance de tops parfaite entre la vitesse la plus rapide du métronome mécanique et le métronome électronique. On repère sur le cadran la position correspondante de l'index du bouton de P_1 . On diminue ensuite la vitesse du métronome mécanique en élevant le repère et en le plaçant sur une position déterminée. Sans toucher à P_2 , on tourne P_1 pour obtenir à nouveau le synchronisme entre les tops ; on note sur le cadran cette nouvelle indication. On procèdera ainsi de suite pour un étalonnage complet du cadran du potentiomètre P_1 .

L'étalonnage du 435 Hz peut se faire à l'oreille, par comparaison avec un diapason. Pour cela, il faut fermer l'interrupteur K_1 pour avoir le la permanent et régler le potentiomètre de volume P_4 pour que le niveau sonore délivré par le haut-parleur soit à peu près le même que celui du diapason. On agit sur la résistance ajustable P_3 jusqu'à ce que l'on remarque à l'oreille un battement lent entre les deux fréquences ; ceci demande une petite habitude, mais avec un peu de patience on arrive très bien à discerner ce battement. Plus ce battement est lent, plus les deux fréquences sont voisines.

Si l'on dispose d'un oscilloscope, on peut faire vibrer le diapason devant une petite bobine, à noyau de ferrite, comportant un grand nombre de spires ; la faible tension induite est examinée à l'oscilloscope et est comparée à celle de l'oscillateur 435 Hz (période = 2,298 ms). On vérifiera ensuite, à l'aide du même appareil que les formes d'ondes à différents emplacements du montage sont conformes à celles des figures 3, 6 et 8.

LES MONTRES ELECTRONIQUES



LES horloges à quartz datent d'entre les deux guerres : le quartz y était associé à des montages de tubes électroniques à vide. Elles étaient lourdes, encombrantes et volumineuses. L'apparition du transistor entre les années 1950 et 1960 a permis de les réduire en un premier temps, aux dimensions d'un chronomètre de marine. En 1960, la manufacture suisse Patek, Philippe & Cie présentait des chronomètres de marine « portatifs » à quartz aux essais de l'Observatoire de Neuchâtel. En 1963, un autre spécialiste suisse du chronomètre, Ulysse Nardin S.A., obtenait un premier prix au même Observatoire, avec un chronomètre à quartz de volume inférieur au litre.

Il fallut attendre encore trois années pour qu'une compagnie horlogère (Longines-Francillon S.A.) présente à Neuchâtel, une montre de poche à quartz, dont le micro-moteur oscillant existait pourtant déjà depuis 1962, année de sa présentation au congrès

de la Société suisse de chronométrie, à Interlaken.

En 1969 apparaissent les premières présentations de prototypes de montres-bracelets à quartz : trois montres utilisaient un quartz de 8 192 Hz (Logines, Seiko, CEH) et une qui travaillait à 2,4 MHz (Battelle, Omega).

LES QUATRE GENERATIONS DE MONTRES ELECTRONIQUES

Si dans l'horlogerie mécanique classique, tous les développements sont partis de principe identiques (un ressort

fournit l'énergie tandis que le temps est compté par l'ensemble balancier spiral), il n'en va pas de même en horlogerie électronique.

Dans une première génération de montres électroniques, la génération d'énergie, c'est-à-dire le ressort, a été remplacé par une pile électrique. L'énergie électrique est transmise à un balancier-moteur par un circuit transistorisé. Les montres à balancier-moteur constituent la grande majorité des montres électroniques commercialisées ; leur production est en progression constante, ce qui se répercute favorablement sur les prix ; ceux-ci demeurent toutefois supérieurs à ceux des montres mécaniques à remontage automatique.

Dans les montres électroniques de seconde génération, le balancier-moteur est remplacé par un diapason (appelé également résonateur sonore en raison de son léger bourdonnement), dont la vibration est entretenue électroniquement. Le diapason vibre à une fréquence de 300 à 720 Hz,

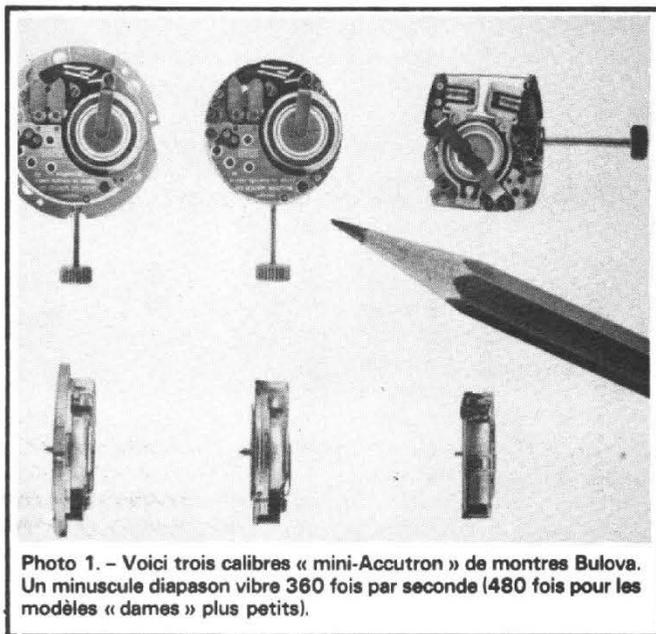


Photo 1. - Voici trois calibres « mini-Accutron » de montres Bulova. Un minuscule diapason vibre 360 fois par seconde (480 fois pour les modèles « dames » plus petits).

contre 3 à 4 Hz seulement pour le balancier-moteur des montres de première génération. Produites en série, essentiellement par Bulova qui a protégé son avance par de nombreux brevets, les montres à diapason ont eu de ce fait, une expansion relative limitée : le modèle Accutron de Bulova a été produit et vendu à près de 3 000 000 exemplaires dans le monde entier.

La troisième génération est constituée par l'électronique à quartz. La vibration élevée du quartz (8 kHz à 2,5 MHz) est divisée par des circuits électroniques intégrés. La vibration résiduelle actionne un moteur pas à pas faisant avancer les aiguilles. Ces montres ont atteint maintenant le seuil de la production industrielle.

Enfin, la quatrième génération est celle des montres entièrement électroniques,

sans aucune pièce en mouvement. Le principe de base est le même que pour la montre à quartz, mais les vibrations résiduelles sont transmises à un système d'affichage digital par l'intermédiaire d'un circuit décodeur.

C'est en 1970 que la première montre « digitale » (par opposition aux montres « analogiques » à aiguilles) a fait son apparition : la montre Pulsar de Hamilton était pourvue

d'un écran d'affichage à diodes électro-luminescentes. La consommation importante d'énergie des diodes électro-luminescentes oblige à prévoir un allumage sur commande pendant une durée limitée : la capacité des piles permet en général vingt lectures par jour pendant un an.

Les écrans d'affichage à cristaux liquides sont également utilisés en horlogerie. Ils présentent l'avantage de



Photo 2a : La montre-bracelet électronique n'est pas nécessairement onéreuse : aussi en janvier 75, Jaz a lancé une collection de 13 montres électroniques à partir de 240 F et 4 modèles à quartz à partir de 540 F. A gauche, ici, la montre à quartz à 540 F ; à droite, une montre électronique alimentée par pile (prix : 330 F).

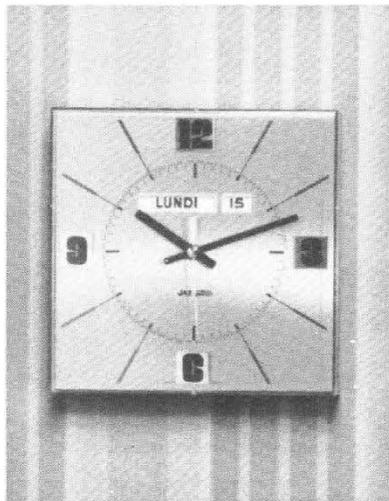


Photo 2c : ... et une pendule murale Jaz également à quartz.

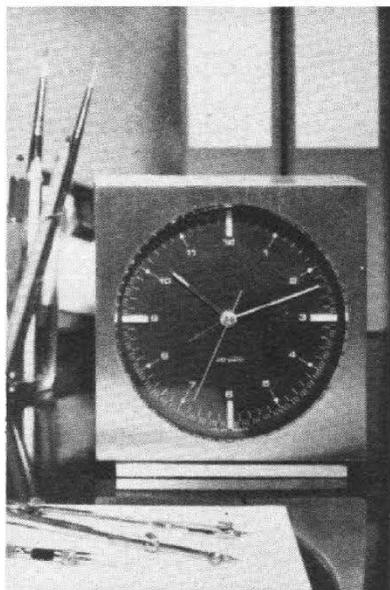


Photo 2b : Dans les modèles « gros volume », le quartz est aussi présent. Voici une pendulette-réveil Jaz à quartz...



Photo 3 : Jaz possède deux modèles digitaux : à gauche, un modèle à diodes électro-luminescentes (prix : 790 F) ; à droite, un modèle à cristaux liquides (prix : 720 F).

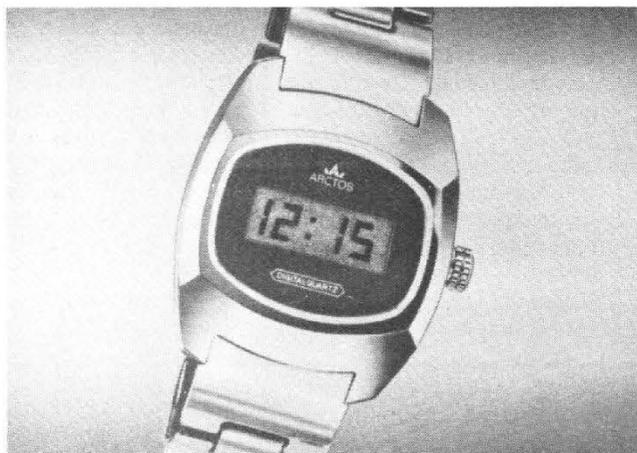


Photo 4. - La montre Arctos affiche normalement l'heure, à l'aide de ses cristaux liquides à effet de champ ; une pression sur le bouton permet d'afficher la date ; une seconde pression fournit l'affichage des secondes. Après la 59e seconde, l'affichage redevient normal.



Photo 5. - Voici deux montres digitales de Nepro, l'une à diodes électro-luminescentes, l'autre à cristaux liquides. Cette dernière est réalisée avec un affichage de la firme suisse Brown Boveri et Cie.



Photo 6. - Cette montre Longines a été annoncée aux Etats-Unis au prix de 395 dollars. Elle possède un double affichage : diurne par cristaux liquides et nocturne par diodes électro-luminescentes.

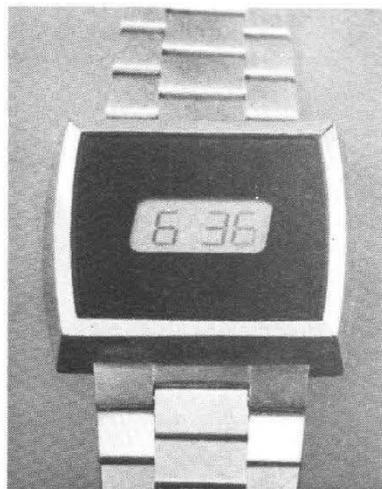


Photo 7. - Un prototype de montre électrochrome fut présenté à Bâle en 1973 par Ebauches S.S. Les segments formant les chiffres se colorent lorsqu'ils sont soumis à une impulsion électrique calibrée.

consommer très peu d'énergie : la pile a une durée de vie allant jusqu'à deux années ; l'heure, les minutes, parfois les secondes sont indiquées de façon permanente. Les cristaux liquides diffusent la lumière ambiante lorsqu'ils sont excités électroniquement : ils sont invisibles de nuit, sans apport d'une source lumineuse extérieure. Des modèles possèdent un dispositif d'éclairage du cadran, pour la lecture de l'heure, la nuit. Une entreprise suisse vient de

mettre en service une unité de production d'affichages à cristaux liquides à effet de champ : leur avantage essentiel est de posséder une grande netteté, offrant une possibilité de lecture aisée. Une inconnue demeure cependant : quelle est la longévité des cristaux liquides ?

Une solution économique au problème de la lecture de l'heure, de jour comme de nuit consiste à associer un affichage diurne à cristaux liquides et un affichage nocturne à

diodes électro-luminescentes, dans un même boîtier. Une telle montre à double affichage devrait être prochainement commercialisée sous la marque Longines.

Une autre solution économique consiste à réaliser un affichage analogique électro-luminescent : au Congrès Eurocon 1971 à Lausanne, le Centre Electronique Horloger (C.E.H.) présentait un projet de montre dont le cadran comporte 60 diodes électro-luminescentes disposées suivant

deux anneaux ; on marque alors l'heure en allumant les diodes correspondant à la position des aiguilles. Par rapport à l'affichage digital, la consommation d'énergie est diminuée d'un facteur voisin de dix !

Parmi d'autres réalisations économiques à l'état de prototype, on doit mentionner la montre électrochrome d'Ebauches S.A., qui fut présentée en 1973 à Bâle. Par application d'un champ électrique sur un cristal électro-

chrome, on induit des transferts de charges au sein du cristal ; au cours de ces transferts, des électrons se font piéger dans des lacunes ioniques qui sont en fait, des centres colorés. Pratiquement, l'application d'une impulsion électrique modifie la couleur du cristal jusqu'à ce qu'une autre impulsion électrique, créant un autre transfert d'électrons, fasse revenir le matériau à sa coloration initiale.

Pour prolonger la durée de vie des sources d'énergie, quelques modèles de montres sont pourvus d'une pile solaire chargée de recharger un accumulateur au cadmium-nickel : Nepro en Suisse, TMR en Allemagne, Herma en France proposent de telles montres solaires.

Aux Etats-Unis, une montre solaire est produite par Ragen Precision Industries mc, sous la dénomination

« Synchronar 2100 ». Cette montre présente la particularité de posséder un calendrier interne programmé pour les 125 prochaines années ! Le calendrier est réalisé au moyen d'une mémoire en circuit intégré C-MOS dans laquelle sont stockées les durées de chaque mois du siècle à venir. Son prix est de 500 dollars.

Une mémoire peut dans certains cas, être utilisée pour

le réglage de la montre à quartz : on instruit la mémoire du taux par lequel les diviseurs doivent stabiliser la fréquence de l'oscillateur à quartz (celle-ci est stable mais non ajustée), pour que la période de sortie soit précise (par exemple une seconde). Cette technique permet d'éliminer toute capacité variable pour l'ajustement de l'oscillateur, et autorise même l'ajustement du résonateur à



Photo 8. - Plusieurs modèles de montres solaires sont d'ores et déjà commercialisés : a) Nepro propose une montre solaire contenant un « calendrier », c'est-à-dire une mémoire programmée pour 4 ans...

b) ... En Allemagne, TMR Elektronik commercialise la montre solaire « Cristalonic ».



Photo 9a. - Sous la marque « Novus », National Semiconductor commercialise des calculatrices électroniques...

9 b. - ... Des jouets...





Photo 9c. - ... Et des montres. Un accord d'exclusivité vient d'être signé entre National Semiconductor et Lip qui commercialisera les montres à quartz fabriquées par le second producteur mondial de circuits intégrés.

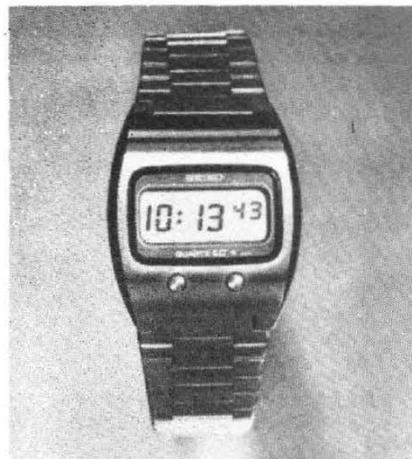


Photo 10. - L'industrie japonaise s'intéresse au marché des montres électroniques : voici une montre digitale Seiko, avec affichage par cristaux liquides à effet de champ.

quartz en phase de fabrication. De plus, elle permet de réaliser un réglage de la montre de manière quasi-instantanée et automatisable. L'instruction de la mémoire se fait en fournissant, par induction à travers le boîtier, une période de référence, le développement d'une telle montre est actuellement en cours, en collaboration entre le C.E.H. et la maison Piaget.

En suivant cette voie de développement, on peut envisager le développement d'une montre qui serait associée à une calculatrice électronique ou encore à un instrument de télé-communication. Les premières montres-calculatrices sont en voie de commercialisation aux U.S.A. par Optel et par Uranus, à des prix compris entre 500 et 800 dollars.

culatrices électroniques. En moins de trois années, le prix à l'achat des calculatrices a été divisé par un facteur dix.

Or, il est frappant de retrouver, dans l'industrie des montres électroniques des fabricants de circuits intégrés qui vendent déjà des calculatrices électroniques. C'est le cas de Novus, de Texas Instruments (les montres T.I. actuellement commercialisées Outre-Atlan-

tique, ne le sont pas encore en France), American Microsystems, bientôt Fairchild. Les constructeurs japonais de calculatrices électroniques (Sharp, Citizen) produisent aussi leurs propres montres électroniques. Le dynamisme commercial de toutes ces sociétés est à la mesure de leur ambition de conquérir un marché en rapide expansion : les calculatrices électroniques à

100 F environ se vendent dans les supermarchés ; on les trouve aussi dans les catalogues de sociétés de vente par correspondance. Pourquoi alors, ne pas développer une montre digitale à 100 F ?

Va-t-on donc trouver chez les horlogers-bijoutiers, soucieux des traditions, et ayant à cœur de conserver une certaine image de marque, des produits que le public retrouverait, peut-être sous une autre présentation, dans les drugstores ou les grandes surfaces ?

De fait, l'intérêt, à moyen terme, de l'horloger-bijoutier, n'est pas, semble-t-il, d'axer son commerce sur la montre digitale. Selon René Retornaz, directeur de la Fédération horlogère suisse, il se serait vendu, en 1975, 216 millions de montres dont 97 à 98 % de montres mécaniques. Le marché de la montre électronique paraît donc très faible. Quelle sera l'évolution de ce marché ? Pour R. Retornaz, en 1983, le total mondial des ventes atteindrait 300 millions d'unités, et les montres digitales ne représenteraient que 20 % de ce chiffre. Il restera donc 240 millions de montres

LA QUERELLE DES ANCIENS ET DES MODERNES

On a beaucoup fait la comparaison entre l'évolution du marché et du prix des montres électroniques et celle des cal-

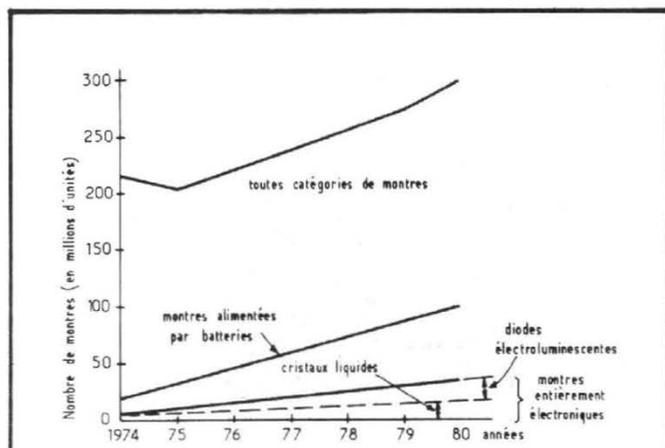


Fig. 1 : L'étude du marché Intersil indique que, somme toute, la part du marché des montres occupée par les montres électroniques restera modeste au cours des prochaines années.

ELECTRON MARRÉ

LA TECHNIQUE LA PLUS ÉVOLUÉE
AUX MEILLEURS PRIX EUROPÉENS

A CHAQUE PROBLÈME SON PREAMPLI

5 modèles dont 4 à entrées auxiliaires interchangeables et adaptables à toute nouvelle source de modulation. 2 sorties à 0,75V et 1,5V-système "compresseur" micro-coupeure musique automatique avant appel prises fiches din-stand. 19"-haut: 45cm prof.: 18cm disponible également: gong 4 notes-reverb-lecteurs cartouche simple et double-cross-over-equalizer table de mixage-ampli stéréo-enceintes-discotheques

8 entrées micro
2 tonalités vol.



6 entrées micro
2 aux. adapt.



3 entrées micro
3 aux. adapt.



2 entrées micro
3 aux. commut.



3 aux. program.
commutables



Gong électron.
4 notes commut.



A CHAQUE PREAMPLI SON AMPLI

5 modèles jusqu'à 380W. musique-protection électronique-indicateur de surcharge-haute fiabilité-avec ou sans double tonalité-atténuateur volume à plots-multi impédances et ligne 100V. stand 19" en 2-3-4 unités-coffret-rack

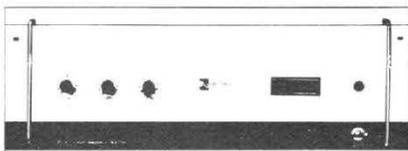
85 W.
Efficaces



120 W.
Efficaces



250 W.
Efficaces



DOCUMENTATION ET TARIF SUR DEMANDE

FRANCE: SONOR-IMPORT, 28/30 rue Mousset Robert
75012 PARIS - Tél. (1) 628 24 24

C.I.P.R.E. 14 rue Saint Lazare - LYON 7 - Tél. (69) 69 42 80

HOLLAND: RED STAR ELECTRONICS, Van Galenstraat 5 - 's GRAVENHAGE

BELGIQUE: ANEX s.r.l., Kwaadstraat 1 - 9791 ELSEGEM

GRECE: ANCO S.A., 87 Solonos str. - ATHENS 143

ALLEMAGNE: ALL AKUSTIK, Isernhagener Str 29 - 3 HANNOVER

ITALIE: ELETTROACUSTICA PROFESSIONALE
8, via C. Targa - 16124 GENOVA (Italie)

traditionnelles, ce qui constitue, en soi, une évolution positive du marché de ce type de montres. Il ne devrait par conséquent, pas y avoir de révolution électronique similaire à celle que l'on a rencontré dans l'industrie des calculateurs.

Les évaluations de R. Retornaz sont à rapprocher de celles d'une étude prospective de marché des montres réalisée en 1974 par Intersil. De l'analyse de cette étude, il s'avère que la part des montres digitales dans le marché total des montres, devrait passer de 0,65 % en 1975 (1,5 million d'unités), à 10 % en 1980 (30 millions d'unités). La part des montres à batterie qui pour 1975 est évaluée par Intersil à 8,7 % du marché actuel des montres, passera à 33 % en 1980 (fig. 1).

Quant au prix moyen en 1980, il a été estimé par Intersil, à 30 dollars (valeur: 1974) pour une montre à batterie (si l'on ne tient pas compte de l'érosion de la monnaie, ce prix est très peu différent de celui de 1975) et à 50 dollars (valeur: 1974) pour une montre électronique (soit une chute de prix d'un facteur 2 environ, par rapport à 1975).

Enfin, le nombre de montres digitales produites en Europe en 1980 (avec un « mouvement » qui sera très

probablement américain: atteindra 8 millions d'unités (sur 30 millions de montres digitales au total); la part japonaise serait, selon Intersil, un peu plus faible (7 millions d'unités), la part américaine étant de 15 millions.

Marc FERRETTI

ON LIRA AVEC INTERET

« La montre à quartz » par J. Jouannic - Comptes rendus du 99^e Congrès National des Sociétés Savantes, Besançon 1974.

« Evolution de la montre électronique » par M. Forrer - Journal suisse des horlogers et des bijoutiers-orfèvres, n° 3 (mars 1975).

« Micromécanique 1974 » par J.-L. Kahn - Recherche Technique - décembre 1974.

« La montre électronique à quartz » par H. Lilen - Electronique et Micro-électronique Industrielles, n° 152.

« The swiss dug in, now ready for ongoing watch battle » par G. Holmes - Jeweler's Circular-Keystone (juillet 1975).

« Intersil watch market » par J.-E. Bosch - Document Intersil (octobre 1974).

« Les Electrochromes » par M. Ferretti - Electronique Professionnelle (août 1975).

LE C.E.T.E.H.O.R.

Le C.E.T.E.H.O.R. (Centre Technique de l'Industrie Horlogère) assure une information de la profession horlogère française sur les nouveautés: dans ce but, sont expérimentés les produits horlogers nouveaux, et les résultats en sont réunis dans des fiches d'analyse. C'est ainsi qu'ont été examinées la plupart des montres électroniques soit à aiguilles, soit numériques, du marché ainsi que plusieurs pendulettes d'appartement et montres de bord.

Le C.E.T.E.H.O.R. définit également des méthodes d'essais originales concernant soit les mouvements complets, soit leurs composants. Dans le domaine électronique, citons en particulier les quartz qui ont fait l'objet de communications à des récents congrès de chronométrie.

Une partie de l'activité du C.E.T.E.H.O.R. est également consacrée à la création de produits ou dispositifs horlogers nouveaux (prototypes de montres numériques par exemple).

2. MONTAGES DE BASE UTILISABLES EN VIDEO ~ FREQUENCE

CONDITIONS PRÉLIMINAIRES

Il a été vu dans un précédent exposé qu'un amplificateur pouvait être affecté, à la fois sur l'entrée et sur la sortie, de paramètres qui réduisaient la bande passante en fréquence de l'étage.

En conclusion, il était admis que le schéma équivalent s'apparentait à celui d'un transistor. Pour généraliser, considérons la sortie sous forme d'un générateur équivalent présentant une résistance interne R_i suivi d'une charge R_c , shuntée par une capacité C_p (voir figure 1). Nous verrons que dans certains cas la résistance « r » est négligeable devant R_c , c'est le cas pour les transistors à effet de champ.

Par contre, C_c peut prendre une valeur importante, par suite de l'effet Miller; elle n'est jamais négligeable, même si l'on fait ρ très faible car il reste « r » et la bande passante du circuit d'entrée se limite à :

$$f_{qe} \leq \frac{1}{2 \pi \theta_e} = \frac{1}{2 \pi C_c r}$$

Exemple :

$$C_c = 160 \text{ pF. } r = 100 \Omega,$$

$$\theta_e = 16 \text{ ns}$$

On a $f_{qe} = 10 \text{ MHz}$ (cas d'un transistor NPN)

Du côté de la sortie, la bande passante est limitée par la constante de temps $\theta_s = R_s C_p$, avec pour R_s les résistances R_c et R_i vues en parallèle.

R_c est choisi en fonction du gain désiré. R_i varie selon la

nature de l'amplificateur utilisé; cette résistance a , évidemment, intéresse à être aussi faible que possible si l'on veut bénéficier d'un maximum de bande passante. Nous verrons, hélas, que cette propriété va à l'encontre du gain en tension.

Néanmoins, cette possibilité peut être retenue chaque fois qu'on désire obtenir une faible impédance de sortie ou pour minimiser une influence extérieure au montage.

Conclusion : Dans le schéma de base de la figure 1, il faut donc s'efforcer de rendre ρ et R_i aussi faibles que possible.

Les autres grandeurs sont, en fait, imposées soit par le choix du transistor soit par un conditionnement judicieux de la technologie. Ainsi, C_p peut être réduit en utilisant un câblage rationnel et en imagi-

nant une forte impédance d'entrée pour l'étage suivant. Une telle proposition sous-entend l'association de circuits de nature différente.

CAS PRATIQUE IDÉAL

Le but recherché étant d'obtenir le maximum de bande passante pour un gain donné, on peut imaginer une association de circuits permettant de se rapprocher du cas idéal. Ce dernier est représenté par la figure 2; il est malheureusement impossible à obtenir avec les moyens technologiques usuels. En effet, il est impensable d'imaginer nulle la capacité d'entrée d'un transistor et la résistance de sortie d'un montage. Le

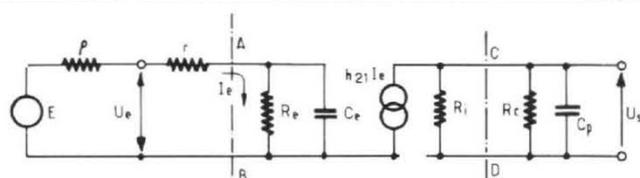


Fig. 1 : Schéma équivalent à un transistor bipolaire.

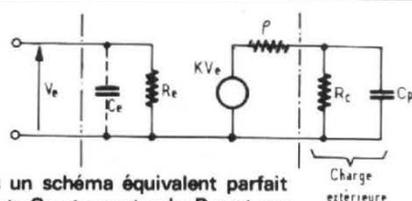


Fig. 2 : Dans un schéma équivalent parfait les composants C_c et ρ sont nuls. R_e est par ailleurs très élevé. La composante r n'existe plus.

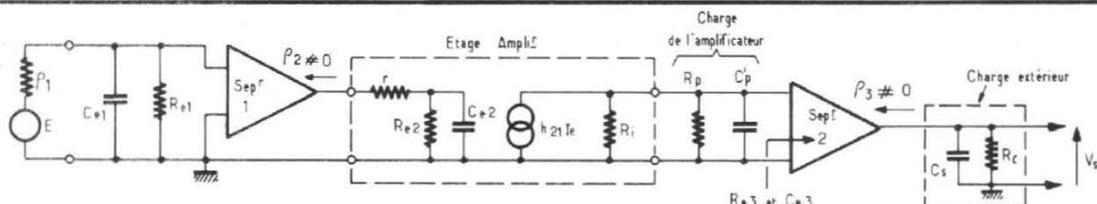


Fig. 3 : Chaîne constituée d'un amplificateur encadré par deux séparateurs à haute impédance d'entrée et à résistance de sortie nulle.

schéma équivalent est donc affecté de composants C_e et ρ **qu'il faut minimiser au moyen d'étages séparateurs.**

Dans le même esprit, C_p et R_e , résultant de l'influence de l'étage suivant, peuvent être aussi découplés de cette influence au moyen d'un étage séparateur. On aboutit, alors, à un schéma particulier de l'étage vidéo (fig. 3) configuration qui peut être, à la rigueur, intégrée dans un micro-circuit.

Le premier séparateur présente, par définition, une grande impédance d'entrée (forte R_{e1} , faible C_{e1}) ; grâce à la faible valeur de ρ_1 , la bande passante du circuit d'entrée peut être très grande.

Le séparateur possède une autre propriété : sa résistance de sortie ρ_2 est également très faible ce qui amortit l'entrée de l'amplificateur : on se trouve alors, dans les conditions, vues ci-dessus, d'une bande élargie à f_{qe} .

La charge de la sortie reste celle de l'amplificateur avec, toutefois, une capacité C_p plus faible, l'impédance du 2^e séparateur étant également élevée, ce qui l'isole de la capacité C_s .

Enfin, le circuit de sortie

$R_c C_s$ est neutralisé par une résistance de sortie ρ_3 faible.

La bande globale est la plus faible de toutes les bandes passantes partielles, les affaiblissements exprimés en dB étant additionnés, fréquence par fréquence. En prenant toutes les précautions d'usage, la bande passante la plus basse se situe dans le circuit de sortie du montage amplificateur central. Si R_i est grand devant R_p , la bande la plus faible se calcule par la formule :

$$f_{qg} \approx \frac{1}{2 \pi R_p C_p}$$

Dans les paragraphes qui vont suivre, nous allons traiter séparément chaque étage entrant dans la constitution de la chaîne vidéo.

ETAGES AMPLIFICATEURS

Le montage de base utilisé en amplification vidéo fréquence utilisée, généralement un transistor bi-polaire. En effet, avec ce dernier, par rapport aux transistors à effet de champ, on peut bénéficier

d'un plus grand gain en tension (fig. 4). Le facteur essentiel consiste en un produit « gain-bande passante » égal à : $f_T = f_{qs} \cdot G_v$, compte tenu des paramètres du transistor, des précautions prises, pour isoler la sortie par un séparateur à forte impédance d'entrée et pour attaquer l'entrée à faible impédance ($e \ll r$ et R_e : voir figure 1).

Ce facteur est indépendant de la charge R_p :

$$f_T = \frac{h_{21}}{2 \pi h_{11} C_p}$$

Le choix d'un transistor conditionne directement les possibilités d'un amplificateur vidéo : il faut nécessairement choisir un transistor à grand gain et à faible résistance d'entrée (rappelons que $h_{11} = r + R_e$: voir figure 1).

Ceci suppose un courant collecteur important car, d'une part, la courbe de h_{11} présente une allure hyperbolique (voir figure 5) et, d'autre part, la courbe de h_{21} passe par un maximum pour les mêmes conditions (voir figure 6).

C_p dépend de la technologie du montage et du soin avec lequel le câblage est fait.

Il est évident que l'utilisa-

tion d'un circuit imprimé arrange bien les choses ! Généralement, C_p résulte de la somme de la capacité collecteur-émetteur et des capacités parasites, elle peut être ramenée à moins de 20 pF en tenant compte de la capacité d'entrée du séparateur suivant. Nous considérerons comme raisonnable cette estimation. Dans le montage de la figure 4, les composants R_{B1} , R_{B2} , R_0 et C_0 sont choisis pour assurer la meilleure stabilisation en température possible conjuguée avec une régulation acceptable des dérives de V_{BE} .

« C_0 » découple parfaitement la résistance apparaissant sur l'émetteur, c'est-à-dire « h_{11B} et R_0 **vus en parallèle** ». h_{11B} étant faible devant R_0 , ceci explique le découplage important et soigné utilisé pour les A.F. (1 500 μ F) et les fréquences vidéo (0,1 μ F). Si nous ramenons le rapport h_{21}/h_{11} sous la forme d'une admittance de transfert ou d'une pente, la formule ci-dessus devient :

$$f_T = \frac{g_m}{2 \pi C_p} \text{ avec } g_m = \frac{\Delta I_c}{\Delta V_e}$$

... et s'applique à toutes formes d'étages y compris ceux

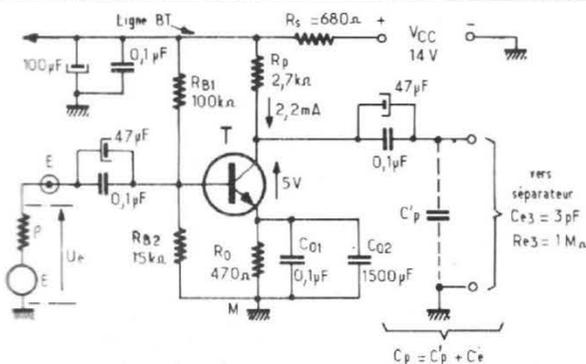


Fig. 4 : Exemple d'étage amplificateur utilisant un transistor 2N2483.

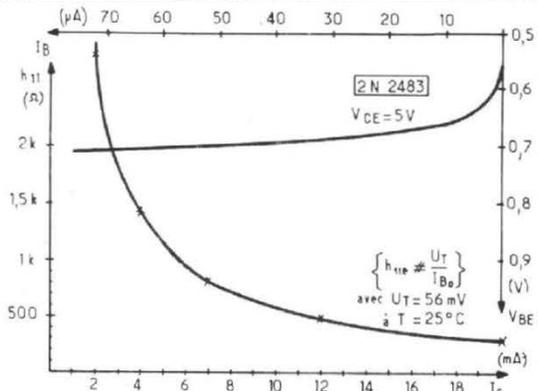


Fig. 5 : Caractéristiques « h 11 » du 2N2483.

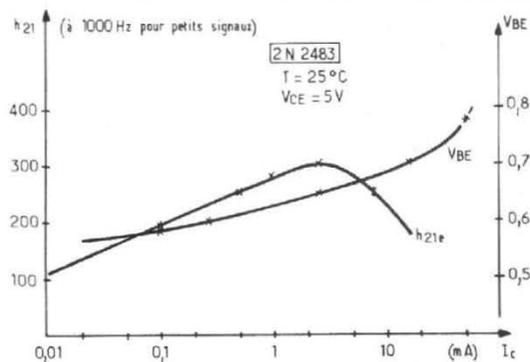


Fig. 6 : Caractéristiques h_{21} du 2N2483.

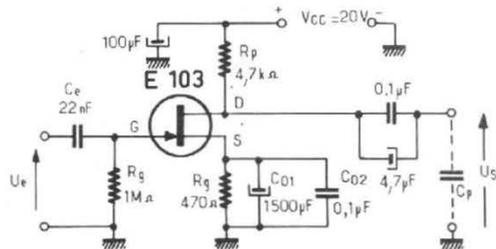


Fig. 7 : Etage amplificateur à transistor à effet de champ E103 Siliconix.

qui utilisent un transistor à effet de champ (fig. 7), étages qui seront vus dans le cadre des étages séparateurs.

APPLICATIONS

Prenons tout d'abord le cas du montage de la figure 4. Le transistor utilisé, pour lequel nous avons reproduit les courbes des figures 5 et 6 fonctionnera par exemple, avec les points de repos suivants :

$$V_{CE} = 5 \text{ V} ; I_c = 2,2 \text{ mA} ; \\ V_{BE} = 0,65 \text{ V} ; I_{B0} = 6 \mu\text{A} ;$$

ce choix est déterminé pour l'obtention d'un paramètre h_{21} maximum.

Pour ces valeurs, on relève les paramètres suivants, sur les courbes des figures 5 et 6 :

$$h_{11e} = 2\,540 \Omega \\ h_{21e} = 300$$

La pente correspondante s'élève à :

$$\frac{h_{21e}}{h_{11e}} = \frac{300}{2\,540} = 118 \text{ mA/V}$$

et le produit gain-bande passante devient :

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_p} = \frac{0,118}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^{-12}} \\ = 920 \text{ MHz}$$

REMARQUE IMPORTANTE

Ce facteur n'est pas le facteur « f_T » fourni par le constructeur mais une définition

permettant de calculer la bande passante du circuit de sortie pour un gain donné.

Le constructeur donne, en réalité, un produit f_T plus faible (175 MHz) mais, d'une part, il s'agit d'une estimation moyenne et, d'autre part, il n'est pas choisi le courant de repos le plus favorable pour ce calcul.

Le gain en tension limite la bande et si l'on obtient celle-ci par simple division de f_T par le gain, on se méfiera néanmoins de la variation réelle de ce facteur avec le gain en courant de l'échantillon. D'un transistor à l'autre, il peut y avoir de sérieuses différences de gain. Par contre, la bande passante est fixée par la résistance de charge utilisée, ainsi, si nous gardons la valeur de 20 pF pour C_p , nous aurons avec $R_p = 2,7 \text{ k}\Omega$.

$$f_{qH} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^{-12} \cdot 2\,700} \\ \approx 3 \text{ MHz}$$

Ce résultat est conservé car, avec les corrections vidéo utilisées couramment, on peut atteindre facilement la bande passante vidéo utilisée par exemple en TV « 625 I » à savoir 5,5 MHz.

CALCUL DES COMPOSANTS ANNEXES

Dans la réalisation de la figure 4 avec $BT = 12,5 \text{ V}$, si $R_p = 2,7 \text{ k}\Omega$, avec $I_{c0} = 2,2 \text{ mA}$ pour $V_{CE} = 5 \text{ V}$,

nous avons 6 V aux bornes de R_p ; il reste 1 V pour la résistance R_o qui prend la valeur :

$$R_o = \frac{10^3}{2,2} \approx 4,70 \Omega$$

Pour les résistances de base, il faut estimer un courant de pont grand devant $I_{B0} = 6 \mu\text{A}$. Soit $I_p \approx 100 \mu\text{A}$. Nous avons donc, avec :

$$V_B = R_o i_c + V_{BE} \\ = 1,035 + 0,65 = 1,685 \text{ V}$$

... les résistances :

$$R_{B1} = \frac{12,5 - 1,685}{106 \cdot 10^{-6}} \approx 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_{B2} = \frac{1,685}{10^{-4}} \approx 15 \text{ k}\Omega$$

Les grandeurs ont été arrondies aux valeurs standards, ce qui suppose un courant de pont un peu plus fort que prévu.

Enfin, on découplera la basse-tension avec une résistance de 680 Ω ce qui oblige au choix d'une tension d'alimentation V_{CC} de 14 V.

A remarquer que le choix d'une tension différente ne bouleverserait guère les caractéristiques du montage. Quant aux choix des capacités, elles résultent de l'expérience, savoir : les plus fortes possibles.

CARACTÉRISTIQUES DU MONTAGE

Avec $f_{qH} = 3 \text{ MHz}$, on peut espérer un gain maximal de :

$$\frac{f_T}{f_{qH}} = \frac{920}{3} = 307$$

Ceci est assez élevé pour un amplificateur vidéo, mais nous estimons tout d'abord que nous avons affaire à une amplification de petits signaux. Par ailleurs, une contre-réaction à plus d'ampleur sur un montage à haut gain (voir plus loin).

Quant à la bande passante, des mesures nous enseignent, figure 8, que la fréquence f_{qH} passe au voisinage de 3 MHz à -3 dB.

Nous remarquerons que l'attaque est faite par un atténuateur à 75 Ω d'entrée et à 5 Ω de sortie outre l'adaptation du câble qui est faite convenablement en neutralisant assez correctement la bande passante de l'entrée du transistor.

Toutefois, on pourra remarquer que la pente de la courbe s'élève aux fréquences élevées par suite de l'influence de r avec C_e .

En effet, l'effet Miller est important par suite du fort gain de l'étage :

$$C_e = C_{BE} + C_{BC}(1+gV)$$

Certaines mesures donnent pour $V_{CE} = 5 \text{ V}$, $C_{BC} = 1,8 \text{ pF}$ et $C_{BE} = 2 \text{ pF}$. On a donc $C_e = 555 \text{ pF}$.

Dans l'entrée du transistor, nous avons donc :

$$p \approx 5 \Omega$$

$$r \approx 80 \Omega$$

$$R_o = 2\,460 \Omega$$

Ceci conduit à une résistance série d'entrée de :

$$R = p + r \approx 85 \Omega$$

d'où :

$$f_{ge} = \frac{1}{2\pi R_e C_e} \approx 3,5 \text{ MHz}$$

Ceci explique la cassure de la courbe de la figure 8 au voisinage de cette fréquence et la descente plus tôt que prévu.

EFFET DE LA CONTRE-RÉACTION

Parmi les corrections vidéo en usage, citons celle, bien simple, de l'émetteur non découplé ou insuffisamment découplé (fig. 9). Si nous retirons le condensateur de découplage C_0 , le circuit équivalent de l'étage devient celui de la figure 10.

L'impédance d'entrée Z_B se trouve alors minimisée devant celle issue de la contre-réaction « série-série » :

$$Z_e = Z_B + R_o (1 + h_{21}) \approx h_{21} R_o$$

C'_e subsiste mais résulte d'un effet Miller moins fort puisque le gain global G_{CR} baisse considérablement :

$$C'_e \approx C_{bc} (1 + G_{CR}) = 1,8 (1 + \frac{2700}{470}) = 12 \text{ pF}$$

Cette très faible capacité shunte toujours l'entrée mais ne bouleverse guère la bande globale si l'on prend soin de réduire suffisamment la résistance interne ρ du générateur d'attaque.

Considérons néanmoins ce qui se passe dans l'entrée du transistor. Le courant dans R_e est égal à :

$$i_R = \frac{I_B}{1 + j R_e C_{bc} \omega}$$

Ce qui signifie que le courant de sortie I_c varie en fonction de la fréquence comme le courant i_R :

$$I_c = h'_{21} i_B = \frac{h_{21cc} I_B}{1 + j R_e C_{bc} \omega}$$

Tout se passe comme si l'on avait affaire à une attaque en

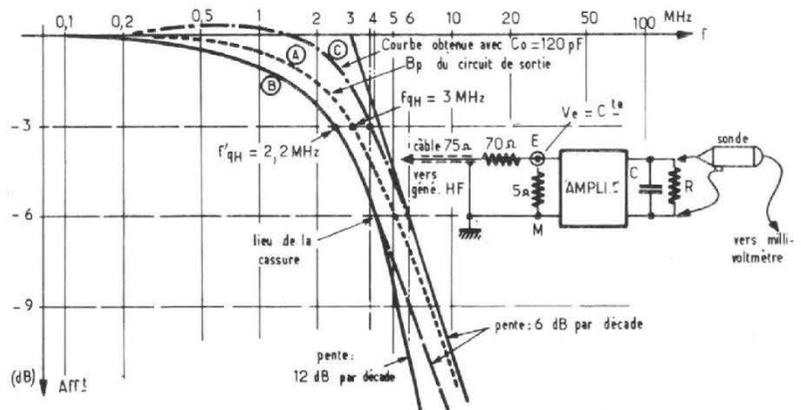


Fig. 8 : Analyse de la courbe de réponse de l'étage amplificateur (voir montage fig. 4).

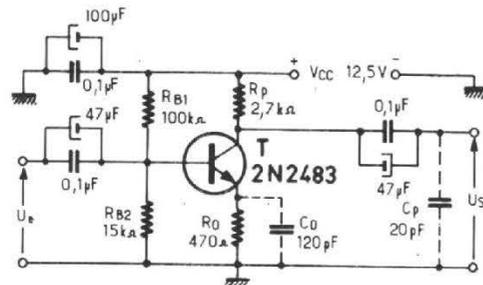


Fig. 9 : Amplificateur vidéo de gain voisin de 5,7 (15 dB) compensé en vidéo par une capacité de 120 pF placée dans l'émetteur (bande voisine de 4 MHz).

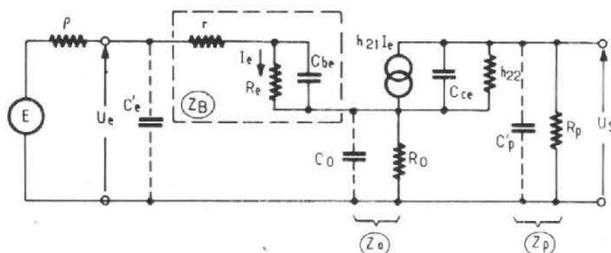


Fig. 10 : Schéma équivalent complet, lorsque le transistor est soumis à une contre-réaction d'intensité. La capacité d'entrée C'_e résulte de l'effet Miller mais dans lequel le gain a considérablement baissé puisque résultant de la contre-réaction ci-dessus.

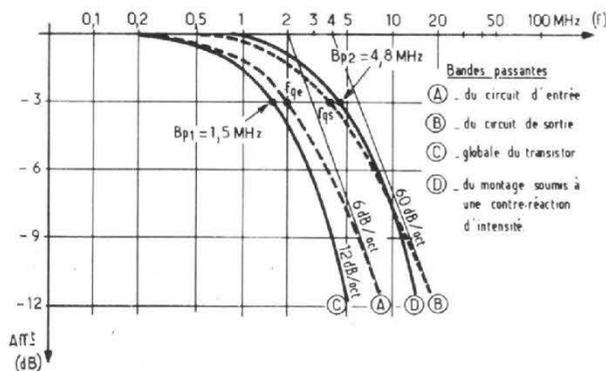


Fig. 11 : Amélioration de la courbe passante d'un étage amplificateur à transistor dont la bande partielle d'entrée est plus faible que celle de la sortie.

courant : h_{21} est diminué, mais alors comme $I_B \neq V_e/Z_c$.

$$I_B \neq \frac{V_e (1 + j R_e C_{be} \omega)}{h_{21cc} R_o}$$

Le courant dans R_e (formule ci-dessus) devient :

$$i_R = \frac{V_e}{h_{21cc} R_o}$$

Ce qui est indépendant de la fréquence. L'entrée du transistor n'intervient plus dans la bande passante.

Egalement, du côté de la sortie, un phénomène intéressant apparaît : la capacité de sortie se partage en deux dont une est assez réduite.

Tout se passe comme si, en effet, la capacité C_{ce} se retrouvait à la sortie, multiplié par le facteur $(1 - R_o/R_p)$ ce qui revient bien à une réduction.

Exemple 1 : soit :

$$C_p = C_{ce} + C'_p = 20 \text{ pF}$$

$$R_o = 470 \Omega ; R_p = 2700 \Omega$$

Le constructeur donne pour C_{CE} une valeur voisine de 3,6 pF ; on a :

$$C_{CE} = 3,6 \left(1 - \frac{470}{2700}\right) = 3 \text{ pF}$$

La capacité de sortie du montage diminue donc de 0,6 pF soit - 3 % par rapport à 20 pF.

Comme R_p n'est pas modifiée, la bande passante augmente donc de 3 %.

Une remarque s'impose ici : nous avons affaire à une contre-réaction d'intensité

« série-série » ; ce type de CR n'élargit pas beaucoup la bande passante du circuit de sortie, sauf si la proportion de capacité C_{CE} est importante par rapport à C_p . Par contre, lorsque ρ du générateur est faible, elle supprime toute action de l'entrée du transistor et si, dans certains montages, la bande passante de l'étage est limitée effectivement par cette entrée, on constate un élargissement notable de la courbe de réponse. Dans ce dernier cas, **la réponse est au pire celle du circuit de sortie.**

Exemple 2 : Considérons le cas d'un étage dont les bandes d'entrée et de sortie sont respectivement 2 et 4 MHz (fig. 11).

La résultante est située en deça de 2 MHz (courbe C). En pratiquant une contre-réaction d'intensité, la bande du circuit d'entrée est élargie si bien qu'avec l'accroissement léger de bande du circuit de sortie on retrouve une bande légèrement supérieure à 4 MHz. Cette propriété est généralement mal connue et mérite d'être soulignée : **une contre-réaction « série-série » neutralise en partie la réponse sélective du circuit d'entrée et élargit la bande globale à la seule bande du circuit de sortie.**

Ceci signifie aussi qu'un étage qui possède à l'entrée une large bande passante ne se trouve guère amélioré. On

se montrera donc circonspect quant aux conclusions à adopter à la suite d'une contre-réaction. Celle-ci peut donc - sans que la théorie soit incriminée - tout aussi bien réagir ou pas réagir du tout sur la bande passante de l'étage...

La seule conclusion que l'on peut tirer c'est qu'**avec la CR d'intensité, la bande globale s'aligne à celle du circuit de sortie.** Condition préalable, toutefois : l'attaque doit se faire à basse impédance ce qui justifie toujours l'emploi d'un étage séparateur avant l'amplificateur vidéo.

CONSÉQUENCE SUR LE GAIN

Une contre-réaction d'intensité dans l'émetteur réduit le gain très fortement, on démontre, en effet que le gain, avec CR, devient :

$$g_{CR} = \frac{h_{21} R_p}{h_{11} + (h_{21} + 1) R_o} \neq \frac{R_p}{R_o}$$

Si h_{21} est très grand, ce qui correspond aux conditions initiales, le gain g_{CR} devient très simple.

Ainsi, dans le cas de la figure 9, il vient :

$$g_{CR} = \frac{2700}{470} \neq 5,7$$

ce qui est peu devant les 307

calculés et obtenus - en pratique - avec le 2N2483.

Ceci justifie, qu'en vidéo, il est parfois employé des transistors au gain en courant moins élevé mais à la résistance d'entrée plus faible afin d'accroître la bande de l'entrée, on peut dans le même esprit, faire de même pour le circuit de sortie : réduire la contre-réaction d'émetteur quand la bande chute en sortie revient à accroître le gain relatif. On obtient ceci en plaçant aux bornes de R_o un petit condensateur C_o (fig. 9) calculé de telle sorte que les constantes de temps $\theta_o = R_o C_o$ et $\theta_p = R_p C_p$ soient égales. Dans ce cas, on a en effet le gain :

$$g_{CR} = \frac{Z_p}{Z_o} = \frac{R_p}{1 + j R_p C_p \omega} \cdot \frac{1 + j R_o C_o \omega}{R_o} = \frac{R_p}{R_o}$$

Ce qui, en principe, devient indépendant de la fréquence.

Toutefois, en pratique, cela n'est pas aussi merveilleux car la bande n'est que déplacée vers le haut de gamme : on s'aperçoit en effet que la nouvelle bande devient empiriquement voisine de :

$$f_{qH} \neq \frac{R_p}{R_o} \cdot f_{qH}$$

Si le rapport R_p/R_o n'est pas trop grand.

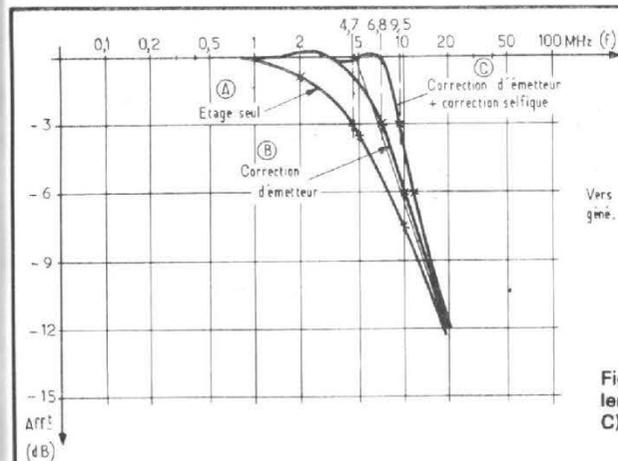


Fig. 13 : Bande passante du montage vidéo dans différents cas de correction.

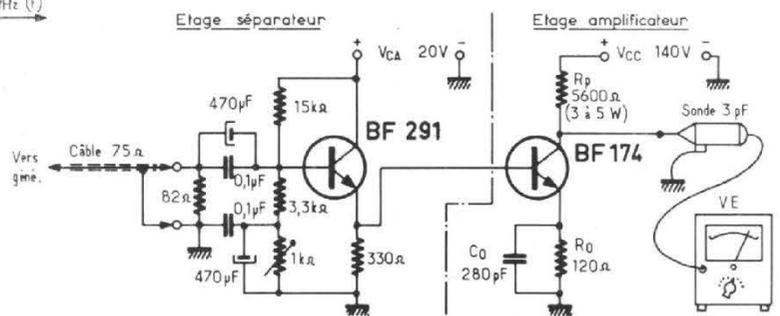


Fig. 12 : Etage vidéo de puissance précédé d'un étage séparateur qui assure également, par la liaison directe, le réglage du point de repos ($V_c = 100$ à 120 V sur C).



ce sigle est votre Garantie

Notre rôle : tester, mesurer, contrôler avec les appareils de mesure les plus modernes.

Nos qualités : l'indépendance financière et morale de notre Société,

La haute technicité de nos collaborateurs,
La rigueur des contrôles et des essais.

Nos références : de grandes marques, de grands revendeurs, tels que Grundig, Altec-Lansing, Saba, Barco, HRC, Ernice, GP Électronique, Quartz HI-FI, etc., nous confient les tests de leurs produits pour leurs services de vente et leurs clients.

Notre équipement de mesure :

Générateurs HF mono et stéréo : Marconi, Radiometer, Heathkit - **Générateurs BF avec distorsionmètre incorporés :** Sound Technology, Radiometer - **Générateurs BF :** Philips, Heathkit - **Wattmètres :** Sound Technology, Heathkit - **Oscilloscopes :** Tektronik, Hameg, Solartron, Philips, Heathkit - **Générateur d'impulsions :** Philips - **Amplificateur Sélectif :** A.O.I.P. - **Filtres :** Sennheiser - **Banc de mesure pour platine et magnétophone :** Ferrograph - **Analyseur en temps réel au tiers d'octave :** General radio - **Tables traçantes :** General Radio, Radiometer - **Préamplificateurs de mesure :** Altec Lansing, General Radio - **Microphones de mesure :** General Radio, AKG - **Sonomètre :** General Radio - **Amplificateur de mesure :** Dynaco - **Enceintes de référence :** Altec Lansing Monitor, etc., etc...

Essais : la campagne promotionnelle pour les essais des appareils d'amateurs est maintenant terminée, les essais seront facturés au temps passé avec devis.

CEMEA

centre d'études et de mesures électro-acoustiques

11 rue Guenot
75011 Paris. 371.06.37

Mais la réalité limite la bande à celle que veut bien disposer le circuit interne du transistor : voir les éléments C_{CE} et h_{22} dans le schéma équivalent de la figure 10.

$$f_{\max} = \frac{h_{22}}{2\pi C_{CE}}$$

Exemple : avec $C_{CE} = 0,8 \text{ pF}$ et $h_{22} = 25 \mu\text{S}$, $f_{\max} = 5 \text{ MHz}$.

En fait, on calcule difficilement cette bande car l'action du shunt de C_o sur la résistance d'émetteur bouleverse la compensation du courant d'entrée (voir, ci-dessus : effet de la CR) et la bande est celle que veut bien donner l'ensemble, n'en déplaise aux théoriciens !

En général, c'est l'expérimentation qui donne le point final à la théorie et des compromis sont souvent de rigueur. Dans le montage de la figure 9, avec $C_o = 120 \text{ pF}$, on relève la bande C de la figure 8, soit un élargissement de 1,6 avec un léger dépassement de valeur. Enfin, une compensation par self peut être également envisagée, en s'efforçant de satisfaire à la relation :

$$L = k R_p^2 \cdot C_p$$

avec $0,5 < k < 1$ selon la remontée souhaitée ; $k = 0,65$ est un bon compromis.

RÉALISATION PRATIQUE

Considérons le cas d'un étage dont la bande doit atteindre environ 10 MHz. On utilise un transistor « HT » BF174 alimenté sous 140 V (fig. 12) précédé d'un séparateur BF291 dont le point de repos est choisi de telle sorte qu'il apparaisse une centaine de volts sur le collecteur du BF174.

L'attaque a lieu, de préférence, en positif, s'il s'agit d'un signal vidéo de télévision.

Le gain de l'étage amplificateur s'élève à :

$$g_{CR} = \frac{5600}{120} \# 46$$

La mesure donne, en fait, 40...

Ce rapport est trop élevé pour apprécier la remontée réelle de bande passante due à la contre-réaction.

Totalisons les capacités qui se retrouvent sur le collecteur du BF174, on aboutit à $C_p = 6 \text{ pF}$ environ ; la bande passante du circuit de sortie est donc égale à :

$$f_{qH} = \frac{1}{2\pi \cdot 6 \cdot 10^{-12} \cdot 5,6 \cdot 10^3} = 4,7 \text{ MHz}$$

Il est impensable que la fréquence f_{qH} soit repoussée de 40 fois si l'on fait $C_o R_o = C_p R_p$. La mesure montre avec :

$$C_o = \frac{R_p C_p}{R_o} = \frac{5,6 \cdot 10^3 \cdot 6 \cdot 10^{-12}}{120} = 280 \text{ pF}$$

que la fréquence f_{qH} est repoussée à 6,8 MHz (fig. 13 courbe B).

Avec la compensation selfique, pour le choix :

$$L = 0,65 \cdot (5600)^2 \cdot 6 \cdot 10^{-12} = 120 \mu\text{H}$$

... il est obtenu une bande résultante de 9,5 MHz et, ce, avec un minimum de trous dans la bande (voir courbe C fig. 13).

Signalons que, pour la mesure, il est employé une sonde détectrice de 3 pF de capacité d'entrée. Cette sonde tient lieu d'étage séparateur.

(à suivre)

Roger Ch. HOUZÉ
professeur à E.C.E.

Prochainement :
Les étages séparateurs.

GENERATEUR

de signaux rectangulaires avec réglage de la durée des impulsions

Le montage de ce générateur est proposé par Siemens (voir à la fin de cet article référence 1) dans Components Report Vol. X N° 3, page 83.

Comme indiqué plus haut, il s'agit d'un générateur de signaux rectangulaires à fré-

quence constante et à durée des impulsions réglable. Cet appareil est intéressant dans diverses applications comme les mesures et la régulation par exemple.

La durée des impulsions peut être modifiée dans une large mesure, sans qu'il y ait

une influence sur la fréquence de l'oscillateur. Cette possibilité sera appréciée pour les essais d'équipements et des circuits de commande des convertisseurs et dans les alimentations à commutation.

A la figure 1 on donne le schéma du montage, utilisant un circuit intégré Siemens TDB 0556, un double temporisateur, analogue aux 556 ou deux 555.

Sur ce schéma, sont indiquées les valeurs des élé-

ments. Celles de R_1 , R_2 , C_1 , C_3 , R_3 peuvent être déterminées à l'aide de calculs simples basés sur les données du problème.

LE CI TDB 0566

Ce CI est monté dans un boîtier à 14 broches du type habituel. Il est vu de dessus à la figure 2 et ses 14 broches se branchent d'après les indications suivantes :

TDB 0566

BROCHES	DÉSIGNATION
1 (13) 2 (12)	Décharge Seuil
3 (11) 4 (10)	Tension de commande Remise à zéro (RESET)
5 (9) 6 (8)	Sortie Trigger
7 14	Masse (- alimentation) + alimentation + U_B

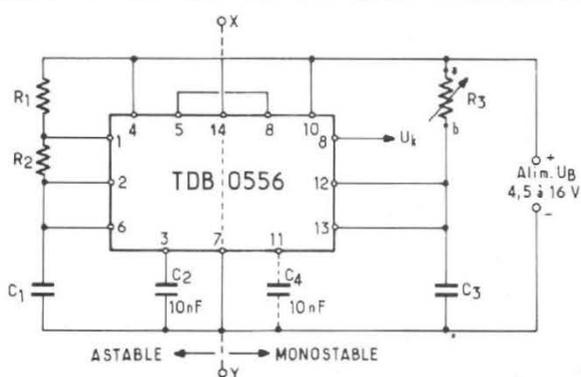


Fig. 1

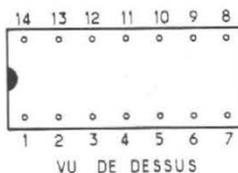


Fig. 2

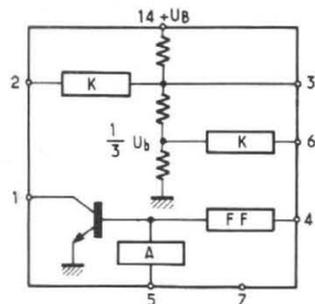


Fig. 3

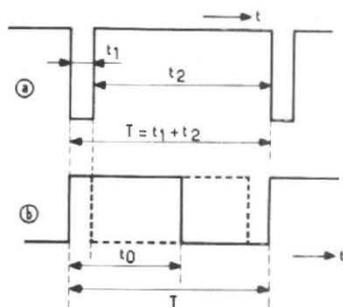


Fig. 4

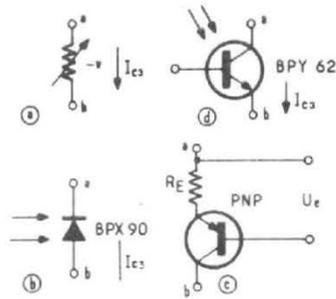


Fig. 5

Les broches dont les numéros ne sont pas mis entre crochets sont celles d'un élément, les autres, celles de l'autre élément. Les broches 7 et 14 sont communes aux deux éléments et permettent le branchement de l'alimentation unique de 4,5 à 16 V, par exemple 6 V, 9 V, 12 V, 15 V.

ANALYSE DU SCHEMA

A la figure 3, on donne le schéma intérieur de l'un des éléments du CI. A noter que les deux éléments sont identiques.

Le montage de la figure 1, à gauche du pointillé xy est un multivibrateur astable. On indique à la figure 4a, la forme des impulsions de sortie. Les périodes partielles sont t_1 et t_2 et la période totale est $T = t_1 + t_2$. La fréquence est $1/T$, évidemment. Les éléments et le rapport cyclique (duty cycle) v peuvent se calculer à l'aide des relations suivantes avec les unités : s, Ω , F :

$$t_1 = 0,693 R_2 C_1 \quad (1)$$

$$t_2 = 0,693 (R_1 + R_2) C_1 \quad (2)$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1,44}{(R_1 + 2 R_2) C_1} \quad (3)$$

$$v = \frac{t_1}{T} = \frac{1}{2 + (R_1/R_2)} \quad (4)$$

La valeur maximum du rapport cyclique t_1/T est 0,5. Pour une durée de commutation vers la conduction plus petite

que $0,8 \mu s$, les formules 1 à 4 ne sont plus applicables car le temps de retard de ce CI est de $0,7 \mu s$ environ.

LE MONOSTABLE

Le montage en monostable utilise l'autre élément du CI, avec les broches 7, 14, 8, 10, 9, 12, 13, 11.

Ce montage est déclenché par l'impulsion négative de sortie du multivibrateur astable grâce à la liaison entre les points 5 et 8 des deux éléments : 5 est la sortie du multivibrateur astable et 8 est l'entrée trigger du multivibrateur monostable.

A la figure 4 on a représenté :

- en (a) les impulsions U_5 au point 5 de sortie du multivibrateur astable,
- en (b) les impulsions de sortie U_A du multivibrateur monostable, point 9.

Elles ont la même période, T.

La durée de l'impulsion positive t_0 est donnée par :

$$t_0 = 1,1 R_3 C_3 \quad (5)$$

et cette donnée peut être ajustée par la valeur de R_3 .

R_3 , connectée aux points (a) et (b) peut être remplacée par des réseaux différents comme ceux représentés en (b), (c) et (d) figure 5. En (a) on a indiqué R_3 , traversée par le courant constant I_{C3} de C_3 . On la remplacera également par une thermistance pour des applications de thermométrie.

Si l'on remplace R_3 par la photodiode BPX 90 (figure 5b) ou par une phototransistor BPY 62 (fig. 5a) la durée de l'impulsion est :

$$t_0 = \frac{0,666 U_B C_3}{I_{C3}} \quad (6)$$

Pour un bon fonctionnement du monostable prendre $t_1 < t_0$.

La valeur minimum de t_0 est :

$$t_{0 \text{ min.}} = 6 \mu s \quad (7)$$

Au cas où des tensions parasites se superposeraient sur la tension d'alimentation, le montage sera amélioré en utilisant les capacités C_2 et C_4 de 10 nF chacune.

APPLICATIONS

Voici à titre d'exemple, les applications suivantes :

Figure 5a : R_3 est remplacée par une thermistance. La variation de la température fera varier la thermistance et de ce fait, le monostable donnera des impulsions de durée t_0 , dépendante de la température.

Avec des photodiodes ou des phototransistors, entre a et b, la durée t_0 des impulsions se déterminera d'après l'équation 6.

En (c) figure 5, on donne le montage, entre a et b, d'un réglage par une tension, de la durée de l'impulsion.

A la figure 6, on montre l'emploi d'un dispositif de séparation galvanique (c'est-à-dire, en continu) dans une alimentation à commutation.

Le montage décrit possède les avantages suivants :

- 1) Peu de composants extérieurs.
- 2) Fréquence très constante.
- 3) Durées de montée et de descente des impulsions de l'ordre de 100 ns.
- 4) Alimentation de 4,5 à 16 V.
- 5) Courant de sortie élevé (plus de 200 mA).
- 6) Sortie compatible avec les TTL.

EXEMPLE DE CALCUL

Voici un exemple que nous avons choisi pour illustrer l'emploi des formules :

Soit $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ et $C_1 = 10 \mu\text{F}$

Adoptons un rapport cyclique v de 0,25. Cela donne, en vertu de la formule (4) :

$$v = 0,25 = \frac{1}{T} = \frac{1}{2 + (R_1/R_2)} = \frac{1}{4}$$

$$\text{d'où : } 2 + (R_1/R_2) = 4$$

$$\text{et : } R_1/R_2 = 2 \text{ ou } R_1 = 2 R_2$$

$$\text{Comme } R_1 = 10 \text{ k}\Omega,$$

$$R_2 = R_1/2 = 5 \text{ k}\Omega$$

La formule (1) donne :

$$t_1 = 0,693 \cdot R_2 C_1$$

$$\text{ou } t_1 = 0,693 \cdot 5 \cdot 10/1000 \text{ sec.}$$

$$\text{ou } t_1 = 0,03455 \text{ s} = 34,55 \text{ ms}$$

Le rapport cyclique étant de 0,25, on a (d'après 4) :

$$T = t_1/0,25 = 4 t_1 = 138,2 \text{ ms}$$

et la fréquence est :

$$f = 1/T \text{ ou (avec } T \text{ en ms)}$$

$$f = \frac{1}{138,2} = 0,00723 \text{ 589 kHz}$$

$$\text{ou } f = 7,23589 \text{ Hz}$$

Vérifions la formule (2) :

$$t_2 = 0,693 (R_1 + R_2) C_1$$

On a :

$$t_2 = T - t_1 = 103,65 \text{ ms}$$

et on trouve aisément que t_2 (en ms) donné par la formule (2) s'écrit :

$$t_2 = 0,693 \cdot 150 \text{ ms}$$

$$\text{ou } t_2 = 103,95 \text{ ms}$$

valeur très proche de celle donnée, l'erreur étant due à des coefficients arrondis.

On a donc :

$$\begin{aligned} f &= 7,23589 \text{ Hz,} \\ T &= 138,2 \text{ ms,} \\ t_1 &= 34,55 \text{ ms,} \\ t_2 &= 103,65 \text{ ms,} \\ C_1 &= 10 \mu\text{F,} \\ R_1 &= 10 \text{ k}\Omega, \\ R_2 &= 5 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Le monostable doit satisfaire à $t_0 < T$. Prenons $t_0 = 0,5 T = 69,1 \text{ ms}$. Si $C_3 = 10 \mu\text{F}$ par exemple, la formule (5) donne :

$$R_3 = \frac{t_0}{1,1 C_3} \text{ ohms}$$

$$\text{ou } R_3 = \frac{6910}{1,1} = 6281 \Omega$$

Si les temps où les fréquences sont données, ainsi que le rapport cyclique, on pourra également utiliser les formules (1) à (5). De (4) on tire immédiatement $R_1/2$ en fonction de v . De R_1/R_2 on déduit $R_1 + 2 R_2$ en fonction de R_1 . Si l'on se donne C_1 on trouve R_2 à l'aide de (1).

Il va de soi que plus f est faible, plus les valeurs de R_1 , R_2 , R_3 , C_1 et C_3 seront élevées.

D'autres montages utilisant ce CI (ou son équivalent le 566) ont été proposés antérieurement.

Référence : Square Wave Generator with adjustable pulse duration and constant frequency (comp. rép. X, 1975 N° 3, article signé Alfred Hanenstein). Ceux qui s'intéressent aux montages électroniques et aux nouveaux composants pourront trouver des renseignements intéressants dans cette publication de SIEMENS (en anglais) que l'on peut se procurer en s'y abonnant.

AMPLIFICATEUR DARLINGTON AVEC TDA 1420

Bien qu'ancien, le Darlington est à l'ordre du jour en électronique grâce aux nouveaux CI proposés par la plupart des fabricants de semi-conducteurs.

Le TDA 1420 proposé par

SGS - ATEs est un circuit intégré linéaire en boîtier Pentawatt, ce boîtier se prêtant aisément au montage des dissipateurs de chaleur.

Dans ce CI on trouve également le système de polarisation associé aux étages finals.

Parmi ces applications du TDA 1420, citons :

- (1) commande d'un moteur pour continu
- (2) amplificateur final à la suite d'un amplificateur opérationnel
- (3) étages finals des amplificateurs Hi-Fi de 20 W par canal
- (4) amplificateur de sortie dans les bases de temps de déviation verticale des appareils de TV couleur et bien d'autres applications.

A la figure 7 on donne l'aspect du boîtier « pentawatt » de ce CI. Les broches sont :

- 1 = entrée de l'élément « inférieur » (fig. 8)
- 2 = entrée de l'élément supérieur
- 3 = alimentation $-V_s$
- 4 = sortie du signal
- 5 = alimentation $+V_s$

On retrouve ces points au schéma de la figure 8 qui représente le montage intérieur de ce CI.

L'élément « supérieur » comporte à l'entrée un transistor PNP tandis que l'autre élément Darlington est muni d'un NPN à l'entrée.

Les deux transistors de sortie sont des NPN, ce qui justifie la désignation de « quasi-complémentaire ».

Le point 5, collecteur est à relier au + et le point 3, émetteur, au - de l'alimentation.

Pratiquement, il n'y a qu'une seule alimentation, le $-V_s$ étant la masse, en général.

CARACTÉRISTIQUES

Les valeurs maxima absolues, à ne pas dépasser sont : $V_{CEO} = 44 \text{ V}$ $V_{CBO} = 55 \text{ V}$, courant de sortie non répétitif : 3,5 A. Courant de sortie continu : 3 A. Courant direct de D_1 : 0,3 A. Courant direct de D_2 : 3 A. Dissipation de puissance à $T_0 = 60^\circ\text{C}$: 30 W. Température de stockage et de jonction : -40°C à $+150^\circ\text{C}$.

Une tension d'alimentation normale de 40 V donnera d'excellents résultats, mais 30 à 38 V peuvent aussi suffire.

MONTAGE D'APPLICATIONS

Voici à la figure 9 un schéma utilisable dans un amplificateur Hi-Fi à puissance de sortie 15 à 20 W.

L'entrée représentée à gauche, reçoit le signal provenant de la partie préamplificatrice de l'amplificateur monophonique ou d'un canal stéréophonique.

Le signal est transmis par C_1 à la base de Q_1 , un PNP monté en émetteur commun et dont le collecteur est en liaison directe avec la base de Q_2 , un NPN monté également en émetteur commun, mis à la masse.

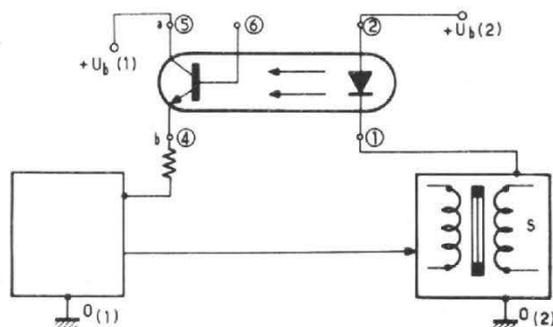


Fig. 6



Fig. 7

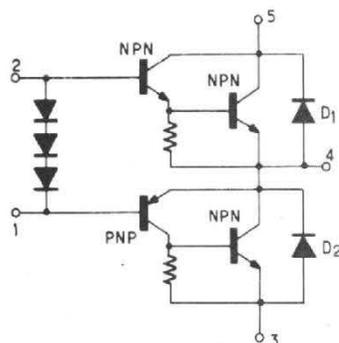


Fig. 8

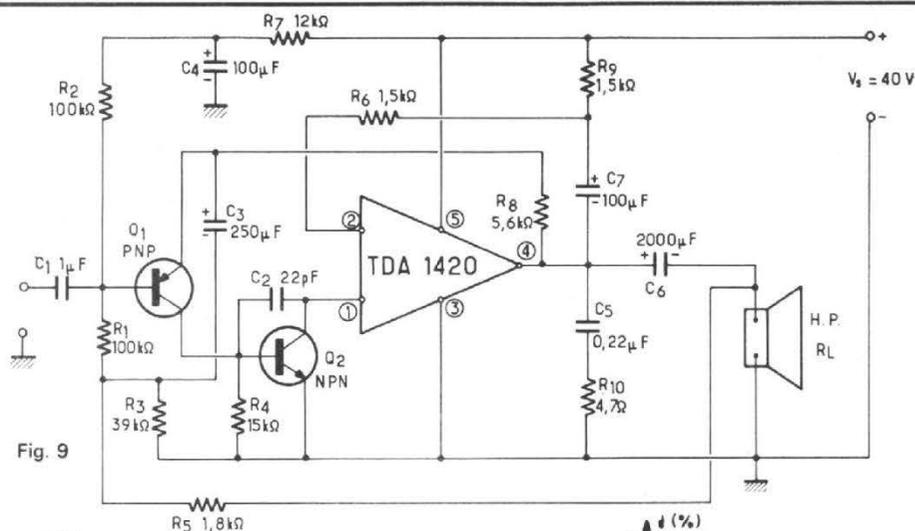


Fig. 9

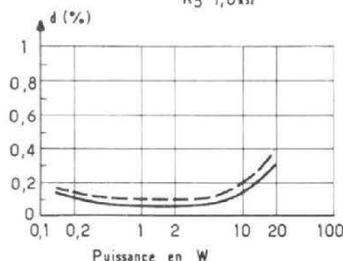


Fig. 10

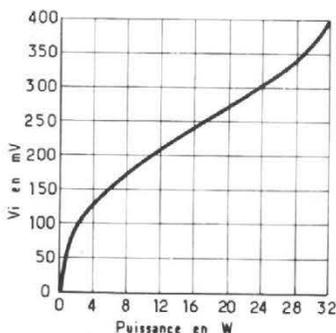


Fig. 12

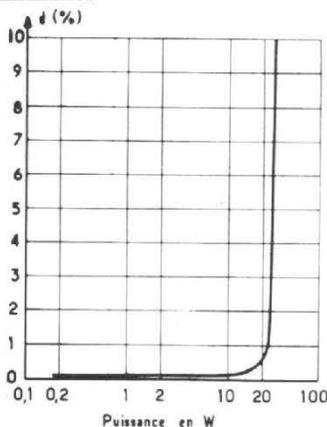


Fig. 11

Le transistor Q_1 sert aussi à la contre-réaction en continu qui s'exerce depuis la sortie, point 4 du CI, jusqu'à l'émetteur de ce transistor, par l'intermédiaire de R_8 , avec le circuit correcteur $C_3 - R_3$.

La base de Q_1 est polarisée par R_2 du côté + et par R_1 et R_3 du côté -.

Une deuxième contre-réaction, en alternatif, s'effectue à partir du haut-parleur vers la base, par R_1 et R_5 et vers l'émetteur, par C_3 .

Le signal amplifié par Q_1 et Q_2 est appliqué à l'entrée point 1 du TDA 1420. L'autre entrée, point 2, reçoit, elle aussi, un signal de contre-réaction provenant de la sortie, par l'intermédiaire de C_7 et R_6 .

Ensuite, on voit que l'alimentation est connectée aux points 5 (+ 40 V) et 3 (masse).

À la sortie, point 4, on trouve le circuit de correction $C_5 - R_{10}$ et, bien entendu, le haut-parleur, par l'intermédiaire de C_6 de 2000 μ F.

MESURES

Ce montage peut fonctionner avec une tension d'alimentation de 34 V seulement dans d'excellentes conditions, avec une puissance de 20 W et une distorsion d , très réduite.

Aux mesures, on a constaté que la distorsion d est inférieure à 0,2 % jusqu'à $P = 15$ W et de 0,3 % à 20 W,

la mesure ayant été faite à 40 Hz.

À 1 kHz, la distorsion est encore moindre 0,1 % environ (voir figure 10). La charge R_L est un HP de 4 Ω . Le gain est de 30 dB, en tension.

À la figure 11, on montre la courbe à 1 kHz, étendue vers les puissances supérieures à 20 W. La distorsion croît rapidement au-delà de 25 W mais cette puissance ne doit pas être atteinte en fonctionnement normal.

Voici à la figure 12 une courbe donnant la sensibilité en fonction de la puissance. Cette courbe est indispensable à connaître pour savoir quelle est la tension à appliquer à l'entrée pour obtenir la puis-

sance de sortie requise. On voit que pour 6 W il faut 150 mV, pour 10 W il faut 190 mV et pour 20 W, il faut 280 mV à l'entrée. Cette courbe est valable avec 34 V d'alimentation ; $R_L = 4 \Omega$, $f = 1$ MHz et un gain de tension de 33 dB.

Les valeurs des tensions d'entrée indiquées ci-dessus, montrent que des préamplificateurs sont nécessaires avec des sources donnant des tensions de quelques millivolts comme par exemple un microphone ou un PU magnétique.

Avec 36 V d'alimentation, les résultats sont également remarquables. La distorsion est de l'ordre de 0,1 %, la charge de sortie doit être, alors, de 8 Ω .

Avec cette charge, la puissance sera limitée à 15 W, car la distorsion atteint 4 % à 20 W.

La sensibilité est caractérisée par 350 mW pour 15 W, donc moins bonne que dans le cas précédent.

Cet amplificateur pourra être précédé de deux CI préamplificateurs, l'un pour la correction et l'autre pour les réglages de tonalité. On utilisera un des nombreux montages décrits précédemment dans notre journal.

LE TDA 1410

Ce CI est analogue au TDA 1420 et tout ce qui vient d'être dit au sujet de l'un est valable pour l'autre, sauf la puissance qui est de 12 W au lieu de 20 W, pour le TDA 1410.

Le schéma de la figure 9 est inchangé pour le TDA 1410, sauf : $R_9 = 1,2$ k Ω , alimentation de 25 V.

Les caractéristiques concernant la distorsion et la sensibilité sont celles du TDA 1420, à peu de chose près : il faut 220 mV pour 15 W à la sortie.

Utiliser un HP de 4 Ω . Avec 27 V, le HP sera de 8 Ω et la puissance ne devra pas dépasser 10 W, la distorsion augmentant rapidement.

En utilisant les CI de ce

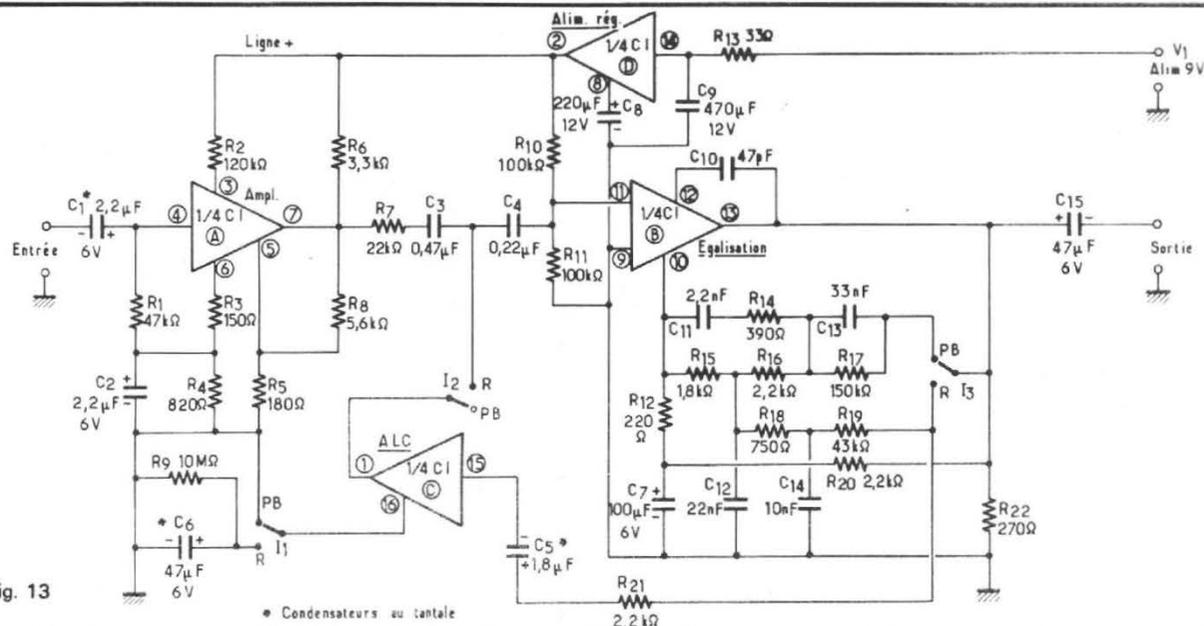


Fig. 13

* Condensateurs au tantale

genre, prendre toutes les précautions nécessaires pour leur montage avec dissipateurs de chaleur. La résistance thermique est de 3°C/W max. pour les deux CI (donc égale ou inférieure à cette valeur).

D'autres indications sur ces CI seront données par la suite, concernant le choix des transistors Q_1 et Q_2 , dont nous n'avons pas encore les caractéristiques.

Référence : document SGS-ATES Paris.

PRÉAMPLIFICATEURS A CI TDA 1054

Voici maintenant le schéma d'un ensemble préamplificateur, recommandé pour précéder les CI décrits plus haut. Il s'agit d'un CI contenant quatre éléments amplificateurs permettant ainsi, toutes sortes de combinaisons de préamplification.

Le schéma de ce préamplificateur est original et rarement décrit, destiné aux signaux d'un ensemble de récepteurs et magnétophones, en lecture et enregistrement.

Les quatre éléments de ce CI sont utilisés. Noter d'abord que le TDA 1054 est monté dans un boîtier de forme rectangulaire à 16 broches

comme indiqué à la figure 2 où il est vu de dessus.

Considérons ensuite le schéma de la figure 13 qui donne le détail du montage proposé.

A l'entrée se branchera la source des signaux à enregistrer. Cette source est souvent la sortie d'un détecteur de récepteur de radio AM ou FM ou de son - TV.

En principe, le montage de la figure 13 est monophonique, mais il suffira de le doubler pour qu'il soit stéréophonique. Dans ce cas, les contacts homologues seront conjugués si désiré.

Le signal à enregistrer est transmis par C_1 à une entrée, point 4 de l'élément que nous désignerons arbitrairement par (A).

Quelle que soit la position des commutateurs $I_1 - I_2 - I_3$ conjugués, le signal amplifié est transmis par R_7, C_3 et C_4 à l'entrée point 11 de l'élément désigné par B.

Après amplification, ce signal est transmis, du point 13, à la sortie, par C_{15} . Il parvient alors à la tête d'un enregistrement.

Si $I_1 - I_2 - I_3$ sont en position PB = lecture, l'entrée est connectée à la tête de lecture et la sortie à l'entrée d'un amplificateur de puissance comme par exemple ceux

décrits plus haut, directement ou par l'intermédiaire d'un préamplificateur muni de réglages de tonalité.

Les fonctions de $I_1 - I_2 - I_3$ sont d'adapter le montage lecteur-enregistreur à chacune de ces deux applications.

Soit le cas de la lecture, position des contacts indiqués sur le schéma. Le signal de sortie est transmis par I_3 à un réseau correcteur composé de R_{14} à $R_{17}, C_{11}, C_{13}, R_{12}$ et C_7 effectuée par contre-réaction vers l'entrée inverseuse 10 de l'élément (B) désigné aussi comme « égalisateur » ou égaliseur en raison de sa fonction.

La sortie 1 de l'élément (C) n'est pas connectée en position lecture. En position enregistrement, le signal de sortie passe, du point 13 de l'élément (B) à un réseau de correction RC différent de celui de lecture. Ce réseau aboutit également au point 10 de cet élément et constitue une contre-réaction sélective valable en enregistrement R.

Le signal de sortie est également transmis par R_{21} et C_5 à l'entrée 15 de l'élément (C) qui l'amplifie. De la sortie 1 de cet élément, le signal passe par I_2 en position R pour parvenir, par l'intermédiaire de C_4 , à l'entrée 11 non inverseuse de l'élément B.

Cette ligne de rétroaction,

passant par l'élément (C) entre les points 13 (sortie) et 11 (entrée non inverseuse) de l'élément (B) est une boucle de contre-réaction car l'élément (C) est inverseur entre l'entrée 15 et la sortie 1.

L'action de l'élément (C) désigné par ALC (commande automatique de niveau, en anglais Automatic Level Control), a pour mission comme son nom l'indique, de maintenir à des valeurs admissibles, le niveau du signal appliqué à la tête d'enregistrement, ce qui est une fonction de compression.

L'élément (D) est intercalé entre le point +9V (+ V_s) et la ligne positive de l'ensemble aboutissant au point 2. Cet élément sépare le montage de l'alimentation et assure la rejection des parasites.

Indiquons aussi que l'élément (A) est un amplificateur à faible bruit, ce qui est tout indiqué pour une application de ce genre.

Le TDA 1054 permet aussi la réalisation d'un préamplificateur pour PU magnétiques et microphones.

A noter que les condensateurs, marqués par un signe *, doivent être au tantale : C_1, C_5, C_6 .

F.J.

Référence : documents SGS-ATES.

LES CORRECTIONS EN AMPLIFICATIONS BASSE FREQUENCE

SUR tout amplificateur BF de qualité, il est important de prévoir différentes corrections dans la réponse « amplitude/fréquence » précisément dans le but de tenir compte des corrections volontaires effectuées, soit lors des émissions de radio FM, soit lors de l'enregistrement des disques, soit enfin lors de l'enregistrement des bandes magnétiques. Grâce à de telles **compensations**, si elles sont correctement effectuées, on peut espérer obtenir une courbe de réponse globale résultante pratiquement plate.

En règle générale, les signaux BF du registre sonore comprennent moins **d'énergie** sur les fréquences élevées que sur les fréquences graves. De ce fait même, le rapport « signal/bruit » est donc moins favorable aux fréquences élevées. C'est la raison pour laquelle on procède volontairement à une augmentation du niveau des fréquences supérieures (souvent appelée **préaccentuation**) et cela, aussi bien pour les émissions FM que pour les enregistrements sur disque ou sur bande.

En conséquence, l'amplificateur de reproduction doit être équipé d'un système correcteur de désaccentuation atténuant les fréquences élevées et compensant exactement la préaccentuation.

PRÉACCENTUATION DES ÉMISSIONS FM

Dans le cas des émissions FM, plus la déviation est importante, plus on élimine le souffle; mais plus la fré-

quence de modulation est élevée, moins la suppression du bruit est complète. Ce phénomène est dû à l'index de modulation inférieur sur les fréquences de modulation élevées. En conséquence, dans un émetteur FM qui ne comporterait pas de dispositif de préaccentuation, l'index de modulation et le rapport « signal/bruit » seraient faibles aux fréquences supérieures du registre sonore.

La préaccentuation est obtenue par un réseau RC de 75 μ s dont la courbe « amplitude/fréquence » est repré-

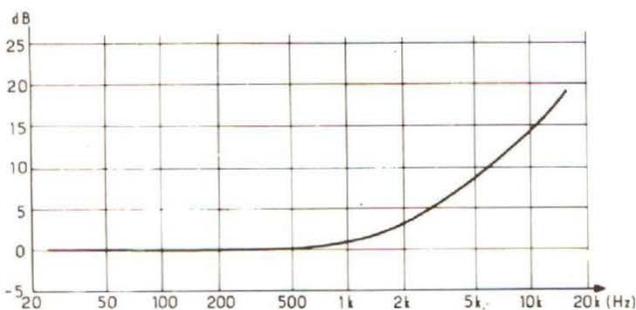


Fig. 1a.

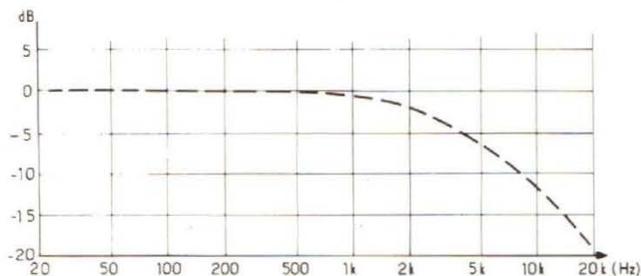


Fig. 1b.

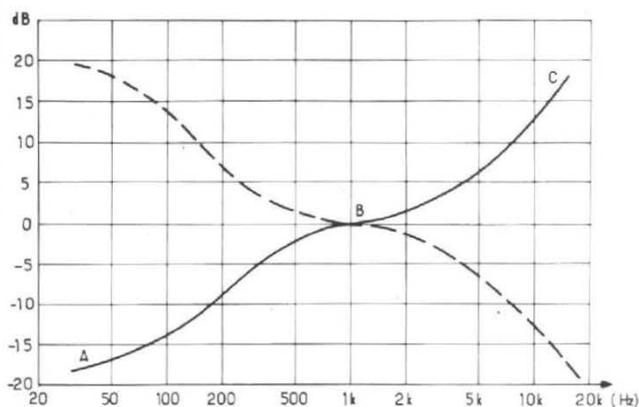


Fig. 2

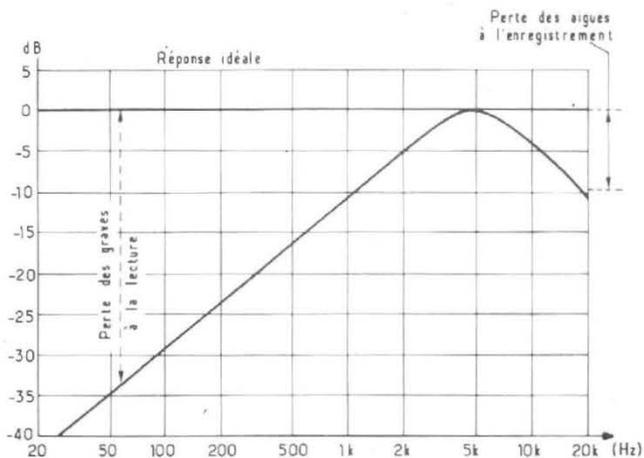


Fig. 3

sentée sur la figure 1 en trait plein ; cette préaccentuation débute sensiblement vers 400 ou 500 Hz et croît pour atteindre 17 dB environ vers 15 000 Hz.

Il va de soi que la désaccentuation nécessaire à la reproduction doit être une courbe de réponse rigoureusement symétrique et inverse. Nous l'indiquons au-dessous en pointillés ; l'atténuation doit être de -17 dB à 15 000 Hz, et dans ces conditions, la courbe résultante globale est plate.

CAS DES DISQUES

Deux raisons rendent nécessaires les corrections effectuées pour les enregistrements des disques :

— L'amplitude du déplacement du burin graveur qui ne doit pas dépasser la largeur du sillon du disque ;

— Le bruit de fond aux fréquences élevées.

Pour des raisons mécaniques, la vitesse du burin enregistreur est constante pour une puissance d'entrée constante. Le déplacement de ce burin devient donc prohibitif aux fréquences basses et, de ce fait, on est obligé de diminuer le niveau de celles-ci.

Par ailleurs, on a constaté que dans un ensemble de reproduction de disques, le souffle est plus important aux fréquences les plus élevées, et en tout cas supérieur à celui des fréquences moyennes ou basses. Pour améliorer le rapport « signal/bruit », compte tenu que l'amplitude moyenne des signaux de fréquences élevées demeure faible, on effectue à l'enregistrement une préaccentuation aux fréquences élevées.

Depuis le début de la fabrication des disques microsillons, plusieurs courbes d'enregistrement ont été proposées. En 1950, la R.I.A.A. (Record Industry Association of America) a opté pour une correction standard, finalement adoptée à son tour en 1964 par la N.A.B. (National Association of Broadcasters).

La courbe d'enregistrement des disques selon les normes R.I.A.A. est représentée sur la figure 2 (en trait plein). Trois parties remarquables sont à noter sur cette courbe :

— La partie A qui correspond à l'affaiblissement des graves nécessaire par la réduction de l'amplitude du déplacement du burin graveur ;

— La partie B qui correspond aux fréquences moyennes (ou médium) avec caractéristique de vitesse constante et ampli-

tude augmentant avec la fréquence ;

— La partie C qui correspond aux fréquences élevées (aiguës) avec préaccentuation augmentant avec la fréquence.

Sur la même figure, la courbe d'égalisation R.I.A.A. de l'ensemble reproducteur est représentée en pointillés. Ici également, on voit qu'elle est l'inverse symétrique de la courbe d'enregistrement, moyennant quoi la réponse résultante globale est plate.

D'autre part, le souffle ou bruit de fond susceptible d'être généré par la chaîne amplificatrice de reproduction étant ce qu'il est, se situe néanmoins dans la bande des fréquences élevées. Etant donné que l'on est obligé d'apporter une atténuation de l'ordre de 6 dB par octave pour les aiguës afin de corriger l'enregistrement, il est bien évident que de ce fait le souffle se trouvera automatiquement atténué lui aussi dans les mêmes proportions.

CAS DES ENREGISTREMENTS SUR BANDE MAGNÉTIQUE

Ici, les corrections sont nécessaires pour deux raisons : l'affaiblissement des

aiguës pendant l'enregistrement et l'affaiblissement du niveau des graves à la lecture.

La figure 3 montre la courbe de réponse approximative, mais bien caractéristique, d'un enregistreur-lecteur (magnétophone) qui ne comporterait pas de correction. L'amplitude des tensions de sortie d'une tête de lecture de magnétophone croît avec la fréquence de 6 dB par octave. Cette variation est due au fait que la tête de lecture est un organe sensible à la vitesse, répondant au taux de variation (fréquence) pour un flux constant (signal enregistré sur bande). Ce phénomène provoque donc une chute de réponse des fréquences basses par rapport aux fréquences moyennes.

D'autre part, au cours de l'enregistrement (toujours sans correction), les fréquences élevées sont atténuées en raison du phénomène de self-démagnétisation et des pertes « prémagnétisation-effacement ».

En conséquence, les corrections devront apporter un relèvement des fréquences graves et des fréquences aiguës. Bien entendu, cette « égalisation » peut être effectuée durant l'enregistrement, ou durant la lecture, ou pendant les deux. Le tout est

d'obtenir finalement une courbe de réponse plate lors de l'audition, avec le minimum de distorsion et aussi avec un rapport « signal/bruit » maximum.

Une pratique assez courante consiste à relever énergiquement le niveau des aiguës à l'enregistrement ; on relève aussi parfois, simultanément le niveau des graves, mais cependant beaucoup moins nettement. Ces corrections ne doivent pas toutefois provoquer une saturation de la bande aux fréquences considérées.

D'autre part, lors de la reproduction, on opère un très net relèvement des basses afin d'obtenir une courbe de réponse plate. Par contre, on n'effectue aucun relèvement sur les aiguës afin de ne pas augmenter le souffle ; bien au contraire, si les aiguës ont été énergiquement relevées lors de l'enregistrement, il pourra même être nécessaire de les atténuer lors de la reproduction afin d'obtenir une courbe de réponse plate... correction qui provoquera simultanément une réduction du souffle.

La normalisation consiste à spécifier une caractéristique de lecture incluant les corrections des graves et des aiguës. Examinons la figure 4 dessinée uniquement à titre

d'exemple. Un flux constant avec la fréquence est maintenu dans la tête de lecture et la courbe en pointillés symbolise la courbe de réponse idéale (tension de sortie augmentant avec la fréquence dans le rapport de 6 dB par octave).

La courbe en trait plein montre la sortie réelle de l'amplificateur de lecture avec le relèvement des graves et la perte aux fréquences élevées. Pratiquement, l'ensemble de lecture est réglé à l'aide d'une bande magnétique étalonnée d'essai, enregistrée selon les normes standardisées, afin d'obtenir un niveau de sortie aussi plat que possible aux diverses fréquences.

Mais un autre point doit être pris en considération ; c'est celui de la vitesse de défilement de la bande (19-9,5 ou 4,75 cm/s) ; lorsque la vitesse diminue, les pertes aux fréquences élevées augmentent. En conséquence, une correction étudiée pour une vitesse donnée ne convient pas pour les autres vitesses ; théoriquement, il faut un système de correction pour chaque vitesse prévue sur la machine. Pour assurer la compatibilité (bande enregistrée sur une machine et reproduite par une autre), il était nécessaire d'adopter une méthode standard d'égalisation ; ce furent

les courbes d'égalisation R.I.A.A. et N.A.B. utilisées dès 1965 sur les magnétophones classiques, ainsi que les courbes d'égalisation R.I.A.A. utilisées depuis 1968 sur les magnétophones à cassettes.

La figure 5 représente trois courbes caractéristiques de lecture longtemps exploitées. La courbe A est celle spécifiée par N.A.B. et par R.I.A.A. pour 19 cm/s. La courbe B est préconisée par N.A.B. pour 9,5 et pour 4,75 cm/s, et par R.I.A.A. pour 9,5 cm/s seulement. La courbe C n'est pas exploitée par N.A.B., mais adoptée par R.I.A.A. pour la seule vitesse de 4,75 cm/s. C'est également la courbe préconisée par « Philips » pour la lecture des cassettes normales.

Tout cela semble assez nébuleux et il paraît difficile de parler de véritables normalisations. Ce n'est hélas pas tout ! En effet, il faut aussi tenir compte de la composition du revêtement magnétique de la bande : bande ordinaire à l'oxyde de fer, bande au dioxyde de chrome, bande mixte à double couche (oxyde ferrique + dioxyde de chrome), bande dopée au cobalt, bande dite « épitaxiale » (gamma hématite + cobalt ferrite), etc. autant de bandes ayant des courbes de

réponse intrinsèques différentes !

A cela, il nous faut encore ajouter les cassettes dites « dolbyisées ». Rappelons brièvement que le « dolby » est un système non linéaire dont la réponse en fréquence dépend du niveau du signal appliqué à son entrée. L'écoute d'un enregistrement magnétique, en particulier lors d'un pianissimo, est souvent entachée d'un souffle audible. Ce souffle est dû à des composantes de bruit à fréquences élevées, mais il est seulement perceptible dans les pianissimi ou les silences. Le système Dolby ne traite les signaux que lorsque le niveau est faible. A l'enregistrement, les signaux de fréquences élevées et de faibles amplitudes sont relevés. Lors de la lecture, le processus inverse est appliqué, et donc ces mêmes signaux sont atténués.

Parmi ces faibles signaux, se trouve à un niveau plus faible le bruit de bande qui apparaît seulement à la lecture. Comme ce bruit est composé en majeure partie de tensions concernées par le système Dolby, le souffle de bande se trouve simultanément atténué. La réponse théorique du procédé Dolby est montrée sur la figure 6 (caractéristiques d'enregistrement « niveau/fréquence »).

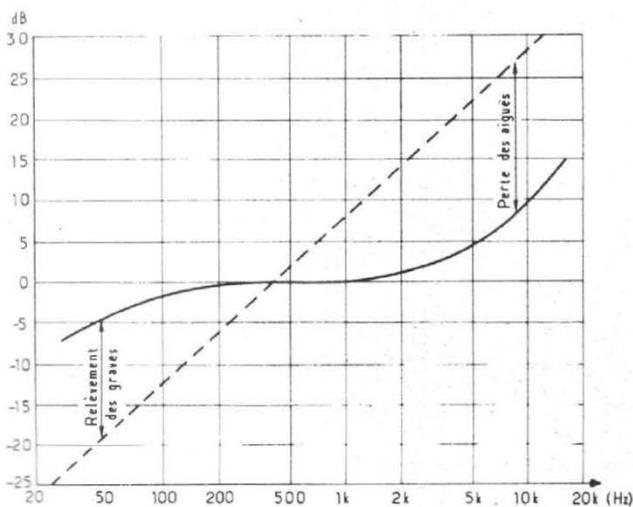


Fig. 4

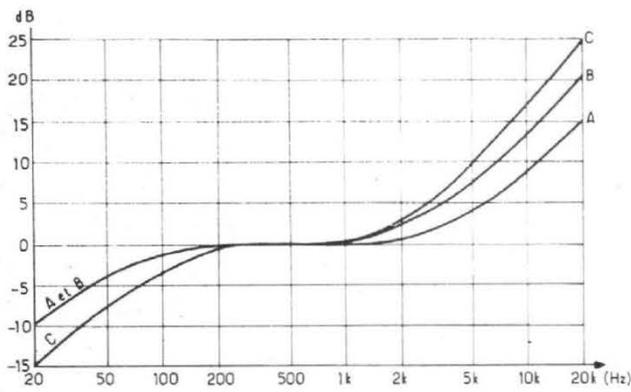
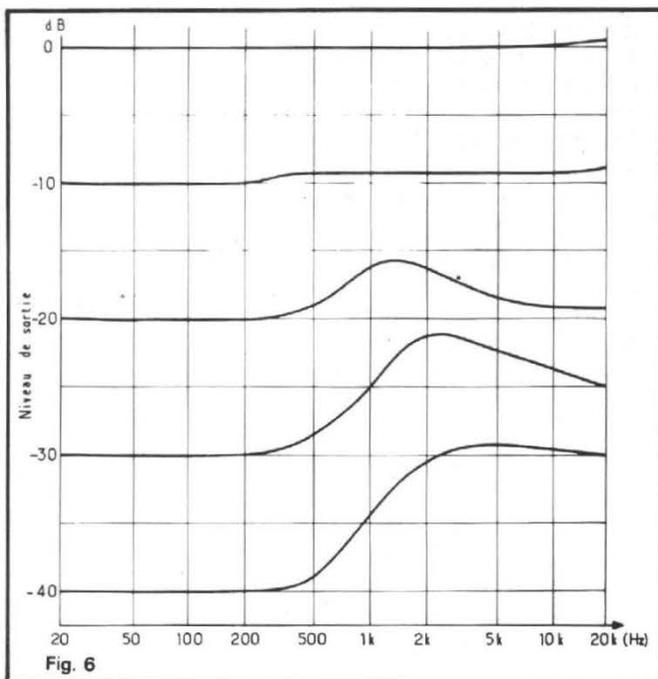


Fig. 5



Bien entendu, la reproduction correcte d'un enregistrement dolbylisé nécessite un ensemble de reproduction muni du système correcteur Dolby. Toutefois, disons que certains fabricants de cassettes dolbylisées pré-enregistrées conseillent tout simplement d'atténuer systématiquement au maximum les aiguës lors de la reproduction ; avouons cependant que c'est une solution qui est loin d'être parfaite, car elle ne tient évidemment pas compte du niveau.

Est-ce pour la complexité qui en découle ? Est-ce le prix de revient du correcteur spécial ? Est-ce pour un autre motif ? Mais le procédé Dolby ne semble pas avoir convaincu ! En effet, certains constructeurs qui annonçaient à grand renfort de publicité, il y a quelques mois, que leurs amplificateurs étaient dolbylisés, n'en parlent plus... et paraissent être revenus aux constructions antérieures.

De toutes ces considérations, il est clair qu'un système de correction unique pour la reproduction des bandes magnétiques est d'une réalisation impossible. On pourra admettre un système correcteur réalisant l'essentiel ; mais

l'action de ce dispositif devra être complétée par le réglage séparé des graves et des aiguës au niveau requis, souhaité, ou apprécié par l'auditeur.

Il en va d'ailleurs très exactement de même dans le cas de l'audition des émissions FM ou de l'audition des disques. Certes, les différences sont peut-être moins importantes, mais elles existent. En fait, les courbes d'enregistrement des disques (par exemple) sont très théoriques et elles ne sont pas toujours respectées. L'amateur de disques ne nous démentira certainement pas, car tout comme nous, il aura inévitablement constaté des différences notables dans les niveaux des graves et des aiguës entre telle ou telle marque (voire dans la même marque d'un enregistrement à un autre !).

En conséquence et en conclusion, il est capital - outre les corrections fixes d'égalisation - d'avoir la possibilité de réglages indépendants des graves et des aiguës, et de savoir judicieusement s'en servir afin d'apporter les exactes corrections additives et complémentaires nécessaires.

Roger A. RAFFIN

Nouveau record prix/ performance



le multimètre numérique SIMPSON 464 1160 F* ht

- 6 gammes de courant continu et alternatif jusqu'à 10 A
- 6 gammes de résistance jusqu'à 20 MÉGOHMS
- 5 gammes de tensions alternatives jusqu'à 600 volts
- 5 gammes de tensions continues jusqu'à 1000 volts

Autres caractéristiques ;

- 2 000 points, affichage électro-luminescent
- Technologie LSI, haute fiabilité
- Zéro automatique
- Boîtiers anti-chocks, haute résistance avec poignée inclinable
- Poids : 1,400 kg
- Alimentation secteur
- En option : Alimentation par batterie rechargeable/secteur

- Accessoires : Sonde H.F. 250 MégaHertz
- Sonde H.T. 40 kV
- Pince-transformateur : 0 - 200 A

*Prix décembre 1975

elexo

8, rue Sainte-Lucie, 75015 Paris
Tél. 577.95.70
Télex : ELEXO PARIS 26 0073



(Suite voir N° 1539)

DANS nos précédents articles nous avons publié le schéma synoptique d'un téléviseur noir et blanc et celui d'un téléviseur couleur. Nous avons ainsi examiné les principaux éléments constituant un téléviseur. Nous sommes maintenant en mesure d'étudier plus en détail ces différents éléments. Nous allons voir aujourd'hui comment sont composés les amplificateurs de la chaîne vision d'un téléviseur monochrome.

Les amplificateurs sont chargés de rendre utilisable les tensions captées par l'antenne. Ces tensions sont très faibles et dépendent beaucoup de la distance entre l'émetteur et l'antenne réceptrice. De plus, si le câble de descente d'antenne est long - plusieurs dizaines de mètres - l'atténuation de tension le long de ce câble n'est pas négligeable. On peut s'attendre à l'entrée du téléviseur à des tensions de

quelques dizaines de microvolts.

On voit que l'amplification doit être importante car la tension nécessaire pour moduler le tube cathodique est de 80 V crête à crête. A ce problème d'amplification viennent s'en ajouter d'autres comme ceux de la bande passante, du bruit, de la phase et de la fréquence du signal.

Tout comme en radio-diffusion, le téléviseur utilise le principe du changement de fréquence. Nos lecteurs connaissent bien le principe et les avantages de ce système : l'amplification s'effectue toujours à la même fréquence quelle que soit la fréquence reçue. Un circuit appelé « mélangeur » ou « changeur de fréquence » est placé immédiatement après l'étage d'entrée. Le but du mélangeur est de transformer la fréquence de signal reçu en une fréquence (fréquence intermédiaire ou FI) correspondant ri-

goureusement au réglage de l'amplificateur FI. Mais avant d'aller plus loin, commençons par le commencement, c'est-à-dire par l'étage d'entrée.

ETAGE D'ENTREE

C'est en effet par l'étage d'entrée que les signaux arrivent dans le téléviseur. Nous savons que ces signaux sont très faibles. Parmi les fonctions essentielles de cet étage, la plus importante est l'**amplification** de ce signal afin qu'il puisse être utilisé par l'étage changeur de fréquence. Plus cet étage sera apte à recueillir et à amplifier un signal provenant d'un émetteur lointain, meilleur sera la sensibilité, qualité très importante pour un téléviseur. Mais la réception de ce signal doit se faire avec le moins de bruit possible. Dans

un récepteur radio, lorsque nous recevons une station éloignée, nous constatons que l'audition est gênée par un « bruit » dont les origines sont très diverses. Dans un téléviseur, on nomme aussi « bruit » ces perturbations qui ont la même origine, mais qui se traduisent par un effet de neige sur l'écran. La sensibilité est donc intimement liée au bruit. Dans les premiers téléviseurs, l'étage d'entrée était équipé d'un tube pentode du genre EF80. De gros progrès furent obtenus en remplaçant ce tube par des triodes. Mais depuis une dizaine d'années, c'est un transistor qui est utilisé dans cet étage. Le bruit est considérablement réduit. Ce transistor est l'AF139 pour la gamme UHF et l'AF106 pour la gamme VHF.

Une autre fonction importante de l'étage d'entrée est d'adapter correctement l'impédance d'entrée à l'impé-

dance caractéristique du câble coaxial d'antenne. Cette impédance a une valeur normalisée de 75Ω . Cette adaptation a pour but d'obtenir la transmission du maximum d'énergie de l'antenne au téléviseur.

Deux difficultés se présentent à l'étage d'entrée : la largeur de bande à amplifier et les fréquences de réception. Ces dernières peuvent varier de 41 MHz pour la bande I à 960 MHz pour la bande V (voir tableau des fréquences

porteuses image et son des canaux utilisés en France pour la télévision). Cet important écart oblige à utiliser des circuits différents pour les bandes I et II et les bandes IV et V. C'est pour cette raison que chaque téléviseur comporte un sélecteur VHF (réception des bandes I et II) et un tuner UHF (réception des bandes IV et V).

La largeur de bande du canal à recevoir pose aussi un problème pour l'amplification. Dans un récepteur radio clas-

sique, on recherche à avoir une bande passante étroite afin de ne recevoir que les 9 kHz des bandes latérales et de n'être pas gêné par les émissions voisines. En télévision, le problème est inverse. On recherche à n'avoir aucune sélectivité dans le but d'obtenir un gain constant pour les 6 MHz nécessaires pour obtenir d'une façon correcte tous les points de l'image. En 819 lignes, le problème est encore plus grand puisque la bande passante est de 11 MHz.

Tableau des fréquences porteuses image et son des canaux utilisés en France pour la télévision

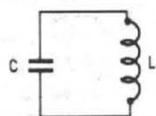
Bande	Canal	Fréquence (MHz)		Bande	Canal	Fréquence (MHz)	
		Image	Son			Image	Son
I	2	52,40	41,25	V	38	607,25	613,75
	4	65,55	54,40		39	615,25	621,75
					40	623,25	629,75
III	5	164,00	175,15		41	631,25	637,75
	6	173,40	162,25		42	639,25	645,75
	7	177,15	188,30		43	647,25	653,75
	8	186,55	175,40		44	655,25	661,75
	8A	185,25	174,10		45	663,25	669,75
	9	190,30	201,45		46	671,25	677,75
	10	199,70	188,55		47	679,25	685,75
	11	203,45	214,60		48	687,25	693,75
	12	212,65	201,70		49	695,25	701,75
	IV	21	471,25		477,75	50	703,25
22		479,25	485,75		51	711,25	717,75
23		487,25	493,75		52	719,25	725,75
24		495,25	501,75		53	727,25	733,75
25		503,25	509,75		54	735,25	741,75
26		511,25	517,75		55	743,25	749,75
27		519,25	525,75		56	751,25	757,75
28		527,25	533,75		57	759,25	765,75
29		535,25	541,75		58	767,25	773,75
30		543,25	549,75		59	775,25	781,75
31		551,25	557,75		60	783,25	789,75
32		559,25	565,75		61	791,25	797,75
33		567,25	573,75		62	799,25	805,75
34		575,25	581,75		63	807,25	813,75
35		583,25	589,75		64	815,25	821,75
36		591,25	597,75		65	823,25	829,75
37		599,25	605,75		66	831,25	837,75
			67		839,25	845,75	
			68		847,25	853,75	
			69		855,25	861,75	

Dans les circuits VHF les inductances sont réalisées par quelques spires bobinées sur un mandrin de 5 à 6 mm de diamètre. Le réglage de ces inductances se fait par déplacement de leur noyau. Celui-ci est généralement en aluminium ou en laiton. Le choix de cette matière permet d'amortir un peu les circuits afin d'avoir une bande plus plate (moins sélective). Sur certains téléviseurs, la self-induction a été réalisée, à plat, sur des circuits imprimés.

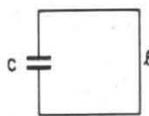
Plus on monte en fréquence, moins il faut de self-induction et un simple fil constitue une inductance (fig. 1). Si l'on désire monter encore en fréquence en doublant ce fil, on obtient une inductance moitié et on multiplie ainsi la fréquence par deux (fig. 1-c). En multipliant le nombre de fils en parallèle on arrive au circuit résonnant pour les gammes UHF (fig. 2). C'est ainsi que dans les tuners UHF, les circuits oscillants sont réalisés par une boîte métallique dont l'intérieur est argenté afin d'augmenter la qualité du circuit. Les dimensions de ce « volume » correspondent rigoureusement à la gamme d'accord du circuit. Aussi est-il vivement déconseillé à un profane d'ouvrir un tel tuner : tout déplacement aussi minime soit-il entraînerait un dérèglement important de l'accord.

Le couplage avec l'étage suivant est réalisé en UHF soit par une fenêtre ouverte dans le blindage, soit par une simple boucle métallique dont on modifie la forme afin d'avoir le réglage optimal (fig. 3).

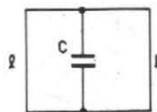
Sur les premiers tuners la capacité d'accord était constituée par un condensateur variable. Sur les téléviseurs modernes, l'accord se fait par une diode semi-conductrice polarisée en inverse. La capacité de cette diode dite « varicap »



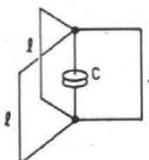
a) circuit d'accord classique



b) un simple fil ℓ constitue une inductance pour les fréquences élevées



c) l'inductance est divisée par 2



d) l'inductance est divisée par 3

Fig. 1 : Circuits d'accord.

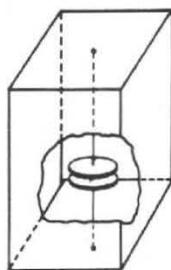


Fig. 2 : Circuit d'accord pour la gamme UHF.

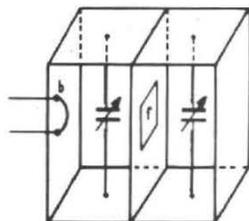
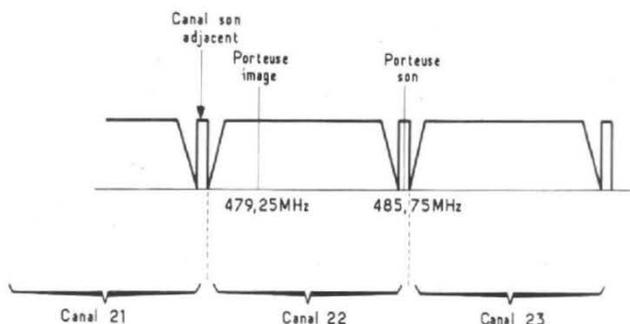


Fig. 3 : Couplages dans un circuit UHF.

Fig. 4 : Disposition des canaux 21, 22 et 23.



varie en fonction de la tension continue qu'on lui applique. De ce fait, il n'y a plus de partie mobile dans le tuner ce qui élimine beaucoup d'ennuis.

REGLAGE DE L'AMPLIFICATION

Les signaux reçus peuvent provenir d'émetteurs qui n'ont pas forcément la même puissance, ou dont la distance est plus ou moins éloignée. Les signaux n'ont pas la même amplitude. C'est à l'étage d'entrée d'augmenter son amplification si le signal est faible. Si celui-ci est trop fort il y a danger : les étages qui suivent pourraient être saturés et il y aurait risque de « cross-modulation », c'est-à-dire mélange de deux émissions voisines.

Le réglage de l'amplification est automatique dans les téléviseurs grâce au CAG « contrôle automatique de gain ». Lorsqu'on commute le téléviseur pour passer d'un

programme à un autre, le contraste reste le même : le noir des ombres reste foncé, et les zones blanches restent claires. Le CAG réalise la régulation de l'amplification en agissant sur le courant collecteur du transistor d'entrée. On sait que le gain d'un transistor est optimal pour un courant déterminé. Le CAG en faisant varier la polarisation, donc le courant du transistor, modifie l'amplification. Généralement le CAG est « direct », cela signifie que le CAG diminue le gain en augmentant le courant collecteur. Le CAG « inverse » réduit le gain de l'étage en diminuant le courant collecteur du transistor.

ETAGE MELANGEUR

Nous savons que le téléviseur réglé sur un canal est en fait accordé sur deux émetteurs : l'émetteur image et l'émetteur son. Les signaux de ces deux émetteurs sont

reçus et amplifiés en même temps. Ces deux signaux sont ensuite mélangés au signal provenant d'un seul oscillateur et il en résulte deux fréquences, dites fréquences intermédiaires.

Prenons comme exemple le canal 22. La fréquence de sa porteuse image est de 479,25 MHz, celle de sa porteuse son est de 485,75 MHz (fig. 4). La fréquence de l'oscillateur est inférieure à celle des canaux à recevoir. Il y a exception pour les canaux 2, 4, 6, 8A, 10 et 12 des bandes I et III dont la fréquence de l'oscillateur est supérieure à celle des canaux à recevoir.

Pour le canal 22, la fréquence de l'oscillateur est 446,65 MHz. Son battement avec les fréquences image et son donne bien les valeurs des fréquences intermédiaires des chaînes son et image :

$$\begin{aligned} \text{Fréq. porteuse son} - \text{fréq. oscill.} \\ &= \text{FI son} \\ 485,75 \text{ MHz} - 446,55 \text{ MHz} \\ &= 39,2 \text{ MHz} \end{aligned}$$

De même :

$$\begin{aligned} \text{Fréq. porteuse image} - \text{fréq. oscill.} \\ &= \text{FI image} \\ 479,25 \text{ MHz} - 446,55 \text{ MHz} \\ &= 32,7 \text{ MHz} \end{aligned}$$

Ceci peut se résumer par le schéma synoptique de la figure 5.

Pour le standard 819 lignes (bandes I et III), dont la bande passante est beaucoup plus large, les fréquences intermédiaires sont 28,05 MHz pour l'image et 39,2 MHz pour le son. Prenons comme exemple le canal 8A dont la fréquence porteuse son est 174,10 MHz et la fréquence porteuse image est 185,25 MHz. Nous avons dit que pour ce canal, la fréquence de l'oscillateur est supérieure à celle des canaux à recevoir. Recherchons quelle est la fréquence de l'oscillateur :

$$\begin{aligned} \text{Fréq. porteuse son} + \text{fréq. FI son} \\ &= \text{fréq. oscill.} \\ 174,10 \text{ MHz} + 39,2 \text{ MHz} \\ &= 213,30 \text{ MHz} \end{aligned}$$

De même :

Fréq. port. image + fréq. FI image
= fréq. oscill.

185,25 MHz + 28,05 MHz
= 213,30 MHz

SCHEMAS DE BASE

Il existe deux schémas de base pour l'étage mélangeur : l'un comporte un oscillateur séparé ; dans l'autre, les fonctions oscillateur et mélangeur sont faites par le même composant tube ou transistor. Du temps des tubes on utilisait en VHF un tube triode-pentode du genre 6U8. L'élément triode était monté en oscillateur Colpitts et était couplé par un condensateur de faible valeur (1 pF) à l'élément pentode qui faisait office de mélangeur. En UHF, on utilisait une seule triode pour les fonctions oscillateur et mélangeur. Ces tuners UHF à tubes ont été très tôt remplacés par des tuners à transistor (1 transistor d'entrée et un transistor oscillateur mélangeur).

La figure 6 représente un circuit VHF à transistors, utilisant deux transistors AF106. L'étage mélangeur est monté en émetteur commun, le signal provenant du circuit d'entrée est reçu sur sa base. Le signal provenant de l'oscillateur est injecté sur son émetteur. La bobine L dans le circuit émetteur évite le court-circuit du signal oscillateur.

AMPLIFICATEUR DE FREQUENCE INTERMEDIAIRE

Nous savons que sa bande passante doit être très large : 9 MHz en 819 lignes et de 5,5 MHz en 625 lignes. Son gain doit être élevé et constant le long de cette bande. L'idéal serait d'avoir une

courbe de réponse rectangulaire (fig. 7a) ce qui est irréalisable, sauf en utilisant des circuits assez complexes donc très coûteux. On se contente d'une courbe dont la forme est celle représentée sur la figure 7b.

La bande passante est définie pour un affaiblissement donné, exprimé en décibels. Pour 3 décibels, l'affaiblissement est considéré comme négligeable.

Les montages utilisés emploient toujours un transistor monté en émetteur commun dans le circuit collecteur duquel est inséré un circuit oscillant amorti ou bien un transformateur surcouplé. Pour ce circuit oscillant, ou ce transfo, il faut tenir compte pour son accord des capacités parasites (connexions et capacité répartie des bobinages) ainsi que celles d'entrée et de sortie des transistors.

Pour obtenir la bande passante voulue, le moyen le plus facile est d'utiliser plusieurs étages, accordés chacun sur une fréquence différente. Prenons un exemple : le premier étage FI est accordé sur une des fréquences extrêmes, soit 30 MHz (courbe 1 de la figure 8). Le deuxième étage est réglé sur la fréquence extrême opposée : 36,5 MHz, courbe 2. Enfin le troisième étage, plus amorti a son accord au centre de la bande : 33,5 MHz, courbe 3. La courbe résultante est celle représentée en trait plein.

La bande passante doit être plus étroite en 625 lignes. Il suffit donc d'éliminer la résonance à 30 MHz pour réduire la bande passante. En réalité le problème n'est pas aussi simple, car en plus, il faut placer le long de l'amplificateur FI, des filtres réjecteurs éliminant les fréquences gênantes, comme celle du canal son adjacent (fig. 4). Ces circuits sont des simples circuits résonants parallèles ou série, ou bien encore des circuits LC pontés. Ces filtres sont accordés sur la fréquence du canal son de la bande adjacente dont la valeur, après change-

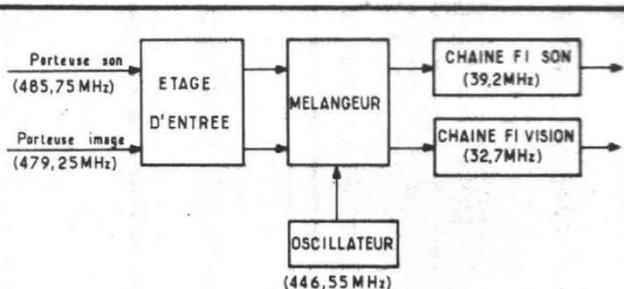


Fig. 5 : Schéma synoptique des circuits mélangeur et oscillateur.

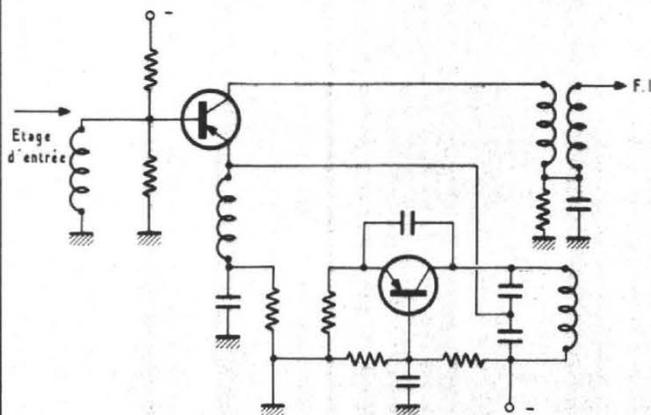


Fig. 6 : Etages oscillateur et mélangeur à transistor.

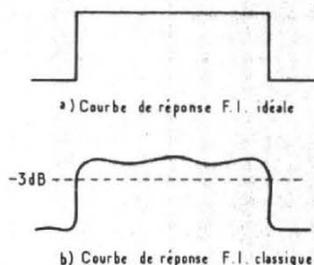


Fig. 7 : Courbe de réponse FI.

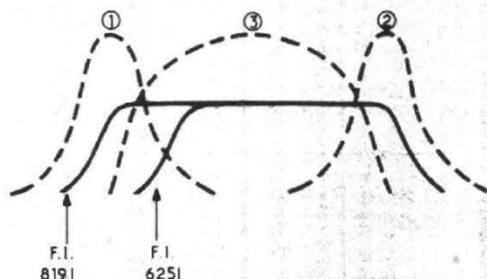


Fig. 8 : Obtention de la bande passante FI.

ment de fréquence, donne en fréquence intermédiaire : 26,05 MHz en 819 lignes et 31,2 MHz en 625. Une autre fréquence à éliminer est 41,25 MHz, cette fréquence est celle de la porteuse son du canal 2 ; sa valeur, proche de celles de la bande FI, pourrait apporter des perturbations. Enfin, il faut également éliminer dans l'ampli FI vision, la fréquence de la FI son, soit 39,2 MHz.

Tout de suite après l'étage mélangeur, on prélève le signal son (39,2 MHz) qui est amplifié par une chaîne FI son indépendante.

LA DETECTION

La détection a pour but de faire apparaître la modulation vidéo et d'éliminer la composante FI. Cette modulation comporte non seulement le signal vidéo, mais également les signaux de synchronisation. La détection en télévision n'est pas aussi simple qu'en radio. Il faut tenir compte non seulement d'une bande passante beaucoup plus large : de zéro à 6 ou 9 MHz, mais aussi du sens de modulation.

On sait qu'un détecteur doit éliminer la composante FI résiduelle et que ceci est réalisé dans un récepteur radio en shuntant la résistance de détection par un condensateur dont la capacitance est faible pour la fréquence à éliminer. En télévision, ce condensateur risque d'avoir une admittance faible pour les fréquences élevées de vidéo-fréquence. Dans le circuit de détection, on est donc amené à placer une bobine L formant un filtre passe-bas avec la capacité de détection et les capacités parasites (fig. 9).

La transmission des fréquences basses vidéo a aussi son importance. Ces fréquences sont indispensables pour la reproduction des grandes plages d'éclaircissement. La composante continue doit être

amplifiée aussi bien que le haut de la bande (6 ou 9 MHz), car c'est cette composante qui fixe l'éclaircissement de l'écran. Certaines scènes de télévision peuvent être quelquefois très sombres (composante continue faible) ou très claires (composante continue élevée). Si la composante continue n'est pas transmise, les scènes ne seront ni sombres, ni claires, mais uniformément grises. Il faut donc utiliser une liaison directe (sans condensateur) entre la détection et le tube image. Cette solution n'est pas toujours employée. On préfère quelquefois transmettre la composante alternative, en utilisant un condensateur de liaison entre les étages. Un ar-

tifice restituant la composante continue est alors placé dans le circuit du tube-image.

On conçoit également que le respect du sens de modulation est primordial. Il y a donc à tenir compte du déphasage de 180° subi à chaque étage d'amplification, sinon les valeurs de lumière seront inversées : les blancs seront noirs et réciproquement.

L'image sur l'écran sera négative et aura l'aspect d'un négatif photographique.

En résumé, il faut considérer : 1) le type de modulation, il est positif pour le standard français ; 2) le sens de connexion de la diode détectrice ; 3) le nombre d'étages entre la détection et le tube-image ; 4) le type d'attaque

du tube-image : par la cathode ou par le wehnelt. C'est le dernier qui est adopté généralement (fig. 10).

L'AMPLIFICATEUR VIDEO FREQUENCE

A la sortie de la détection, le signal est à peine supérieure à 1 V-crête (y compris les signaux de synchronisation). Il reste donc à amplifier ce signal vidéo afin qu'il soit utilisable par le tube-image (presque 100 V).

Dans l'amplificateur vidéo-fréquence, nous rencontrons les mêmes problèmes qu'avec la détection : bande passante, transmission de la composante continue, polarité des signaux à respecter... En ce qui concerne la bande passante, on utilise également dans cet étage des bobines de compensation placées soit en série avec la résistance de charge collecteur, soit dans la liaison collecteur-cathode du tube image, le tout constituant un filtre en π (fig. 11a). Il est également possible d'agir sur la valeur du condensateur C shuntant la résistance R du circuit émetteur (fig. 11b). Plus la fréquence du signal est élevée, plus le condensateur devient un court-circuit pour R, et plus grand est le gain de l'étage.

Mais le problème le plus important posé par l'étage vidéo est celui du transistor de sortie. Ce dernier doit en effet fonctionner avec une tension collecteur élevée, supérieure à 100 V. Sa dissipation aussi est élevée, elle est de l'ordre du watt, ce qui nécessite l'utilisation d'un petit radiateur augmentant encore la capacité de sortie.

J. PATTE

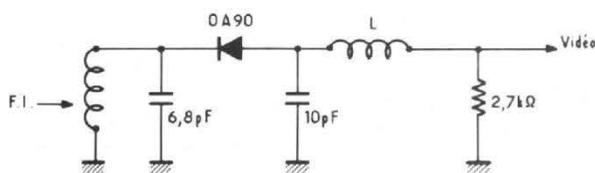


Fig. 9 : Circuit de détection FI.

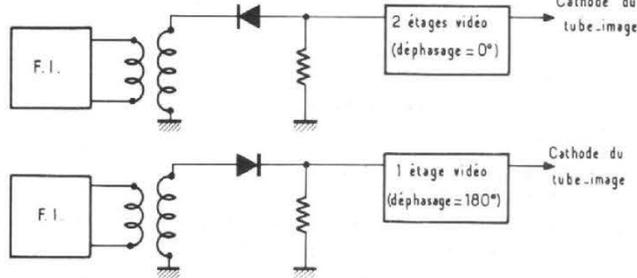


Fig. 10 : Branchement de la diode de détection.

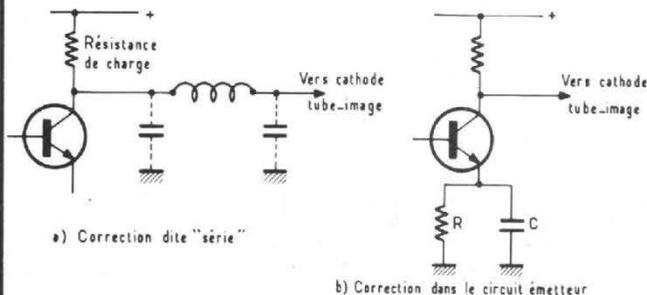


Fig. 11 : Deux moyens d'élargir la bande vidéo.

LA SELF-INDUCTION

NOUS avons déjà vu (Le Haut-Parleur N° 1511 de juillet 1975) ce qu'est le phénomène dit « induction ». Il s'agit de la production d'électricité par variation de flux magnétique dans un bobinage. Comme la notion de « flux » magnétique n'est pas évidente, nous l'avons rattachée à celle, un peu arbitraire, de « nombre de lignes de force ».

Donc, quand on fait **varier** (ce verbe est **fondamental**) le flux magnétique qui passe dans une bobine, on fait apparaître, aux bornes de la bobine, une tension dite « induite ». Pour faire varier le flux, il y a essentiellement trois méthodes :

— Changer la force du champ magnétique (par exemple en approchant ou en éloignant un aimant dans l'axe de la bobine) ;

— Changer la direction du champ par rapport à l'axe de la bobine, par exemple en inclinant celle-ci par rapport à la direction du champ) ;

— Changer la surface de la bobine, par exemple en écrasant celle-ci, le moyen étant évidemment peu pratique.

Comme nous l'avons souligné, le phénomène de l'induction est d'une extrême importance : la quasi-totalité de l'électricité que nous consommons est produite par induction.

UNE BOBINE QUI EN COMMANDE UNE AUTRE

Il y a un bon moyen de mettre en évidence le phénomène d'induction : il consiste à utiliser une première bobine, B_1 (fig. 1) dans laquelle on envoie un courant d'intensité i variable, dont les lignes de force passent dans une autre bobine, B_2 . On constate que, quand i varie, une tension induite e apparaît dans la seconde bobine. Une étude théorique et expérimentale permet de voir que la valeur de e est proportionnelle à la « dérivée » de i par rapport au temps, autrement dit à la

vitesse de variation de i : il y a M volts de tension e par ampère par seconde de vitesse de variation de i . Le coefficient M caractérise les deux bobines, leurs dimensions, leurs nombres de tours, leur position respective.

Revenons un peu sur cette question de position. Si l'on considère deux bobines données, indéformables l'une et l'autre, le bon moyen d'augmenter le coefficient M (dit coefficient d'induction mutuelle) consiste à mettre ces bobines sur le même axe et à les rapprocher.

A l'opposé, on arrive à annuler complètement M en plaçant les deux bobines comme le montre la figure 2.

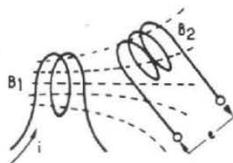


Fig. 1. — Le courant i variant dans une bobine B_1 provoque un champ magnétique variable au niveau de la bobine B_2 : il y « induit » une tension e .

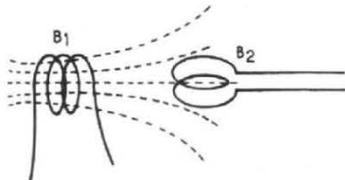


Fig. 2. — Avec cette disposition de la bobine B_2 , les lignes de force de la bobine B_1 ne peuvent pas passer dans les spires de B_2 . Il n'y a pas d'influence du courant passant dans B_1 sur la bobine B_2 ; on dit que les bobines sont à couplage nul.

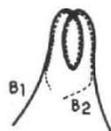


Fig. 3. — Pour que le « couplage » de la bobine inductrice B_1 à la bobine induite B_2 soit le plus serré possible, la meilleure méthode consiste à bobiner B_1 (trait plein) et B_2 (trait pointillé) avec « deux fils en main ».

Les lignes de force issues de la bobine B_1 ne peuvent pas traverser les spires de la bobine B_2 . On dit qu'il s'agit d'une disposition à couplage nul, couramment utilisée pour des bobinages d'amplificateurs haute fréquence, dans lesquels on désire que la variation du courant dans l'un d'eux induise une peu de tension que possible dans un autre.

Donc, si l'on veut augmenter le « couplage » entre les deux bobines, il faut mettre celles-ci sur un même axe, proches l'une de l'autre, et leur donner le même diamètre. En effet, si B_1 a un diamètre supérieur à celui de B_2 , il y aura des lignes de force produites par B_1 qui ne passeront pas dans B_2 . Si c'est le diamètre de B_2 qui est le plus grand, une partie de la surface des spires de B_2 sera inutile.

L'idéal, pour rapprocher plus encore les bobines, serait de les bobiner en même temps, avec la technique « deux fils en main », comme le montre la figure 3, sur laquelle nous avons représenté le fil de la bobine B_1 en trait plein et celui de B_2 en pointillé, pour que l'on puisse les distinguer.

CHARITÉ BIEN ORDONNÉE...

... Commence par soi-même. Alors, on peut se demander pourquoi la bobine B_1 , capable de produire des tensions d'induction dans des bobines proches, et ce d'autant mieux qu'elles sont plus proches, ne serait pas susceptible d'en produire dans... elle-même.

Or, c'est exactement ce qui se produit : quand l'intensité du courant qui passe dans un bobinage varie, il apparaît, aux bornes de ce bobinage, une tension proportionnelle à la vitesse de variation de l'intensité (en ampères par seconde).

Ce phénomène s'appelle la « self-induction », ou, pour

ceux que l'utilisation de termes anglais rebute (« self » veut dire « soi-même »), on peut le nommer « auto-induction ».

Ce qui vient en compliquer l'étude est le fait suivant : tout bobinage est réalisé en fil, donc affecté de résistance. Dès lors, le passage de courant dans un fil ayant de la résistance produit dans ce fil une chute de tension (même si le courant est parfaitement continu). On aura donc toujours, aux bornes du bobinage, la somme de deux tensions :

- celle qui est due à la loi d'Ohm, via la résistance du fil, et qui donne une tension proportionnelle à l'intensité du courant, même si cette intensité est constante ;
- celle qui est due au phénomène de self-induction, donnant une tension proportionnelle à la vitesse de variation de l'intensité, donc nulle en cas d'intensité constante.

Le mélange des deux effets ne va pas simplifier l'étude du phénomène. Nous chercherons donc à faire en sorte que l'effet de self-induction, par exemple, soit bien supérieur à l'effet de résistance. Nous y arriverons en utilisant une bobine dont la résistance soit faible (mais qui comporte

cependant beaucoup de tours pour que le phénomène de self-induction soit important), dans laquelle nous ferons passer une intensité pas trop élevée, dont la variation en fonction du temps soit très rapide.

La première expérience à réaliser est la suivante.

On prend une petite lampe à néon dont on commence par vérifier qu'elle ne s'allume pas si on lui applique (à travers une résistance de plus de 47 k Ω par précaution) une tension continue de moins de 65 V, ou une tension alternative de moins de 45 V efficaces.

On la monte alors comme l'indique la figure 4. Sur cette figure, T désigne un transformateur dont on n'utilisera que le primaire, par exemple un transformateur d'alimentation bien classique prévu pour une puissance secondaire de 50 à 100 VA (un transformateur d'alimentation pour amplificateur BF avec un secondaire 48 V 2 A convient parfaitement). La pile P permet d'envoyer du courant dans le primaire de T à travers le contact K quand ce dernier est fermé, la lampe au néon L est montée en parallèle avec ce primaire.

Si la résistance du primaire est très faible (elle peut descendre en dessous de 2 Ω), il

vaut mieux prendre une pile P de 1,5 V. Si la résistance de ce primaire dépasse 20 Ω , une pile de 4,5 V est plus indiquée.

On ferme le contact K : du courant commence à passer dans le primaire de T. Après une seconde ou deux, on ouvre K et l'on constate que la lampe à néon s'allume nettement en rouge, pendant peu de temps, mais avec une luminosité importante.

Il y a donc eu, aux bornes du primaire de T, au moment de l'ouverture de K, une tension suffisante pour allumer L, soit plus de 65 V, alors que la pile P ne peut donner que 1,5 ou 4,5 V suivant les cas.

C'est le phénomène de self induction qui peut seul expliquer l'allumage de la lampe. En aucune façon, l'« effet Ohm » (apparition de tension aux bornes d'une résistance parcourue par un courant) ne peut donner une tension supérieure à celle de la pile.

D'ailleurs, si le bobinage s'y prête (ce qui est le cas le plus courant), on peut très bien remplacer la lampe L de la figure 4 par un chapelet de deux, trois, ou même quatre lampes du même type, montées en série, le tout en parallèle sur le bobinage. Avec une seule pile de 1,5 V, à l'ouverture du circuit, les lampes s'allument toutes ensemble : s'il y en a quatre, cela suppose que la tension aux bornes du bobinage, lors de la coupure, a dépassé 280 V !

L'EXPÉRIENCE « SADIQUE »

Certains professeurs (que nous n'approuvons pas) pensent que le phénomène de self-induction marquera plus vivement les esprits si l'on procède sans lampe à néon, cette dernière étant remplacée par... les doigts de l'opérateur. Ils conseillent donc à l'élève de tenir les deux fils (nus) reliés aux extrémités du bobinage, de les brancher sur la pile, puis de les retirer : l'apparition de

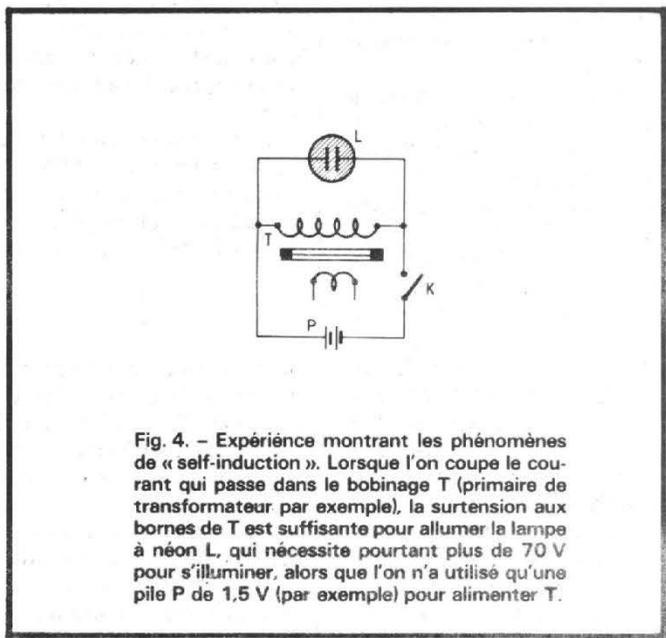


Fig. 4. — Expérience montrant les phénomènes de « self-induction ». Lorsque l'on coupe le courant qui passe dans le bobinage T (primaire de transformateur par exemple), la surtension aux bornes de T est suffisante pour allumer la lampe à néon L, qui nécessite pourtant plus de 70 V pour s'allumer, alors que l'on n'a utilisé qu'une pile P de 1,5 V (par exemple) pour alimenter T.

la tension de self-induction dans le bobinage est alors décelée par une « châtaigne » mémorable que ressent le malheureux expérimentateur.

Il arrive d'ailleurs fréquemment qu'un technicien (surtout un débutant) fasse cette expérience désagréable, tout simplement en mesurant, avec un ohmmètre à pile, la résistance d'un enroulement de transformateur : lorsque l'on débranche les fils reliés à l'enroulement, après la mesure, on coupe le courant brusquement dans le bobinage. Or, avec un ohmmètre à pile, on peut envoyer jusqu'à 0,1 A dans l'élément dont on veut mesurer la résistance. A la coupure du courant, la surtension peut atteindre plusieurs centaines de volts. Précisons bien que, dans ce cas comme dans celui de l'expérience « sadique », la secousse ressentie est sans danger, mais nous n'irons évidemment pas jusqu'à dire qu'elle est agréable...

VOYONS LES CHOSES DE PLUS PRÈS

Nous reviendrons plus loin sur les lois de la self-induction, mais il y a, dès maintenant, une chose que nous devons expliquer. La première question que pose quelqu'un devant lequel on réalise l'expérience de la figure 4 est la suivante : « Pour quoi la lampe à néon s'allume-t-elle lors de la coupure du courant et pas lors de son établissement ? ».

C'est très logique de demander cela : il devrait y avoir une variation d'intensité aussi brusque lors de la fermeture du contact K que lors de son ouverture. Il devrait donc en résulter une tension de self-induction dans les deux cas.

La réponse précise à cette question nécessite des détails dont nous parlerons plus loin. On peut toutefois indiquer que, lors de la fermeture du circuit, contrairement à ce que

l'on pourrait penser, l'augmentation de l'intensité dans le bobinage n'est pas rapide. Cette intensité monte, en effet, progressivement de zéro à sa valeur de régime (définie par la résistance en continu de l'enroulement et la tension de la pile). Cette montée progressive est due à la self-induction : la tension correspondante lutte contre celle de la pile et retarde d'autant la montée de l'intensité.

Mais, lorsque l'on coupe le circuit, on ne laisse plus le bobinage régler lui-même la vitesse de variation de l'intensité en fonction du temps : on impose une variation brutale de cette intensité. La réaction du phénomène de self-induction est donc, elle aussi, beaucoup plus brutale.

Comme on le précisera ci-après, le phénomène de self-induction est tout à fait analogue à l'inertie en mécanique. L'inertie fait que tout corps doué de masse oppose une « force d'inertie » à toute variation de vitesse. Si l'on veut accélérer le corps (augmenter sa vitesse), il faut lutter contre la force d'inertie qui se manifeste dans le sens opposé au mouvement. A l'opposé, quand on veut ralentir un corps doué de masse, il faut lutter contre la force d'inertie, dirigée dans le sens du mouvement, qui tend à faire continuer le mouvement du corps.

Prenons un corps doué de masse (donc d'inertie) et primitivement immobile. Si nous le soumettons brusquement à une force destinée à le mettre en mouvement, sa vitesse ne variera pas d'une façon discontinue : elle va s'accroître progressivement. Une fois que le corps est en mouvement, arrêtons-le brutalement en le faisant buter contre un obstacle dur et indéformable : c'est là qu'il y aura du dégât, car, en lui imposant une variation brutale de vitesse, on provoque le déchainement de forces d'inertie considérables.

Peu de gens ont eu la curiosité de calculer la valeur de la force exercée par un marteau

moyen (masse 0,6 kg) manié par un enfant, au moment où ce marteau enfonce de 0,5 mm un clou : on trouve plus d'une tonne !

FAISONS CONNAISSANCE AVEC LE « HENRY »

Pour définir avec plus d'exactitude le phénomène de self-induction, nous dirons que, momentanément, nous considérons un bobinage dont nous pouvons négliger la résistance. Il n'y aura donc, aux bornes de ce dernier, que des tensions dues aux phénomènes de self-induction.

Différents bobinages, également dénués de résistance, réagiront différemment aux variations de courant suivant qu'ils comportent plus ou moins de tours de fil, que ce fil est bobiné sur un mandrin de plus ou moins grand diamètre, qu'il y a ou non un noyau magnétique dans le bobinage, etc.

Nous comparerons donc les différents bobinages en y faisant passer un courant qui varie toujours à la même vitesse, par exemple à la vitesse de variation unité (soit de un ampère par seconde) et en comparant les tensions de self-induction que ce courant variable produit dans ces bobinages.

La tension produite est proportionnelle à la vitesse de variation du courant (les « matheux » diront qu'elle est proportionnelle à la dérivée

$$\frac{di}{dt}$$

de l'intensité i par rapport au temps t). Elle est également fonction d'un certain coefficient, dit coefficient de self induction, qui caractérise le bobinage.

Ce coefficient, toujours désigné par la lettre L , figure dans la formule donnant (en valeur arithmétique) la tension e aux bornes du bobinage parcouru

en fonction de la vitesse de variation

$$\frac{di}{dt}$$

de l'intensité en fonction du temps :

$$e = L \frac{di}{dt}$$

Précisons que, le plus souvent, on rencontre, dans cette formule, un signe - avant le L , pour exprimer le caractère « contestataire » de la self-induction, sur lequel nous reviendrons.

On en déduit que si, dans un bobinage dont la résistance est négligeable, on fait varier l'intensité avec une vitesse

$$\frac{di}{dt}$$

unité, soit à raison de un ampère par seconde, on trouvera aux bornes du bobinage une tension de self-induction qui s'exprime par un nombre de volts égal au coefficient L .

Ce coefficient se mesure en « Henrys » (ou avec ses sous-multiples comme le millihenry, ou mH qui vaut un millième de Henry, ou le microhenry, ou μ H, qui vaut un millionième de Henry).

Donc un bobinage ayant un coefficient de self-induction de un Henry présente à ses bornes une force électromotrice d'induction de un volt quand le courant qui le traverse varie à raison de un ampère par seconde.

Précisons tout de suite que le Henry est une unité très grande : si l'on fait un bobinage de quelques tours sans noyau magnétique sur un mandrin de quelques centimètres de diamètre, on arrive à un coefficient de self-induction qui se compte en microhenrys : pour dix tours sur un diamètre de cinq centimètres, à deux spires par centimètre de longueur, on arrive à un peu moins de trois microhenrys.

Si l'on veut arriver à un Henry sans utiliser de noyau magnétique il faudra, par exemple réaliser une bobine sur un mandrin de diamètre

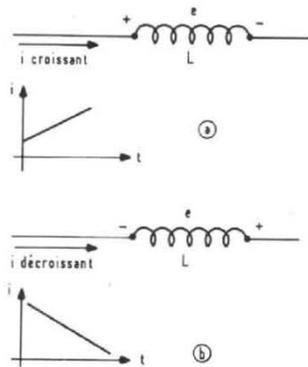


Fig. 5. — Lorsque l'on veut faire croître le courant dans un bobinage (a), la tension de self-induction tend à s'y opposer : elle est en sens opposé du passage du courant. A l'opposé, quand on essaie de faire décroître le courant (b), la tension de self-induction est dans le sens du passage : elle tend encore à s'opposer à la décroissance du courant.

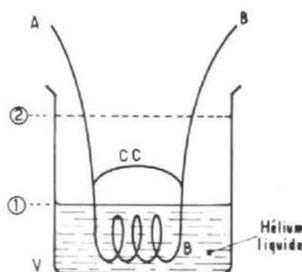


Fig. 6. — On utilise ici la « supra-conductivité » (disparition totale de la résistance) du plomb. Quand l'hélium liquide est au niveau (1), seule la bobine est supra-conductrice, le fil CC ne l'est pas. En faisant monter le niveau de l'hélium en (2), on court-circuite la bobine par le fil CC, devenu, à son tour, supra-conducteur.

initial 8 cm, de longueur 10 cm sur laquelle on bobinera 4 100 spires de fil émaillé de 0,7 mm (ce qui représente 1 300 m de fil, avec une résistance de 60 Ω environ).

Dès que l'on utilise un noyau magnétique, les choses changent et le Henry devient accessible (on peut même rencontrer des bobinages énormes, ou en fil très fin, qui totalisent plus de 100 H, le H étant le symbole du Henry).

ET TOUJOURS... UN BOBINAGE « RÂLEUR »

Prenons un bobinage doué de self-induction et faisons-y passer un courant dont l'intensité i croisse au cours du temps (fig. 5a).

Quel sera le sens de la force électro-motrice d'induction, autrement dit de la tension aux bornes du bobinage ? C'est ici que nous voyons apparaître pour la première fois le caractère fondamental de la self-induction, qui permet de retrouver sans diffi-

culté les sens des tensions et qui est le suivant :

Le phénomène de self-induction tend toujours à s'opposer à la variation de courant qui lui a donné naissance.

Il ne s'agit d'ailleurs là que d'un aspect d'une loi plus générale dite Loi de Le Chatelier, qui dit que toute action sur un système physique à l'équilibre provoque une évolution du système tendant à lutter contre ladite action. En d'autres termes, quand on ennuie un système physique il se défend. Il n'y a là qu'un aspect de la « rouspétance universelle ».

Revenons à notre figure 5 (a). Comment on essaie d'augmenter l'intensité du courant, comment le bobinage peut-il s'opposer à cette croissance ? Tout simplement en développant à ses bornes une force contre électro-motrice, dans le sens indiqué sur la figure. Ainsi, la tension de self-induction va gêner l'augmentation de l'intensité.

A l'opposé (fig. 5 b) faisons maintenant décroître l'intensité. Le bobinage va faire naître à ses bornes une tension e qui tend à aider le passage du

courant, donc à s'opposer à sa diminution.

Le bobinage se comporte à l'égard de l'intensité comme la masse d'un corps doué d'inertie agit sur la vitesse de ce corps.

En effet, quand un corps doué d'une masse m se déplace à la vitesse v (nous supposons qu'il se déplace sur une ligne droite), si l'on veut faire varier sa vitesse au cours du temps, il réagira par une force F :

$$F = -m \frac{dv}{dt}$$

Le terme $\frac{dv}{dt}$

(une dérivée) ne doit pas effrayer les gens qui n'ont pas l'habitude de ces notations. Il s'agit tout simplement de la vitesse de variation... de la vitesse. Evidemment, la définition est peu claire en raison de la présence du mot vitesse à deux endroits avec des sens un peu différents.

Il vaudrait mieux, pour éviter une ambiguïté, parler de la « rapidité de variation de la vitesse ». On la compte donc

en divisant l'accroissement de vitesse pendant un temps donné par ce temps. On l'exprime par conséquent en mètres par seconde/par seconde. Comme on divise deux fois une longueur (mètre) par un temps (seconde), une première fois pour avoir la vitesse, une seconde fois pour avoir la rapidité de variation de cette vitesse, on peut parler de « mètres par (seconde x seconde) », ou de « mètres par seconde carrée » (m/s^2). Les mécaniciens nous diront que cette grandeur est bien connue : on l'appelle l'« accélération ».

Ainsi, lorsqu'un corps doué de masse est soumis à une force constante, la rapidité de variation de sa vitesse est constante. La vitesse augmente donc régulièrement, proportionnellement au temps. On dit que l'accélération est constante (mouvement uniformément accéléré). C'est le type de mouvement que prend, par exemple, un corps soumis à l'action de la pesanteur, tout au moins tant que sa vitesse n'est pas trop grande (sinon, le frottement de l'air vient perturber la loi de

mouvement en réduisant la force appliquée au corps).

La masse d'un corps, déterminant son inertie, se traduit, en quelque sorte, par un « désir de statu quo ». Il est difficile d'accélérer le corps : il réagit par une force d'inertie opposée au sens du mouvement. Il est difficile également de freiner le corps : il réagit par sa force d'inertie, dans le sens du mouvement.

Le bobinage ne fait pas autre chose : il « proteste » toujours contre toute tentative de modification de l'intensité qui le traverse, gênant la diminution de l'intensité par une force électro-motrice dans le sens du courant, gênant de même toute augmentation de courant par une force contre-électro-motrice (dans le sens opposé au courant).

L'analogie va encore plus loin. On peut démontrer qu'un corps doué d'une masse m et d'une vitesse v contient, du fait de sa vitesse, une énergie, dite « cinétique », qui s'exprime par la formule :

$$E = \frac{1}{2} m v^2$$

(cette énergie est en Joules si la masse est en kilogrammes et la vitesse en mètres par seconde).

Parallèlement, on peut démontrer qu'un bobinage dont le coefficient de self-induction est L et qui est parcouru par un courant d'intensité i contient une énergie :

$$E = \frac{1}{2} L i^2$$

(E en joules avec L en Henrys et i en ampères).

UN TABLEAU DE CORRESPONDANCE

Pour bien mettre en évidence le parallélisme des phénomènes, nous avons rassemblé dans le tableau ci-contre les aspects correspondants de l'inertie et de la self-induction.

MECANIQUE	ELECTRICITÉ
Inertie Masse m (kg)	Self-Induction Coefficient de self-induction L (H)
Vitesse (m/s) Rapidité d'accroissement de la vitesse, ou accélération (m/s ²) Force n'inertie F (N)	Intensité (A) Vitesse de variation de l'intensité (A/s)
$F = - m \frac{dv}{dt}$	Tension de self-induction e (V) $e = - L \frac{di}{dt}$
Energie $E = 1/2 m v^2$ Mise en route progressive sous l'effet d'une force constante Vitesse nulle ou constante en l'absence de force Effet de choc par arrêt brusque Tendance à maintenir la vitesse constante en s'opposant à ses variations Impossibilité d'une variation instantanée de la vitesse	Energie $E = 1/2 L i^2$ Augmentation progressive de l'intensité sous l'effet d'une tension constante Courant nul ou constant en l'absence de tension Surtension élevée par coupure du courant Tendance à maintenir l'intensité constante en s'opposant à ses variations Impossibilité d'une variation instantanée de l'intensité

REVENONS SUR LES ASPECTS DE LA SELF-INDUCTION

Il est important de bien comprendre comment varie le courant dans un bobinage (que nous supposons toujours parfait, sans aucune résistance) en fonction de la tension que l'on applique à ses bornes.

Le premier cas, le plus simple, est celui où l'on n'applique aucune tension à ce bobinage ; on a réuni ses deux extrémités alors que ledit bobinage était parcouru par un courant d'intensité i ,

Il n'y a aucune résistance, donc aucune perte de puissance, donc l'énergie que contient le bobinage doit demeurer constante, ce qui implique que l'intensité du courant en fait autant : le courant ne change pas.

Bien sûr, cette affirmation choque : comment le courant pourrait-il passer indéfiniment dans le bobinage ? Il se trouve

une résistance très faible, peut-être un millième d'ohm (mais pas nulle car ce fil n'est pas dans l'hélium liquide), qui n'en est pas moins **infinie** par rapport à celle de la bobine, cette dernière résistance étant rigoureusement nulle.

Donc, si l'on envoie du courant par les fils A et B, tout passera dans la bobine B et rien dans CC.

Pendant que le courant passe, faisons monter le niveau de l'hélium jusqu'en (2). Le brin de plomb CC devient à son tour supra-conducteur et la bobine est court-circuitée. On peut cesser d'envoyer le courant par les fils A et B et débrancher ces derniers.

Maintenant, le courant va continuer à passer indéfiniment dans la bobine B, sans la moindre variation. Certains demanderont : « Comment le sait-on ? » Rien de plus simple que de le vérifier : le passage du courant dans une bobine, supra-conductrice ou non, produit un champ magnétique. On voit que, au voisinage de la bobine, il y a un champ magnétique parfaitement constant (du moins, tant que l'on maintient la température ultra-basse requise pour la supra-conductivité).

Voilà donc un cas où une bobine à laquelle on n'applique aucune tension est parcourue par un courant constant (insistons bien sur le fait que, quand nous disons « constant », il ne s'agit pas d'une approximation : on ne constate aucune variation du champ magnétique – donc de l'intensité du courant – pendant des semaines si l'on maintient le froid).

Pour les expériences réalisées avec nos pauvres conducteurs qui ne sont pas « supra », toute bobine court-circuitée sur elle-même ne maintient pas une intensité constante : cette dernière diminue progressivement en raison des pertes par échauffement du fil (effet Joule). Mais on peut trouver des cas où cette diminution est relativement lente.

que l'on peut, si curieux que cela paraisse, réaliser pratiquement l'expérience.

On peut, en effet, rendre rigoureusement nulle la résistance d'un fil de plomb. D'accord, ce n'est pas facile : il faut le tremper dans l'hélium liquide. Sa résistance disparaît alors totalement, le plomb étant devenu ce que l'on appelle un « supra-conducteur ».

Insistons bien sur le fait qu'il est totalement impossible de trouver le moindre résidu de résistance, si petit soit-il, au plomb ainsi refroidi.

Procédons alors à l'expérience suivante (fig. 6). Dans un vase spécial V plaçons une bobine de fil de plomb B dont les deux extrémités sont court-circuitées par un fil de plomb CC (ou semblent l'être...).

Mettons de l'hélium liquide dans le vase V jusqu'au niveau (1). La bobine devient supra-conductrice. Elle est shuntée par le fil CC qui représente

CAS D'UNE TENSION CONSTANTE

Supposons (fig. 7) que nous ayons un bobinage B dont le coefficient de self-induction est L et que l'on connecte au temps zéro la pile de tension V à ce bobinage.

On peut conclure des lois de la self-induction que la tension qui va se développer aux bornes du bobinage est égale à :

$$L \frac{di}{dt}$$

proportionnelle au coefficient de self-induction L et à la vitesse de variation

$$\frac{di}{dt}$$

de l'intensité.

Or, cette tension ne peut être qu'égalée à V (nous supposons la pile sans résistance interne) puisqu'il n'y a aucune résistance dans le circuit.

Nous avons donc :

$$L \frac{di}{dt} = V$$

d'où :

$$\frac{di}{dt} = \frac{V}{L}$$

Or V/L est une constante. Dire que

$$\frac{di}{dt}$$

est constant, c'est dire que la vitesse de variation de i en fonction du temps est constante, donc que i augmente régulièrement, chaque seconde d'un certain nombre d'ampères (ce nombre étant d'ailleurs précisément V/L).

L'intensité doit donc augmenter suivant une loi linéaire :

$$i = \frac{V}{L} t$$

c'est-à-dire suivant la loi de la courbe (1) (trait gras) de la figure 8.

C'est une conséquence directe de la définition du coefficient de self-induction. On dit qu'un bobinage de un Henry est celui aux bornes duquel la tension de self-induction est de un volt quand le courant dans le bobinage varie de un ampère par seconde.

Donc, dans ce même bobinage de un Henry, la tension aux bornes est de A volts si le courant varie de A ampères par secondes. Si le bobinage a un coefficient de self-induction de L Henrys, un courant qui varie de A ampères par seconde provoquera, à ses bornes, une tension de A x L volts.

La courbe (1) de la figure 8 choque un peu : on admet mal

ce courant dont l'intensité augmente indéfiniment (surtout en période d'économie d'énergie !).

Il y aura, en fait, des raisons qui vont modifier un peu le résultat pratique. D'abord, la pile ne peut débiter un courant infini (elle a sa résistance interne). Ensuite, le bobinage, s'il n'est pas supra-conducteur, a tout de même une petite résistance. Tout cela joint, on arrive à une variation de courant qui se fait suivant la loi de la courbe (2) (pointillés) de la figure 8. Cette courbe part tangentiellement à la courbe (1), se confond presque avec elle au début, mais s'en écarte pour plafonner à une ordonnée limite. La courbe a une tangente « à l'infini », que l'on nomme « asymptote », dont l'ordonnée est tout simplement V/R, R étant la résistance totale du bobinage, en y incorporant la résistance interne de la pile et celle des fils de connexion.

UN PETIT COUP DE BALAIS...

Nous avons beaucoup insisté sur le fait que la courbe (2) se confondait très étroitement avec la courbe (1) au début. Et cela, c'est très important.

En effet, il est fréquent, dans la pratique, de rencontrer des exemples de bobinages alimentés par une tension constante et dans lesquels on considère que l'intensité du courant augmente suivant une loi linéaire du temps.

Le plus connu des lecteurs de la Revue est le balayage ligne (horizontal) des téléviseurs.

On sait, en effet, que le spot (point lumineux) qui forme l'image sur l'écran d'un tube de télévision est dévié par des champs magnétiques, produits par les bobines de balayage, groupées autour du col du tube.

En première approximation, la déviation du spot est proportionnelle à l'intensité du courant dans le bobinage. Or, pour réaliser le balayage horizontal, à 625 lignes en 1/25 de seconde, soit un aller et retour en 64 μ s, avec à peu près 56 μ s pour l'aller et 8 μ s pour le retour, on doit obtenir un déplacement du spot à vitesse constante. Il est donc nécessaire d'avoir un courant qui croisse linéairement dans la bobine de déviation horizontale.

La solution que l'on a trouvée consiste à utiliser le résultat que nous avons établi plus haut : en appliquant une tension constante à un bobinage, on obtient dans ce dernier une

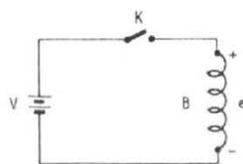


Fig. 7. - Lorsque l'on ferme l'interrupteur K, on applique la tension constante V aux bornes de la bobine L : le courant devrait croître proportionnellement au temps (croissance linéaire).

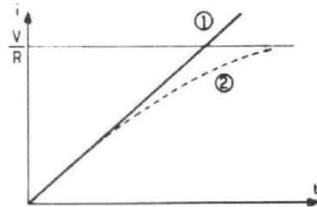


Fig. 8. - Quand un bobinage est alimenté sous une tension constante, l'intensité devrait croître proportionnellement au temps (1). En réalité, la présence de résistances diverses limite la montée de courant qui se fait suivant la courbe 2.

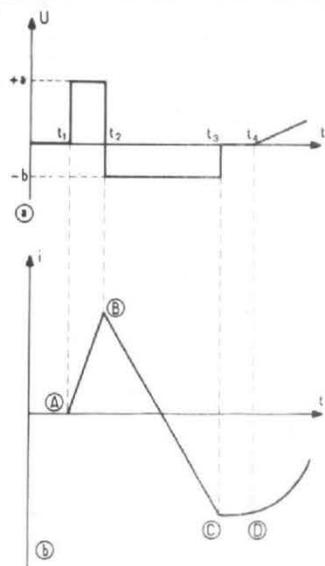


Fig. 9. - Lorsque l'on applique à un bobinage pur (sans résistance) une tension qui varie comme en (a), l'intensité varie comme en (b).

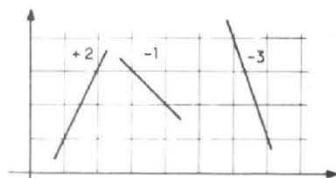


Fig. 10. - On définit la « pente » d'une droite comme le quotient des variations d'ordonnée par les variations d'abscisse d'un point qui se déplace sur la droite. On trouve ci-dessus des pentes de +2, -1 et -3.

intensité qui, tout au moins au début, croît proportionnellement au temps.

On applique donc une tension constante aux bornes du bobinage de déviation horizontale pendant l'aller du spot, et l'on obtient automatiquement un déplacement à vitesse constante. Les lecteurs très au courant des détails de la télévision pourront objecter que l'on doit faire une « correction en S » pour tenir compte de la grande valeur de l'angle de déviation, mais le principe reste valable, à quelques détails près.

On a donc utilisé efficacement le phénomène de self-induction pour réaliser un balayage linéaire. Mais, hélas, le côté « rouspéteur » de la self-induction n'a pas disparu : lors du retour du spot, retour qui doit être très rapide, on est donc amené à faire varier très rapidement l'intensité du courant dans la bobine de balayage horizontal. La réaction de la self-induction sera brutale : il va se développer aux bornes de la bobine une tension très élevée. C'est même cette tension considérable qui rend souvent difficile la transistorisation des balayages horizontaux des tubes couleurs (ils nécessitent des bobinages de plus grande taille, donc affectés de coeffi-

icients de self-induction plus élevés que ceux des tubes noir et blanc). La surtension de retour est telle que l'on risque fort de détruire les transistors les plus adaptés à cette fonction.

La solution de la tension constante pour obtenir une montée linéaire de courant s'applique bien au cas du balayage horizontal, mais très mal au cas du balayage trame (balayage vertical). Pourquoi ? Tout simplement parce que, dans le cas de la déviation verticale, il ne s'agit plus de déplacer le spot en $56 \mu\text{s}$, mais en $20\,000 \mu\text{s}$, disons plutôt en 20 ms (récurrence 50 Hz). Dans ces conditions, le

$$\frac{di}{dt}$$

dans le bobinage est beaucoup plus petit, les perturbations dues à la résistance du bobinage deviennent prédominantes et l'on ne peut plus se contenter de maintenir une tension constante.

AUTRES TYPES DE VARIATION DE COURANT

Nous allons maintenant supposer qu'un générateur de tension, sans résistance interne

applique à un bobinage de coefficient de self-induction L une tension U qui varie en fonction du temps suivant une loi connue, et nous allons essayer d'en déduire la loi de variation du courant dans la bobine.

Nous supposons (fig. 9 a) que la tension U , nulle au début, passe brusquement à la valeur $+a$ au temps t_1 , y reste jusqu'au temps t_2 , où elle passe brusquement à la valeur $-b$, qu'elle garde jusqu'au temps t_3 où elle s'annule. La tension U reste alors nulle jusqu'au temps t_4 , où elle commence à croître progressivement.

Nous supposons aussi que le courant dans le bobinage était nul au départ (au temps zéro).

Il nous est alors facile de tracer la courbe de la figure 9 (b), donnant la variation de l'intensité du courant en fonction du temps.

Cette intensité va varier à partir du moment t_1 . Sa variation sera linéaire (proportionnelle au temps). La courbe qui représente cette variation sera donc une droite. La pente de cette droite sera a/L puisque l'on doit avoir, pendant que la tension aux bornes du bobinage est a , une variation de i suivant la formule :

$$L \frac{di}{dt} = a$$

d'où :

$$\frac{di}{dt} = a/L$$

Rappelons que la pente d'une droite (fig. 10) est le rapport de la variation d'ordonnée à la variation d'abscisse d'un point qui se déplace sur cette droite. Dans le cas de la figure 10, nous avons représenté des segments de droites correspondant à des pentes successives (de gauche à droite) de 2, -1 et -3. La notation (qui effraie tant les « mathophobes »)

$$\frac{di}{dt}$$

représente la vitesse de variation de i en fonction de t , donc, lors d'une variation régulière de i (représentée par une droite), le rapport des variations de i aux variations de t qui leur ont donné naissance (si l'augmentation de i est de $0,0032 \text{ A}$ pendant un temps de $0,001 \text{ s}$, cela correspond à une vitesse de variation :

$$\frac{di}{dt} = \frac{0,0032}{0,001} = 3,2 \text{ A/s.}$$

Donc, à partir du temps t_1 , la valeur de i monte suivant

une loi linéaire (représentée par une droite), à raison de a/L ampères par seconde, soit une pente de a/L pour la droite représentative de la variation de i .

Au temps t_2 , la tension aux bornes du bobinage devient brusquement négative et égale à $-b$. L'intensité cesse donc brusquement d'augmenter pour se mettre à diminuer. La variation instantanée de la pente se traduit par un angle vif dans la courbe donnant i en fonction de t .

Nous avons supposé que b était deux fois plus petit que a et que la période t_3-t_2 était quatre fois plus longue que la période t_2-t_1 .

Nous allons donc avoir une droite représentant i qui, à partir du point B, va descendre avec une pente moitié moindre que la pente qu'elle avait pour monter du point A au point B. Mais, comme elle descend quatre fois plus longtemps du point B au point C qu'elle n'était montée du point A au point B, elle va descendre, de B en C, deux fois plus qu'elle n'était montée de A en B.

Le point C aura donc une ordonnée négative, égale en valeur absolue à l'ordonnée du point B.

A partir du temps t_3 , correspondant au point C, la tension aux bornes du bobinage s'annule. Aucun problème : le courant dans le bobinage va donc se maintenir constant.

Arrive le temps t_4 : la tension aux bornes du bobinage se met à croître progressivement. Nous aurons donc une augmentation de plus en plus rapide de l'intensité, c'est-à-dire que la courbe représenta-

tive de i en fonction de t ne sera plus une droite, mais une courbe, la concavité de cette courbe étant orientée vers le haut, ce qui traduit le fait que la pente de la tangente à la courbe (soit, encore et toujours, le sempiternel

$$\frac{di}{dt})$$

va en croissant.

Il est aussi très instructif de faire le contraire, de partir de la courbe de variation de i dans un bobinage pour en déduire la courbe de variation de la tension de self-induction aux bornes du bobinage.

CE QU'EST UN « EXTRA-COURANT DE RUPTURE »

Dans l'expérience de la figure 4, nous avons utilisé la surtension qui se produit aux bornes d'un bobinage lorsque l'on coupe le courant dans ce dernier pour allumer une lampe à néon. Mais il y a des cas où les effets de la self-induction, lors de la coupure du courant, sont bien plus dévastateurs.

Notre lampe à néon constituait une issue possible pour l'énergie contenue dans le bobinage, et cela se passait bien. Mais, si l'on doit couper un courant de forte intensité dans un bobinage doué d'un grand coefficient de self-induction, cela peut se passer très mal.

Comme la variation de l'intensité est extrêmement rapide, la tension de self-induction peut être très grande. Elle est souvent suffi-

sante pour arriver à s'opposer à la coupure en faisant passer le courant sous forme d'un « arc » entre les pièces qui étaient en contact. Dans le meilleur des cas, cela se traduit par une étincelle bien visible : la dissipation de l'énergie du bobinage se fait en volatilissant le cuivre des dernières parties du contact à rester jointives lorsque l'on fait cesser le passage du courant. On peut toujours supposer que les paillettes qui établissent le contact ont d'abord une surface de contact importante, lorsque ces pièces se trouvent appliquées l'une contre l'autre par une force énergétique.

Au moment où l'on veut faire cesser le contact, la pression sur les paillettes faiblit. La zone selon laquelle elles se touchaient diminue de surface, jusqu'au moment où elle se réduit à un simple point. Comme le phénomène de self-induction maintient l'intensité à une valeur presque constante, il va y avoir une densité de courant énorme dans ce point. Du cuivre sera volatilisé et il y aura étincelle.

Mais, si l'énergie contenue dans le bobinage est grande, les choses n'en resteront pas là. Quand les dernières zones de passage possible de courant se sont un peu séparées, au moment où l'étincelle vient de jaillir, la tension aux bornes du contact monte vertigineusement. Elle peut arriver à être suffisante pour provoquer un passage de courant dans la zone où la volatilisation du cuivre, lors de l'étincelle, a amorcé une ionisation de l'air. A ce moment, une sorte de ruban bleuâtre jaillit entre les pièces du contact, entretenant

une volatilisation du métal et permettant le passage du courant. C'est l'« arc électrique », justement redouté, car il risque, dans les meilleurs cas, de détériorer gravement le contact, et même de mettre le feu. C'est ce phénomène que l'on appelle l'« extra-courant de rupture ». Comme on le voit, la self-induction n'est pas une plaisanterie.

On a toujours des difficultés quand on veut couper le courant brusquement dans un circuit doué de self-induction (or, malheureusement, on peut dire que tous les circuits sont plus ou moins doués de self-induction). Si l'on emploie un transistor, il faudra prévoir des moyens de protections, ainsi qu'une issue pour l'énergie contenue dans le bobinage.

Une méthode assez approximative pour limiter les dégâts consiste (fig. 11) à shunter le bobinage par un résisteur. Bien sûr, on prendra, pour ce dernier, une résistance élevée, pour que, lorsque l'on alimente le bobinage (qui a une résistance r), il ne passe qu'une fraction relativement réduite de l'intensité totale dans le résisteur R .

Quand on coupe brusquement le circuit qui alimente le bobinage (et qui a amené l'intensité du courant dans ce dernier à la valeur i), le courant i ne peut passer que par la résisteur R . Il commencera par avoir la valeur i (puisque l'intensité ne peut pas varier instantanément dans un bobinage), ce qui donne une tension maximale Ri aux bornes de l'ensemble résisteur-bobinage. Après quoi, par suite de la dissipation de l'énergie contenue dans le bobinage par

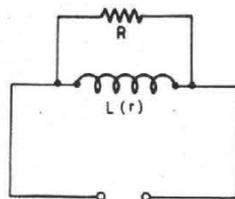


Fig. 11. - Pour limiter la surtension aux bornes d'un bobinage parcouru par une intensité i au moment où l'on coupe le courant, on peut shunter le bobinage par une résistance R : la surtension sera limitée à la valeur Ri .

le résisteur, l'intensité va décroître progressivement.

Prenons un exemple numérique. Soit une bobine de relais, alimentée sous 24 V et ayant une résistance de 343 Ω, ce qui représente une intensité de régime de $24/343 = 0,07$ A soit 70 mA. Si nous shuntons la bobine par un résisteur de 1 200 Ω, soit 3,5 fois plus que celle de la bobine, quand nous alimenterons le tout sous 24 V, il y aura 70 mA dans la bobine (utiles) et 20 mA dans R (perdus). Nous aurons tout de même envoyé 78 % de l'intensité totale dans la bobine.

Coupons l'envoi de courant à l'ensemble. Une microseconde avant cette coupure (nous supposons un interrupteur tellement parfait qu'il laissera les techniciens un peu rêveurs !), il passe 70 mA dans la bobine. Donc, une microseconde après cette coupure, il passe encore 70 mA dans la bobine. Comme ils ne peuvent passer que dans le résisteur, cela représente une surtension de :

$$1\ 200 \times 0,07 = 84\ V$$

Ce n'est pas négligeable, mais ce n'est rien si on le compare à ce que l'on aurait pu avoir comme surtension si l'on avait laissé celle-ci se manifester sans rien faire pour s'en défendre. Dans beaucoup de cas, des techniciens ont constaté avec regret que ladite surtension était capable de détruire la bobine du relais, ou le transistor chargé de couper le courant, ou même les deux à la fois avec un peu de... chance !

LA SELF-INDUCTION EST-ELLE UNE CATASTROPHE ?

On pourrait conclure de ce qui précède que les phénomènes de self-induction constituent un véritable fléau aux conséquences uniquement désastreuses. Ce serait aller trop vite.

Si, dans de nombreux cas,

on déplore vivement les effets de la nature inductive des circuits dans lesquels on doit couper rapidement un courant, il y a fort heureusement des quantités de cas où l'on utilise la self-induction d'une façon très intéressante.

Tout d'abord, nous avons vu qu'un bobinage inductif, s'il a une faible résistance, laisse parfaitement passer le courant continu, mais s'oppose à toute variation du courant. Il gênera donc efficacement les composantes alternatives éventuelles. Autrement dit, le bobinage pourra jouer un rôle de filtrage très efficace.

D'autre part, comme nous le verrons plus loin, un bobinage alimenté en alternatif se comporte comme une « pseudo-résistance » (on dit une « impédance ») proportionnelle à la fréquence. On utilisera donc le bobinage pour obtenir une impédance donnée à une fréquence donnée. On fera ainsi des filtres.

Enfin, et c'est là le plus important, nous verrons plus tard que, quand on associe un bobinage doué de self-induction et un condensateur, on obtient un circuit « oscillant », base de tous les oscillateurs, de tous les filtres sélectifs, de tous les circuits générateurs et amplificateurs de haute fréquence. Donc, sans la self-induction, il n'y aurait ni radio, ni télévision, ni fours à haute fréquence, ni allumage automobile, ni filtres... arrêtons nous là.

C'est l'immense importance de ce phénomène qui explique l'intérêt que nous lui portons, qui justifie que nous ayons mobilisé si longtemps l'attention des lecteurs que nous remercions de nous avoir suivi jusqu'ici.

J.-P. OEHMICHEN
Ingénieur E.P.C.I.

toujours du NOUVEAU!

R. DUVAUCHEL vous présente :

ZEVA "VARIOMATIC"

Fer à souder Thermostaté

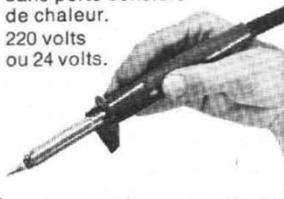
Température stabilisée au degré exact de chauffe désirée.

Sans transformateur ni régulateur.

Système de réglage de température par cran, à l'intérieur du manche.

Très fin, pratique, léger. Sa puissance, 65 watts le rend indispensable pour un travail en chaîne sans perte sensible de chaleur.

220 volts ou 24 volts.



SOUDEUR "WAHL ISO TIP"

à mini batterie incorporée

Fonctionne sans fil, sans courant, partout. Eclairage du point de soudure sans ombre. Léger, pratique, maniable.

Poids : 150 g

Longueur : 12 cm

Température : 350 °C

Puissance : 50 watts

Sécurité : 2,4 volts

Vendu complet avec son chargeur.



ZEVA "DESSOUEUR SOUDEUR"

de 35 watts, d'une précision remarquable, est parfaitement adapté pour le soudage et dessoudage des composants.

Léger, pratique, fonctionnant d'une seule main, donnant une aspiration juste et douce sans danger pour les circuits délicats.



POMPE DESSOUEUSE "PRO INDUSTRIA"

Trois modèles : dont la plus petite pompe dessoudeuse du monde.

MAXI SUPER
sans recul pour l'atelier, laboratoire etc.

MAXI MINI
pour le dépannage à l'extérieur etc.

MAXI MICRO
pour le dessoudage miniaturisé, micro soudage etc.
Longueur de la pompe : 160 mm
Largeur de la pompe :
Ø 12 mm
Ø INTÉRIEUR de l'embout : 1,5 mm
Poids : 27 g



RENSEIGNEMENTS
ET DOCUMENTATION :

EN VENTE CHEZ VOTRE DISTRIBUTEUR

PRO-INDUSTRIA (R. DUVAUCHEL)

3 bis, rue Castères 92110 CLICHY 737.34.30 et 737.34.31

ETUDE ET RÉALISATION D'UN INSTRUMENT DE MESURE POUR NON-VOYANTS

CET instrument rendra de grands services aux non-voyants qui réalisent des montages électroniques et qui, notamment, pratiquent l'émission d'amateur. La grande famille des radioamateurs compte en effet dans ses rangs de nombreux aveugles qui trouvent dans cette activité une source de joies et d'espérance. Sait-on que leur association, l'UNARAF comptait en 1974, 78 OM licenciés. Grâce à l'adjonction d'un dispositif sonore, les non-voyants réalisent l'accord de leur étage final avec autant de précision que le ferait un voyant, et certains se livrent même à la réalisation de montages électroniques en maniant le fer à souder.

C'est à leur intention que nous donnons ci-dessous la description d'un appareil de mesure réalisé par un radioamateur américain W7 BBX/4 pour répondre à leur besoin particulier.

CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES

Le circuit de l'instrument de mesure sonore ne constitue en fait qu'une forme de convertisseur analogique numérique dans lequel un train d'impulsions ou un signal carré, de basse fréquence variable, est généré en présence d'une tension continue appliquée aux bornes. Les particularités essentielles du circuit et les caractéristiques

auxquelles il doit satisfaire sont les suivantes :

- tonalité distinctement audible variant en fonction d'une tension d'entrée en courant continu ;
- fréquence de 400 Hz pour le signal le plus bas correspondant à une tension nulle ;
- élévation progressive de la fréquence du signal en fonction de la lecture enregistrée par l'appareil de mesure ;
- amplitude de la tonalité de deux octaves pour un déplacement de l'aiguille du contrôleur de zéro à pleine échelle ;
- tonalité calibrée pour chaque division de l'échelle de mesure (0, 1, 2, ..., 9, 10) pour le contrôle auditif de la déviation de l'aiguille ;
- haute impédance d'entrée pour permettre le branche-

ment de l'appareil sans influencer les lectures.

L'amplificateur de tension est connecté directement aux bornes de l'instrument de mesure servant au contrôle (fig. 1) ; en conséquence, l'impédance d'entrée de cet amplificateur doit être très élevée par rapport à celle du contrôleur, afin d'éviter des charges dangereuses et des lectures erronées.

Comme la tension de sortie nécessaire pour piloter l'oscillateur à tension contrôlée s'établit entre 2 et 5 V, on devra procéder au réglage de l'amplification. Ces valeurs de tension continue assureront la variation de la fréquence d'oscillation de l'oscillateur aussi linéaire que possible, sur une gamme de fréquences de

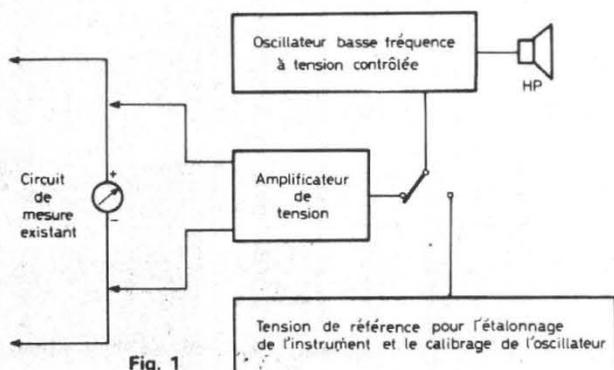


Fig. 1

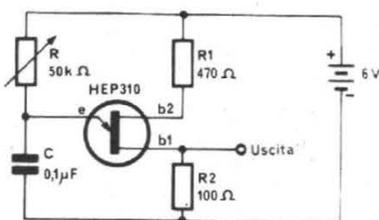


Fig. 2

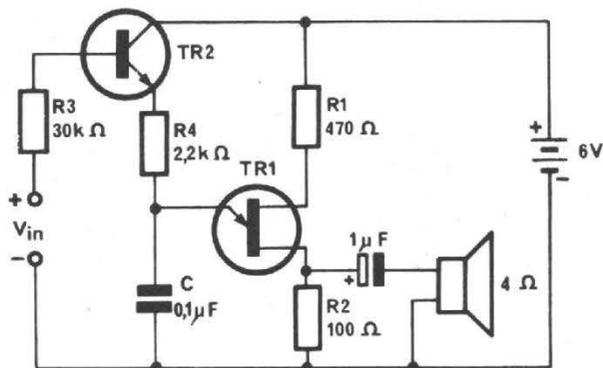


Fig. 3

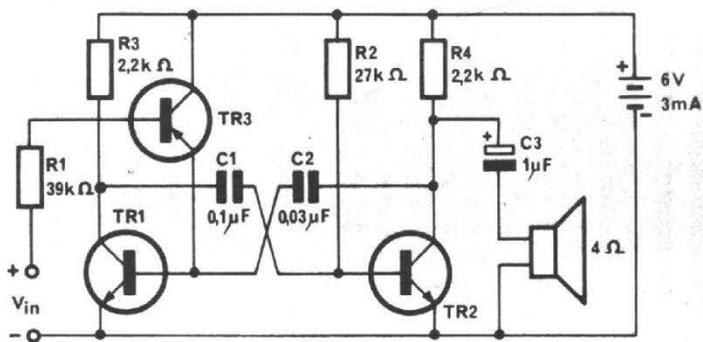


Fig. 4

deux octaves. De cette façon, on obtient une graduation appropriée des tons entre deux divisions de lecture consécutives de l'instrument de mesure (entre 0 et 1, ou entre 4 et 5, par exemple), ce qui rendra possible le tarage de l'instrument, de manière à permettre une interpolation entre les différentes divisions, en se basant seulement sur les perceptions auditives. Ainsi, une personne atteinte de cécité peut non seulement accorder un émetteur en se basant sur les indications de maximum et minimum (tonalité plus aiguë ou plus basse) mais il est également en mesure d'évaluer les positions intermédiaires.

OSCILLATEUR A TENSION CONTROLÉE

Le type le plus simple d'oscillateur à tension contrôlée est celui que représente la figure 2, c'est-à-dire un oscillateur à relaxation équipé d'un transistor unijonction. La résistance R contrôle la vitesse de charge du conden-

sateur C, qui, en se déchargeant, donne lieu à la production d'une impulsion, à travers R₂. En modifiant la valeur de R, la vitesse de charge de C, et donc la fréquence des impulsions de l'oscillateur peuvent être réglées à volonté. Une telle variation peut également s'obtenir en réalisant le circuit de la figure 3 dans lequel le courant de charge de C est proportionnel à la tension d'entrée V_{in}. La résistance de base de TR₂, dans ce cas, doit être choisie de manière à maintenir le transistor dans les limites de courant spécifiées. Le rôle de R₄ consiste à limiter la fréquence d'oscillation la plus élevée. Avec les valeurs indiquées sur le schéma, on obtient une gamme de fréquences de deux octaves à la sortie, avec une fréquence minimale de l'ordre de 350 Hz pour une tension d'entrée V_{in} min. égale à 2 V et V_{in} max. égale à 5 V. Le courant absorbé est d'environ 1 mA.

Un oscillateur de type UJT présente l'inconvénient

d'avoir un signal ondulé qui donne lieu à une tonalité peu agréable. L'écoute d'un signal carré est déjà préférable à celle des impulsions.

La figure 4 indique le circuit d'un oscillateur à signal carré. Il s'agit d'un circuit multivibrateur astable avec couplage entre collecteur et base, dont la vitesse de flip-flop est déterminée par les condensateurs C₁-C₂ et les résistances R₁-R₂. Le transistor TR₃ a pour rôle de maintenir le courant constant.

Les valeurs des composants ont été choisies de manière à obtenir la même gamme audible qu'avec l'oscillateur type UJT. Dans ce cas, la linéarité obtenue en basse fréquence est cependant très supérieure à celle du circuit UJT, en particulier sur les fréquences élevées.

AMPLIFICATEUR DE TENSION

Pour ce circuit, on utilise l'amplificateur opérationnel 741 C, dont le coût est peu élevé et qui se prête bien à

une haute impédance d'entrée et aux importantes variations de tension.

En général, les amplificateurs opérationnels sont utilisés avec de faibles signaux et aussi comme amplificateurs de courants alternatifs mais ils peuvent également constituer d'efficaces amplificateurs de courants continus, au moyen de circuits de polarisation bien adaptés.

Le facteur d'amplification, c'est-à-dire le gain en tension peut être facilement réglé en agissant sur une seule résistance, comme l'indique le schéma de la figure 5.

$$A_v = \frac{R_f}{R_i} = - \frac{V_o}{V_{in}}$$

Dans cette formule, R_f est la résistance de contre-réaction (généralement supérieure à 100 kΩ) et R_i la résistance d'entrée. Le signe « - » indique que la tension de sortie est en opposition de phase par rapport à celle d'entrée, autrement dit qu'une variation positive de V_i donne lieu à une variation négative de V_o (ou tout au moins, moins positive) ou inversement.

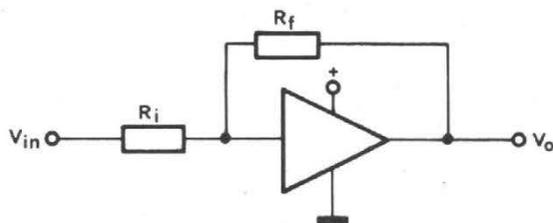


Fig. 5

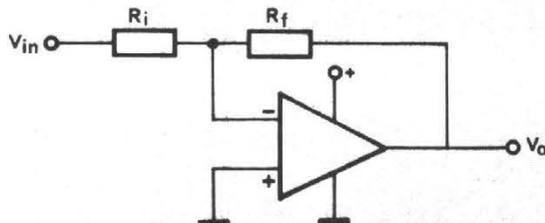


Fig. 6

Comme le montre la figure 6, il est possible d'utiliser la seule moitié inverseuse de l'amplificateur différentiel comme amplificateur de tension.

La tension maximale de l'amplificateur opérationnel, qui est de 6 V, et la tension de repos ont été convenablement fixées pour effectuer le contrôle de fréquence de l'oscillateur, dans la gamme de tensions 2-5 V.

Si on veut déterminer le gain en tension exigé par l'amp-op, on devra connaître la tension présente entre les bornes de l'instrument de mesure et R_f et R_i devront être réglées en conséquence.

La figure 7 se réfère à un instrument pour la mesure des courants, de type idéal, avec en série, sa résistance interne effective. Le courant I_m en traversant l'instrument donne lieu aux bornes à une tension

$$E_m = I_m R_m$$

Avec un instrument de 1 mA, R_m est en général de l'ordre de quelques dixièmes d'ohm. Elle peut être facilement mesurée en utilisant la méthode représentée sur la figure 8 (ne jamais mesurer la résistance d'un milliampère-mètre avec un ohmmètre), en effectuant les opérations suivantes :

- monter l'instrument dans le circuit précédent ;
- choisir $R_1 = 2 B/I_m$ (max.) ($R_1 > R_m$, $R_2 > 2 R_m$) ;
- déconnecter R_2 et régler R_1 de manière que l'aiguille dévie à pleine échelle ;
- connecter à nouveau R_2 et régler de manière que l'aiguille soit portée à mi-échelle ;
- déconnecter R_2 et mesurer celle-ci à l'ohmmètre. $R_2 = R_m$.

Dans notre cas, l'instrument de 1 mA avait une résistance interne de 43 Ω . Donc, pour une déviation à fond d'échelle, aux bornes de l'instrument, on trouve 43 mV, valeur qui sert à produire à la sortie de l'amplificateur opérationnel la variation de 3 V (2-5 V). Donc :

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{3 \text{ V}}{0,043 \text{ V}} = - 70$$

donc le rapport entre R_f et R_i doit être de 70.

Pour avoir une R_i suffisamment élevée, de manière à présenter à l'entrée de l'amp-op, la valeur choisie est de 22 M Ω . A noter qu'aussi bien R_f que R_i peuvent être modifiées afin de régler le gain de l'amplificateur.

En général R_f est du type variable afin de permettre de régler le gain tout en maintenant élevée et constante

l'impédance d'entrée ($Z_{in} = R_i$) avec R_1 fixe.

La valeur de R_i est déterminée par la relation :

$$R_i = \frac{R_f}{A_v} = \frac{22 \text{ M}\Omega}{70} = 314 \text{ k}\Omega$$

Comme la moitié du 741 C n'est pas utilisée, l'entrée de la section libre devra être connectée à la masse à travers une résistance de 150k Ω . Cette valeur déterminée expérimentalement permet de n'enregistrer aucune variation de tension entre les deux sections du circuit. La figure 9 illustre le schéma de l'amplificateur réalisé. R_i en pratique a été remplacée par un potentiomètre placé en série avec une résistance de 39 k Ω , de manière que les gains maximal et minimal soient respectivement de :

$$A_{v(\text{max})} = \frac{22 \text{ M}\Omega}{39 \text{ M}\Omega} = 563$$

(potentiomètre au minimum)

$$A_{v(\text{min})} = \frac{22 \text{ M}\Omega}{539 \text{ M}\Omega} = 48$$

(potentiomètre au maximum)

La figure 10 montre le circuit de l'amplificateur opérationnel réalisé en fonction de notre étude précédente. Comme on peut le voir, l'alimentation est stabilisée par une diode zener de 6,2 V. On observera que toutes les ten-

sions devront être mesurées par rapport à la borne négative de l'instrument, et non au potentiel de masse du châssis. Les deux potentiels en effet, l'un relatif au négatif et l'autre à la masse, peuvent différer entre eux d'une centaine de volts selon le type d'appareil à contrôler. Il est donc nécessaire de faire attention que ne se produisent pas d'erreurs de connexion dans l'exécution du montage. En effet, le châssis de l'instrument de mesure audible devra être connecté au châssis de l'appareil à contrôler à travers un câble blindé à deux conducteurs. Il faudra également s'assurer que dans le haut-parleur utilisé, l'une des extrémités de la bobine ne soit pas en contact avec l'armature.

TARAGE-DIVISEUR DE COMPARAISON

Afin de disposer de tonalités de référence avec lesquelles une tonalité quelconque produite par une tension, même irrégulière, puisse être comparée, il est nécessaire de disposer de tensions d'entrée étalon, de valeur fixe, qui correspondent aux tensions de l'instrument de mesure pour chacune des onze divisions de l'échelle (0 à 10).

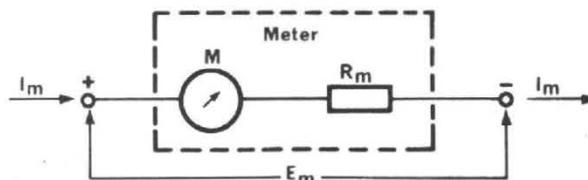


Fig. 7

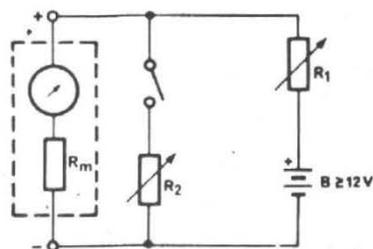


Fig. 8

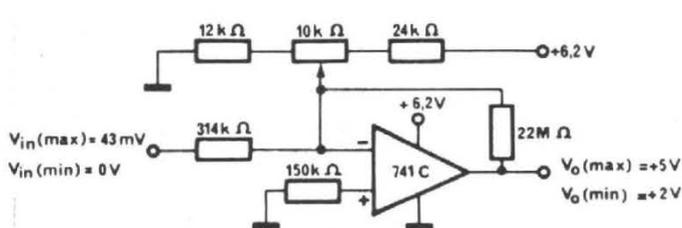


Fig. 9

Ces tensions étalon peuvent être obtenues avec un simple diviseur de tension résistif, au moyen d'un commutateur à plots, comme l'indique clairement la figure 11. La valeur de chacune des résistances R_x se calcule au moyen de la relation :

$$R_x = \frac{(V_{in x})(R_d)}{V_z - V_{in x}} = \frac{(R_d)(V_{in x})}{V_z - V_{in x}}$$

puisque $V_z > V_{in x}$. V_{in} correspond à la tension aux bornes de l'instrument de mesure quand on contrôle la X^e division.

R_d doit être choisie de manière à être très grande en face des résistances R_x , étant donné qu'il est utile d'avoir une division de tension égale à 1400. V_z est la tension zener qui alimente le réseau diviseur.

Dans notre cas $V_{in x} = (0,043 \text{ V})(x)$ et $V_z = 6,2 \text{ V}$; R_d a une valeur de $150 \text{ k}\Omega$. Nous aurons donc les valeurs suivantes de R_x :

x =	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
R _x =	0	104	208	312	416	520	624	728	832	936	1040

Le schéma définitif du circuit est celui indiqué à la figure 12 sur lequel la valeur de R_x a été choisie légèrement plus faible pour pouvoir disposer en série avec les dix résistances ($R_{14}-R_{23}$) les dix trimmers de $10-100 \Omega$ qui permettront d'effectuer le réglage du circuit.

REALISATION

Le montage de l'appareil ne présente pas d'excessives difficultés. Evidemment, la réalisation sur circuit imprimé est à préférer, mais il peut également être réalisé avec un circuit conventionnel, en ayant cependant bien soin de réaliser des connexions très courtes.

Sur le panneau frontal devront seulement être disposés les deux commutateurs S_1 et S_2 , tandis que le haut-parleur de 4 cm de diamètre ou un peu plus sera monté à l'endroit le plus approprié.

S_1 est un interrupteur à bascule rapide, bipolaire à deux voies, éventuellement avec positions travail et repos. La position repos est utilisée pour le contrôle (monitor), la position travail pour la confrontation. S_2 est un commutateur servant à sélectionner les différentes tonalités préfixées produites par le diviseur. Si on le désire, il est possible d'ajouter un contrôleur de volume comme le montre la figure 13. Si on désire modifier le volume, on peut agir sur la

valeur du condensateur de couplage C_4 ; une diminution de capacité entraîne une atténuation du volume.

MISE AU POINT

Avec l'appareil non alimenté (position off), connecter directement l'instrument de mesure auditif à l'instrument qui doit être contrôlé. Régler l'instrument pour une lecture zéro. Porter le potentiomètre de sensibilité R_5 (fig. 12) au maximum de résistance, c'est-à-dire au minimum de gain de l'amplificateur opérationnel et connecter un voltmètre (au moins de $20\,000 \Omega/V$) entre le pied 6 de l'amplificateur opérationnel et la masse commune. Porter S_1 sur la position de contrôle et régler le potentiomètre de polarisation R_2 , de manière à lire sur le voltmètre la valeur de 5 V; toute rotation ultérieure du potentiomètre R_2

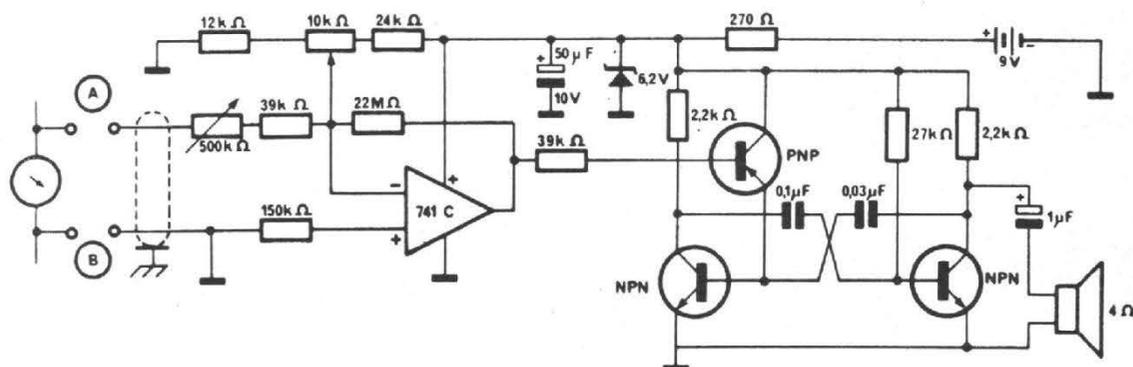


Fig. 10

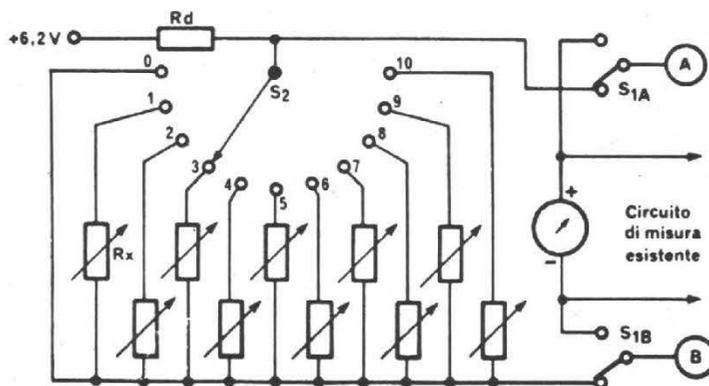


Fig. 11

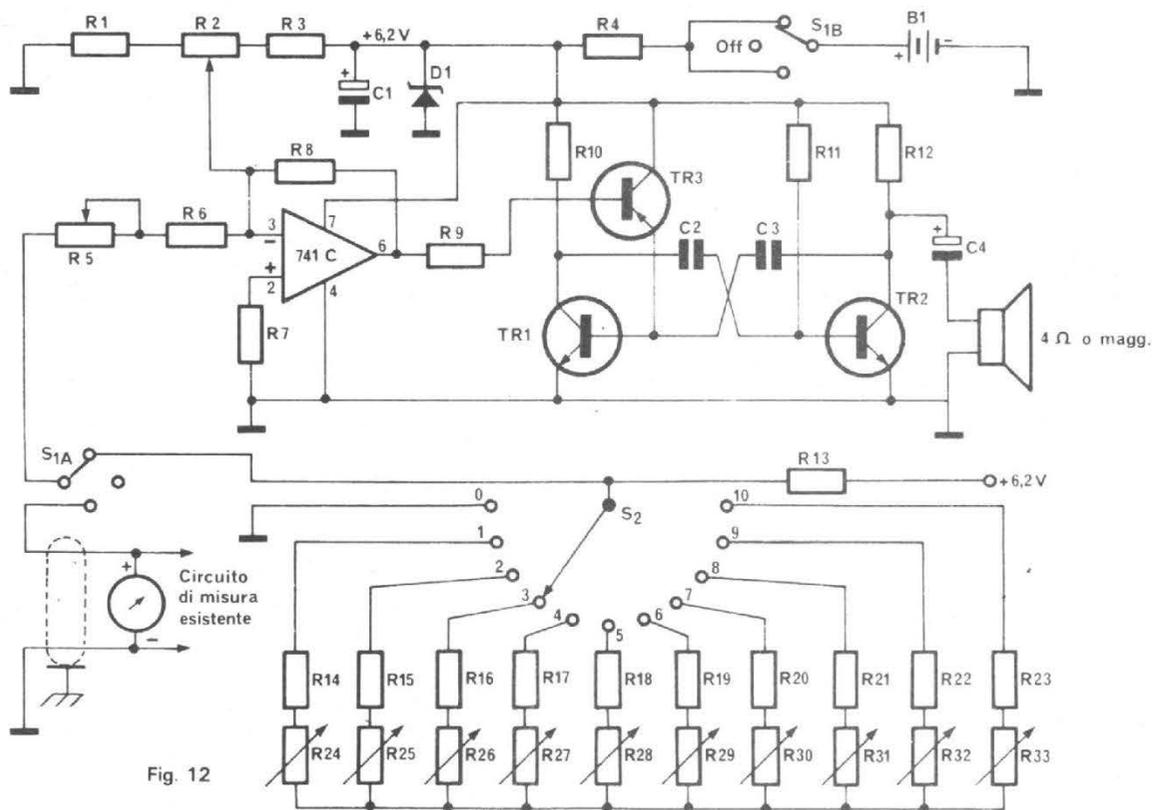


Fig. 12

Valeurs des composants de la figure 12 :

- $R_1 = 12 \text{ k}\Omega$
- $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_3 = 24 \text{ k}\Omega$
- $R_4 = 270 \Omega$
- $R_5 = \text{pot. de } 500 \text{ k}\Omega$
- $R_6 = 39 \text{ k}\Omega$
- $R_7 = 150 \text{ k}\Omega$
- $R_8 = 22 \text{ M}\Omega$
- $R_9 = 39 \text{ k}\Omega$
- $R_{10} = 2,2 \text{ k}\Omega$
- $R_{11} = 27 \text{ k}\Omega$
- $R_{12} = 2,2 \text{ k}\Omega$
- $R_{13} = 150 \text{ k}\Omega$
- $R_{14} = 51 \Omega$
- $R_{15} = 150 \text{ k}\Omega$
- $R_{16} = 270 \Omega$
- $R_{17} = 390 \Omega$
- $R_{18} = 470 \Omega$
- $R_{19} = 560 \Omega$
- $R_{20} = 680 \Omega$
- $R_{21} = 750 \Omega$
- $R_{22} = 860 \Omega$
- $R_{23} = 1 \text{ k}\Omega$

- $R_{24} \text{ à } R_{33} = \text{trimmer de } 10/100 \Omega$
- $C_1 = \text{électrol. } 50 \mu\text{F} - 10 \text{ V}$
- $C_2 = 0,1 \mu\text{F}$
- $C_3 = 0,3 \mu\text{F}$
- $C_4 = 1 \mu\text{F}$
- $D_1 = \text{diode zener } 6,2 \text{ V}$
- $B_1 = \text{batterie } 9 \text{ V}$
- $TR_1 = \text{transistor NPN BC108-BC109...}$
- $TR_2 = \text{transistor BC108-BC109...}$
- $TR_3 = \text{transistor PNP BC159-BC177...}$
- $IC = \text{circuit intégré } 741C$
- $S_1 = \text{interrupteur bipolaire à deux voies}$
- $S_2 = \text{commutateur, 1 voie 10 positions}$
- $HP = \text{haut-parleur } 4 \Omega \text{ ou plus}$

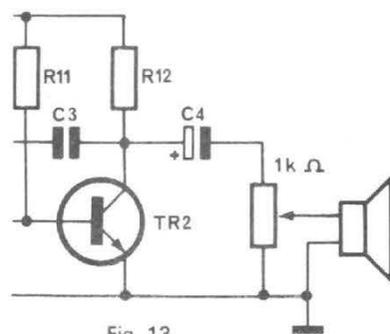


Fig. 13

provoquera une baisse de tension vers le minimum de 2 V, faisant ainsi varier la tonalité. Régler l'appareil de mesure de manière à obtenir une déviation à fond d'échelle. Régler le potentiomètre R_5 (et dans ce cas, le voltmètre devrait commencer à descendre jusqu'à 2 V) de manière que toute nouvelle variation de R_5 n'entraîne plus aucun effet. A cet instant, le voltmètre (toujours connecté au pied 6 du C.I.) devrait précisément indiquer 2 V. Avec cette opération, l'oscillateur à tension contrôlée doit pouvoir suivre, au moyen d'une note audible

dans le haut-parleur, les variations de l'instrument.

Avec S_1 exclu, porter l'appareil de manière à obtenir une déviation jusqu'au point 1. Avec S_2 toujours en position 1, commuter alternativement de la position repos à celle de travail, et inversement, en réglant le trimmer 24 jusqu'à ce que les tons des deux positions soient identiques. Effectuer les mêmes opérations sur les autres positions 2, 3..., 9, 10.

F. HURE F3RH

D'après une description de Spérimentare N° 2-1975

UN RECEPTEUR VHF

PORTABLE

SANS prétendre à une technique très récente, la description qui va suivre présente pour le débutant un grand intérêt qui s'attache à une bonne sensibilité alliée à une grande simplicité, sous un faible volume, bien qu'entièrement autonome et aisément transportable. En plus, il permet de couvrir une très large bande de fréquences de 90 à 150 MHz, ce qui n'est pas le cas pour les appareils plus évolués du type « convertisseur ». Il s'agit ici d'un appareil bâti autour d'un détecteur à super réaction, comportant un circuit accordé associé à un oscillateur. Autant dire que ce récepteur se comporte avant tout comme... un émetteur et ce peut être important pour la quiétude du voisinage !... Mais

le rayonnement peut être fortement atténué par des blindages et découplages rationnels et surtout par l'interprétation entre l'antenne et le circuit accordé d'un étage HF moins utile pour le gain qu'il apporte que pour l'isolement qui en résulte. Moyennant ces précautions, les perturbations éventuelles sont limitées à une zone très réduite et, bien que la sélectivité soit assez médiocre, ce type de récepteur est un utile compagnon pour l'écoute en portable en point haut, même sur un simple fouet quart d'onde.

Le circuit proposé est celui de la figure 1 et tient compte des remarques ci-dessus. Il comporte essentiellement un détecteur à super-réaction constitué par T₂, précédé d'un

étage HF aperiodique, qui est avant tout un étage d'isolement et suivi d'un étage amplificateur BF, très suffisant pour l'écoute, au casque. Optionnellement, pour l'écoute en très bon haut-parleur, un étage de puissance (TA 611C), peut être ajouté avec une commande de gain BF à l'entrée. Les transistors à effet de champ des étages T₁ et T₂ sont des TIS34. Ceux qui les trouveront un peu démodés nous excuseront d'en avoir fait une abondante provision à leur arrivée sur le marché et de les proposer dans de nombreuses réalisations. On pourra toujours les remplacer par d'autres plus récents mais très comparables en performance comme le 2N3819 ou 2N3823, le

2N4416 ou le MPF102 ou... d'autres dont la fréquence de coupure soit au moins de 200 MHz.

L'étage d'entrée est donc monté en « gate à la masse », avec attaque sur la source, au niveau de la résistance d'auto-polarisation. Le circuit de drain se referme sur l'alimentation au travers d'une bobine de couplage L₁, découplée par une cellule RC à sa base. Si le circuit d'entrée avait été accordé, cet étage aurait fourni un gain notable mais il aurait été nécessaire de le munir d'une commande d'accord séparée et surtout de prendre de grandes précautions de cloisonnement par rapport à l'étage suivant.

L₂ et la capacité parallèle ajustable C₁ déterminent la

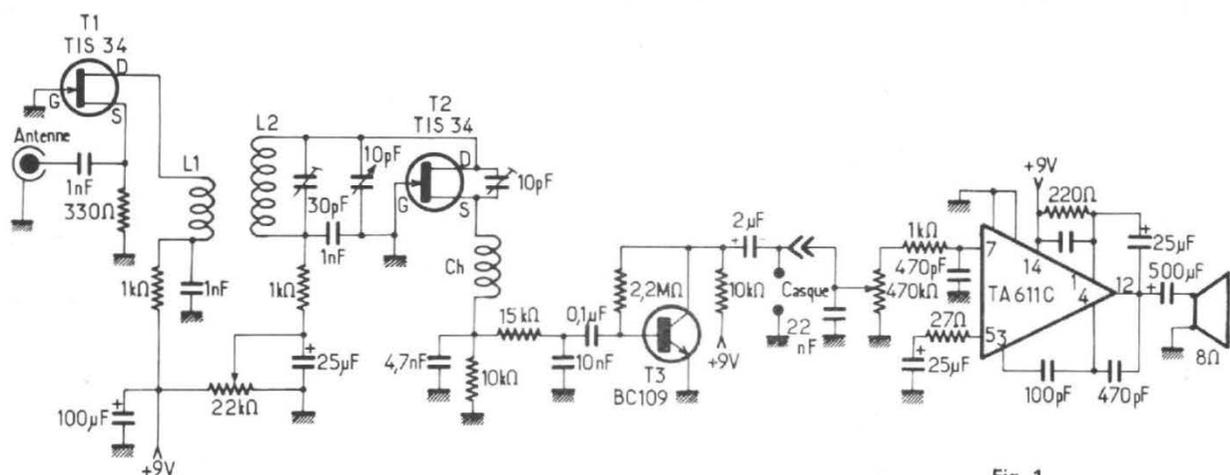


Fig. 1

fréquence de travail. C_1 est un ajustable cloche 3-30 pF, type professionnel et C_2 est un petit variable à air de 10 pF, dont le rotor est à la masse, ce qui évite l'effet de main, et qui permet un certain étalement, de l'ordre de 20 MHz. Avec la valeur de L_2 proposée par ailleurs, C_1 et C_2 étant complètement ouverts, la fréquence la plus élevée atteinte est de 150 MHz environ. On ne saurait être très affirmatif car la fréquence est également dépendance de la valeur de la capacité interne de T_2 . C_2 étant complètement fermé, on remarque que la bande balayée pour cette valeur minimum de C_1 va de 130 à 150 MHz. Lorsque C_1 est engagé au-delà de 20 pF environ, l'oscillation cesse à partir d'une fréquence de 90 MHz, parce que le rapport self/capacité est trop faible. Pour couvrir des fréquences inférieures, il conviendrait donc d'augmenter la valeur de L_2 par l'adjonction d'une ou plusieurs prises supplémentaires. Le circuit oscillant est disposé entre drain et masse. La gate étant elle-même à la masse au point de vue « HF » comme au point de vue « continu », c'est la source qui se trouvant à un certain potentiel HF par le fait d'un self de choc, Ch, et d'une liaison capacitive ajustable au drain, cause l'entrée en oscillation à la fréquence de C_1 - C_2 - L_2 . Le contrôle de la réaction est assuré par un potentiomètre de 22 k Ω sur lequel est prélevée la tension d'alimentation dont dépend le degré de réaction. La tension BF apparaît à la base de la bobine d'arrêt, Ch, et se trouve appliquée à une cellule de filtrage (15 k Ω - 10 nF) avant de rejoindre la base de T_3 (BC109), amplificateur très suffisant pour actionner confortablement un écouteur à haute ou moyenne impédance. Un tel récepteur présente une sensibilité de 0,5 μ V. L'ensemble L_1 - L_2 est réalisé à partir d'une spirale en fil argenté de 15/10 mm, à spires jointées, sur un diamètre de 12 mm, sur laquelle on pré-

lève 2 spires pour L_1 et 4 spires pour L_2 (longueur 18 mm), soudées sur C_2 à une extrémité. L_1 est couplé à L_2 , côté froid à une distance de 5 mm. Ch est constituée par 35 tours en l'air (sur un diamètre de 8 mm) de fil émaillé de 8/10 mm, jointif, des extrémités étant découpées sur quelques millimètres, étamées et soudées en place au ras de la source et du découplage. La disposition pratique aura tout intérêt à se rapprocher autant que possible de celle de la figure 2, c'est-à-dire à grouper les éléments critiques autour du CV C_2 avec des connexions aussi courtes que possible. Il serait facile pour les initiés du circuit imprimé de concevoir une platine spéciale dont C_2 serait le centre. Une plaque de Veroboard pourrait également être utilisée en raison des grandes facilités qu'elle offre. On notera qu'à partir du point froid de la bobine d'arrêt Ch, la longueur et la disposition des connexions sont sans importance puisqu'il ne s'agit plus que de basse fréquence.

MISE AU POINT

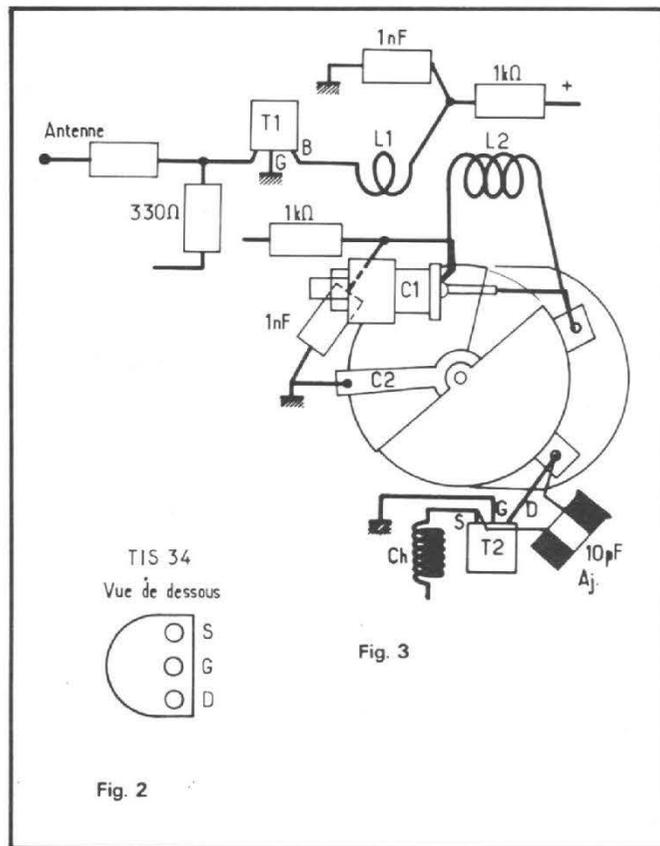
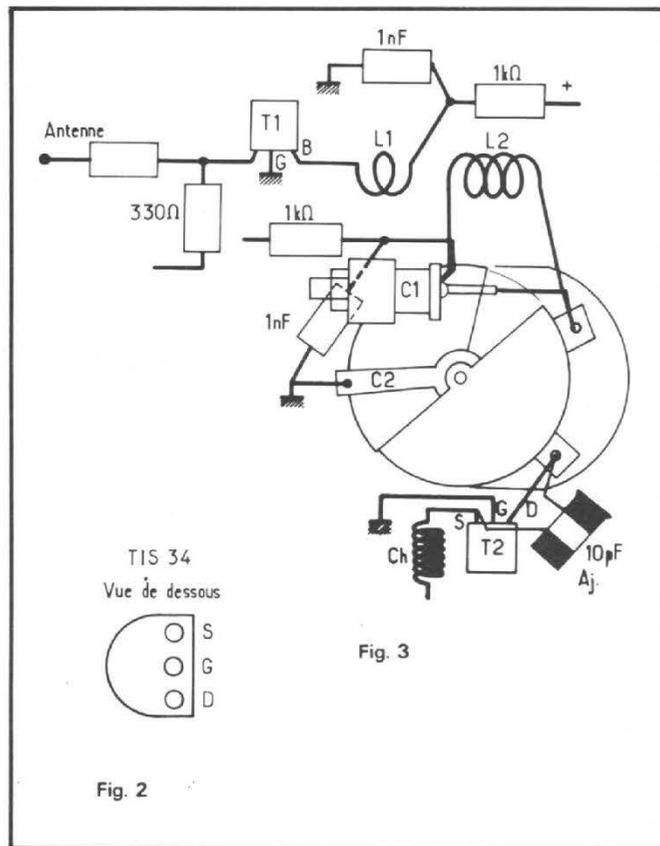
Le montage étant, comme toujours, supposé correct, peut être réuni à sa source d'alimentation (deux piles de lampe de poche en série). C_1 et C_2 étant au minimum de capacité, on avancera très doucement le curseur du potentiomètre de réaction jusqu'à obtenir un souffle très caractéristique de la super réaction. C'est au point précis où ce souffle prend naissance que se situe la plus grande sensibilité. Si l'on ne peut l'obtenir, il faut diminuer la valeur de l'ajustable entre source et drain qui est, dans notre cas, un ajustable à bague coulissante et pourrait sans doute être remplacé par une « queue de cochon » de deux fils isolés, torsadés, permettant d'obtenir une valeur de quelques picofarads, ajustable... à la pince coupante. La bonne valeur est celle pour laquelle ce souffle indispensable est obtenu sur la plus grande partie de la bande sans pratiquement avoir à

retoucher le potentiomètre. La manœuvre de C_2 fait apparaître les signaux qui, lorsque le niveau est suffisant, font disparaître complètement le souffle. En présence de signaux faibles, la réaction doit être réglée avec beaucoup de précision. Le couplage L_1 - L_2 est très critique et doit être aussi serré que possible dans la mesure où ce couplage n'empêche pas le démarrage des oscillations de T_2 . L'antenne utilisée sera, soit une bonne Yagi extérieure pour obtenir les meilleurs résultats, soit un quart d'onde télescopique de 80 cm de longueur à ajuster au quart de la longueur d'onde correspondant à la fréquence écoutée. La base est simplement enfilée dans le trou central de la prise d'entrée sans contact avec la masse sinon l'entrée se trouverait en court-circuit. Pour la bande 144 MHz, la longueur optima se situe aux environs de 50 cm, tandis que pour l'écoute du trafic propre à l'aviation (± 120 MHz), l'antenne sera portée à 60-65 cm. Les signaux très puissants peuvent être entendus avec l'antenne complètement repliée.

En raison de la largeur de la bande, ce système reçoit indistinctement la modulation d'amplitude et la modulation de fréquence. En manœuvrant habilement la commande de réaction, on peut se tenir au niveau de la réaction simple (étape qui précède l'apparition du souffle) : c'est la position dite « accrochée » qui permet de copier les signaux télégraphiques et de décoder la modulation à bande latérale unique.

Enfin, la tension BF pourra être dirigée soit vers un amplificateur séparé, soit sur un circuit intégré tel que le TA611C, déjà nommé, qui, donne d'excellents résultats sans aucun problème. Un potentiomètre d'entrée permet de régler le niveau sonore.

Robert PIAT
F3XY



LA TELEVISION COULEURS

A CIRCUITS INTEGRES

PPLUSIEURS circuits intégrés spécialement destinés aux récepteurs de TV couleur, ont été étudiés précédemment. Voici la suite de ces études. Pour le moment, il s'agit de CI fabriqués par la RTC - La Radio-technique-Compelec.

Ceux d'autres marques ont été analysés dans d'autres articles et d'autres feront l'objet d'articles futurs.

ALIMENTATION PAR DECOUPAGE

Ce sujet a été abordé dans notre précédent article paru en octobre 1975. L'alimentation par découpage peut être commandée par le CI type TDA 2640. Dans ce précédent article, on a donné à la figure 26, le schéma fonctionnel et à la figure 27, un schéma d'application.

Les caractéristiques générales de ce CI sont données aux tableaux I et II ci-après :

TABLEAU I TDA 2640

Valeurs à ne pas dépasser (limites absolues selon la publication CEI 134).		
Tension d'alimentation	V_{1-16}	max. 13,8 V
Température ambiante de fonctionnement	T_{amb}	25 à + 65 °C
Température de stockage	T_{stg}	- 55 à + 125 °C

Dans ce tableau, V_{1-16} = tension entre les points 1 et 16 du circuit intégré.

Ces valeurs, maxima, ne doivent pas être atteintes en régime de fonctionnement normal.

COMPOSITION DU TDA 2640

On se reportera à la figure 26 de notre précédent article. Voici les parties qui composent ce circuit intégré :

Oscillateur :

L'oscillateur utilise un intégrateur de Miller ; sa fréquence en régime libre est déterminée par le circuit RC branché entre les bornes (ou broches) 3, 4 et 5. L'oscillateur peut être synchronisé par une impulsion positive sur la borne 2.

Comparateur :

La borne 9 est relié à une diode de zener de 6,2 V à laquelle est comparée une ten-

sion obtenue par un diviseur sur la sortie de l'alimentation. La différence de tension, amplifiée, commande le modulateur de largeur d'impulsions.

Modulateur de largeur d'impulsions :

En comparant la tension en dent de scie de l'oscillateur et la tension de sortie du comparateur dans un amplificateur

TABLEAU II

Caractéristiques électriques en fonctionnement normal. Conditions :		
$V_{1-16} = 12 \text{ V}$; $T_{amb} = 25 \text{ °C}$ mesuré dans le montage d'applications		
Tension d'alimentation (1)	V_{1-16}	10,2 à 13,8 V
Tension d'entrée de référence (2)	V_{9-16}	nom. 6,2 V
Amplitude de l'impulsion de synchronisation	V_{2-16}	1 à 10 V crête
Commande à distance du fonctionnement :		
- arrêt (3)	V_{14-16}	0 à 3 V
- marche	V_{14-16}	5 à 12 V
Tension nécessaire au circuit de protection des surintensités (4)	V_{11-12}	680 à 760 mV
Tension de sortie	V_{6-16}	min. 11,5 Vc à c
Rapport cyclique des impulsions de sortie		0 à 90 %
Courant de sortie	I_6	max. 20 mA crête
Notes du tableau II		
(1) L'impulsion de sortie à la borne 6 est supprimée pour $V_{1-16} \leq 8 \text{ V}$.		
(2) Diode zener extérieure.		
(3) Ou borne 14 non connectée.		
(4) Le coefficient de température nominal est de - 1,7 mV/°C.		

différentiel, on obtient des impulsions dont la largeur dépend de la tension d'erreur.

Etage de sortie :

La sortie (borne 6) est reliée au collecteur (ouvert) d'un transistor monté en émetteur commun. La tension de saturation de ce dernier est inférieure à 400 mV pour un courant de 20 mA dans une charge extérieure.

Ce transistor est protégé contre les surtensions par une diode intégrée entre collecteur et alimentation.

Circuits de démarrage et de blocage :

A la mise en route le circuit de démarrage assure une croissance progressive du rapport cyclique protégeant ainsi le transistor de commutation de l'alimentation contre les courants de démarrage trop élevés. L'impulsion de sortie est bloquée quand les circuits de protection détectent une surcharge. Après un certain temps mort, qui dépend du circuit RC à la borne 13, l'impulsion de sortie est remise en route à travers le circuit de démarrage.

Si une surcharge permanente se produit, un circuit de comptage se déclenche et, suivant la valeur du condensateur sur la borne 5, l'alimentation est définitivement bloquée après un certain nombre d'essais de remise en route successifs.

Dans ces conditions, l'alimentation ne peut être remise en fonctionnement, qu'après avoir coupé le secteur pendant quelques secondes.

CIRCUIT DE COMMANDE A DISTANCE

Pour commander à distance l'alimentation on utilisera la borne 14 du CI. Il y aura :

- marche : pour une tension positive,
- arrêt : pour une tension nulle.

Le circuit de démarrage décrit plus haut assurera la mise en marche.

Protections :

Une information de protection contre les surintensités peut être appliquée aux bornes 11 et 12. Si la tension entre ces bornes excède 0,7 V, l'alimentation est bloquée selon le processus décrit au paragraphe : « Circuits de démarrage ». Contre les surtensions, une information de tension peut être appliquée à la borne 8. Quand cette tension est supérieure à celle de la diode de zener reliée à la borne 9, l'alimentation est bloquée selon le processus décrit au paragraphe « circuits de démarrage ».

Pour éviter la destruction du transistor de sortie **quand le temps entre l'arrêt et la remise en route est trop court**, un circuit de protection se met en route quand la tension d'alimentation du circuit intégré descend en dessous de 8 V.

Sans un tel circuit de protection, après l'arrêt, le circuit intégré délivrerait une impulsion de sortie de largeur croissante pour maintenir constante la tension régulée V_S tant que le circuit intégré continue à fonctionner. Si on remettait l'appareil en marche dans ces conditions, le rapport cyclique élevé provoquerait un appel de courant dans le condensateur de sortie susceptible de détruire le transistor de puissance.

Protection contre les perturbations dans la boucle d'asservissement :

En fonctionnement normal, une diminution de la tension à la borne 10 se traduit par une largeur d'impulsion plus grande pour assurer la stabilisation de V_S .

Sans circuit de protection, si la tension à la borne 10 tombe accidentellement (coupure ou court-circuit de la boucle d'asservissement), le circuit intégré délivrerait une impulsion de sortie avec un rapport cyclique maximum et le courant de charge du condensateur

de sortie pourrait détruire le transistor de puissance. Cet inconvénient est éliminé par un circuit supplémentaire qui distingue deux plages de valeurs pour V_{10} :

$V_{10} = 0$ V (paragraphe a)
 $1,4$ V $< V_{10} < 5,3$ V (paragraphe b) : (a). Cas de $V_{10} = 0$ V.

Quand la tension à la borne 10 tombe à 0 V, l'impulsion de sortie est bloquée immédiatement. Après quelques dizaines de secondes, suivant la valeur du circuit RC sur borne 13, le circuit intégré démarre à nouveau avec une impulsion de sortie de largeur croissante. Si V se maintient à zéro, la largeur de l'impulsion de sortie est alors limitée à une valeur faible définie par la résistance externe entre les bornes 7 et 13.

(b). Cas de $1,4$ V $< V_{10} < 5,3$ V.

Dans cet intervalle la relation entre la largeur d'impulsion et la valeur de V_{10} est définie par la valeur de la résistance externe entre les bornes 7 et 13 (voir complément au paragraphe : « Protection contre les perturbations dans la boucle d'asservissement »).

APPLICATIONS

Les composants périphériques du TDA 2640 sont donnés à la figure 28 de notre précédent article. La fréquence de découpage est déterminée par C_5 et R_{11} (18 kHz environ).

Les conditions de mise en route sont définies par le circuit RC à la borne 13. L'impulsion de sortie démarre 0,2 s après l'application de la tension d'alimentation. Les conditions normales de fonctionnement (rapport cyclique 50 %) sont atteintes après 0,4 s.

La protection contre les surintensités agit dès que la tension au point A dépasse 1 V et la protection contre les surtensions dès que la tension à la borne 8 dépasse celle de la

borne 9. Si cette dernière protection n'est pas utilisée, il faut relier la borne 8 à la masse.

Le circuit de comptage se met en route en cas de surcharge permanente, et après un certain nombre de cycles « marche-arrêt » le circuit se bloque définitivement.

Le nombre de cycles est défini par le rapport entre C_1 et C_2 (environ 10 avec les valeurs publiées).

Synchronisation :

On synchronisera ce CI en appliquant des impulsions positives à la borne 2. Celles-ci doivent avoir une amplitude comprise entre 1 et 10 V. Leur fréquence sera inférieure à la fréquence propre de l'oscillateur. Le rapport cyclique dépend de la différence de ces deux fréquences.

Pour une fréquence libre de 18 kHz et une synchronisation à une fréquence ligne ($f = 15,625$ kHz) le rapport cyclique maximum décroît de 90 % à 80 %.

En utilisation asynchrone, la borne 2 doit être reliée à la masse.

Commande à distance :

On pourra bloquer l'impulsion de sortie en appliquant à la borne 14 du CI, une tension continue. Le fonctionnement du circuit est assuré par des tensions supérieures ou égales à 5 V ou si la borne 14 reste non connectée. Le CI est bloqué pour des tensions comprises entre zéro et 3 V. Le courant de blocage se situe vers 0,1 mA.

Sensibilité du système de régulation :

On définit la sensibilité comme étant le rapport entre la variation du rapport cyclique et la variation de tension à la borne 10. D'après la courbe de la figure 1, la variation de rapport cyclique en pourcentage est donnée en fonction du rapport cyclique lui-même pour une variation de tension de 2 mV crête à crête à la borne 10.

Pour certaines applications (par exemple alimentation à

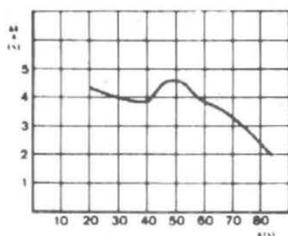


Fig. 1

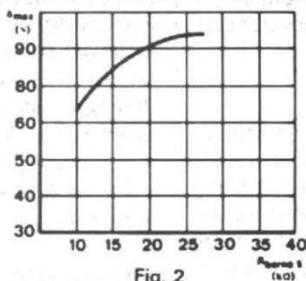


Fig. 2

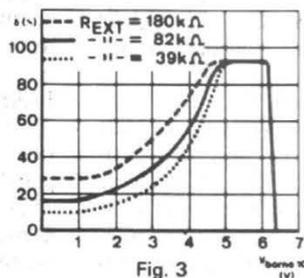


Fig. 3

découpage parallèle) une réduction de gain de boucle peut être nécessaire. Cette réduction est obtenue simplement en branchant une résistance entre les bornes 9 et 10 (ex. : une résistance de 1 k Ω réduit le gain de boucle d'asservissement de six fois).

Limitation du rapport cyclique :

Le rapport cyclique des impulsions de sortie est limité à 90 % environ par le circuit intégré. Si cette valeur est trop élevée, elle peut être réduite par une résistance entre la borne 5 et la masse. La relation entre la valeur de cette résistance et le rapport cyclique maximum est donnée par la courbe de la figure 2.

Atténuation du ronflement résiduel :

Si l'on veut atténuer le ronflement résiduel, une tension de compensation peut être appliquée à la borne 9 ou 10 suivant sa phase. Si la tension est appliquée à la borne 9, l'impédance d'entrée est égale à la résistance différentielle de la diode de zener (environ 40 Ω), si cette impédance est trop faible, elle peut être augmentée en insérant une résistance (environ 100 Ω) entre la diode zener et la masse.

Protection contre les perturbations dans la boucle d'asservissement :

Comme on l'a vu plus haut, V_{10} est inférieure à 5,3 V, le rapport cyclique dépend de la tension V_{10} et de la résistance branchée entre les bornes 7 et 13 (fig. 3). Une diminution de cette résistance réduit le rapport cyclique.

A la mise sous tension (rapport cyclique croissant) la tension à la borne 10 croît proportionnellement à la tension de sortie de l'alimentation, de 0 à 6,2 V (tension de référence à la borne 9 égale à 6,2 V).

BALAYAGE DU TUBE CATHODIQUE

Passons maintenant à une autre partie importante d'un téléviseur couleur : le balayage.

Celui-ci est plus complexe dans un téléviseur couleur que dans un téléviseur noir et blanc.

Il y a deux circuits de balayage : vertical dit aussi de trame et horizontal dit aussi de lignes. La commande des circuits de balayage (bases de temps) se fait à partir de signaux de synchronisations prélevés sur la section VF.

Il y a lieu, évidemment de séparer les signaux synchro de lignes de ceux synchro de trame.

A cet effet, la RTC a créé, un CI spécial, séparateur comportant également tous les dispositifs d'une base de temps lignes sauf les thyristors finals, non intégrés encore.

LE CI TDA 2590

Ce circuit intégré remplace un très grand nombre de dispositifs à semi-conducteurs individuels.

- Voici ses fonctions :
- oscillateur de lignes (principe de commutation à deux niveaux),
 - comparateur de phase entre les impulsions de synchronisation et la tension d'oscillation,
 - comparateur de phase entre les impulsions de retour de lignes et la tension d'oscillation,
 - commutateur de caractéristiques de filtre et de porte (utilisation d'enregistreur vidéo),
 - détecteur de coïncidence,

- séparateur de synchronisation,
- trieur d'impulsions de synchronisation de trames,
- générateur d'impulsions d'effacement de retour de lignes et de sélection de salves de couleur,
- circuit de décalage de phase de l'impulsion de sortie,
- circuit de commutation de la durée de l'impulsion de sortie
- étage de sortie pour attaque directe des circuits à thyristors.

Nous ne donnerons d'abord

TABLEAU III TDA 2590

Caractéristiques principales.		
Tension d'alimentation	V_{1-16}	nom 12 V
Courant d'alimentation	I_1	nom 30 mA
Signaux d'entrée : Tension d'entrée du séparateur de synchronisation	V_{9-16} c à c	nom 3 V
Tension d'entrée du séparateur de bruit	V_{10-16} c à c	nom 3 V
Tension de commande de la durée d'impulsion de sortie pour $t = 6 \mu s$	V_{4-16}	8,2 à 13,2 V
$t = 24 \mu s + t_d$	V_{4-16}	0 à 4 V
Tension de commutation pour reproduction d'enregistrement vidéo.	V_{11-16}	0 à 1,5 V 9 à 12 V
Signaux de sortie : Impulsion de sortie de synchronisation trames	V_{8-6} c à c	nom 11 V
Impulsion de sortie de sélection de salves	V_{7-16} c à c	nom 11 V
Impulsion de sortie de commande de lignes	V_{3-16} c à c	nom 10,5 V

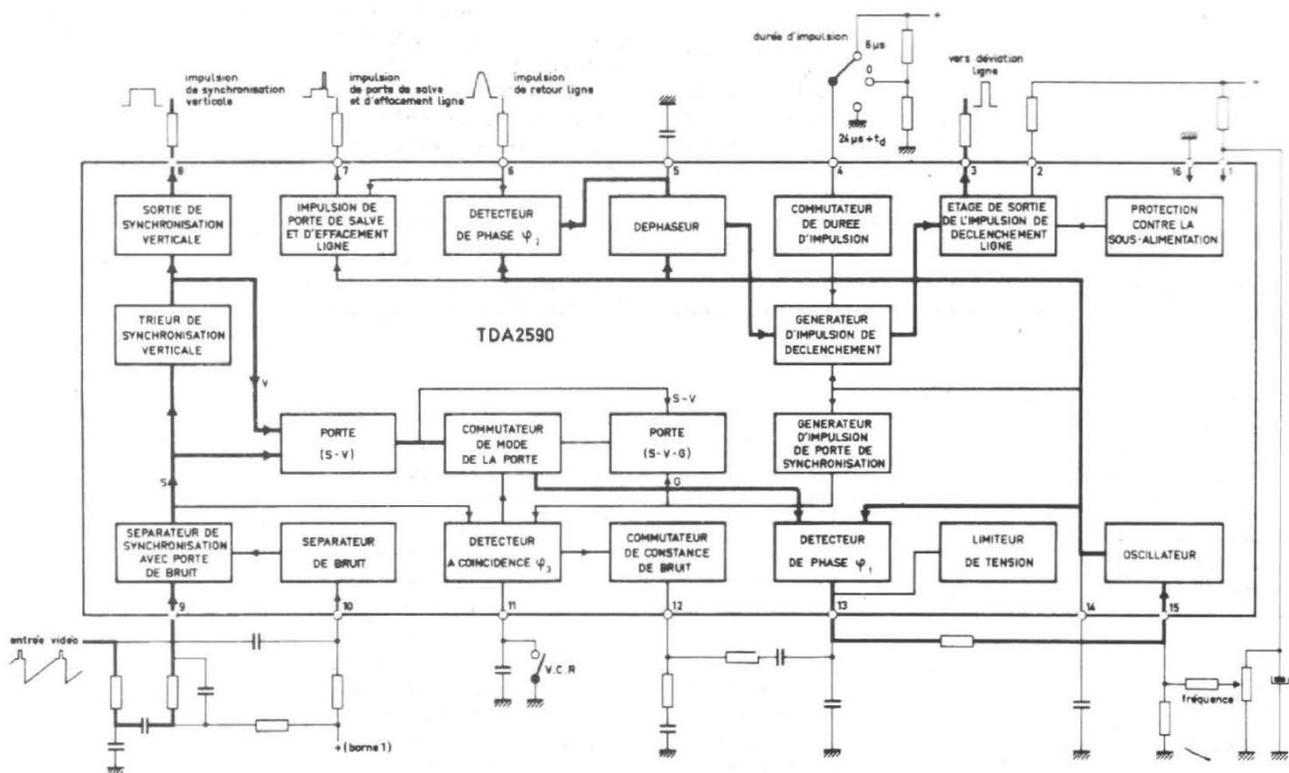


Fig. 5

sées pour valider le comparateur de phase. En raison du décalage de phase asymétrique, entre l'impulsion synchro et celle de retour de lignes leur phase relative varie en fonction du rapport signal/bruit du signal vidéo-fréquence.

On évite cet inconvénient en créant l'impulsion de validation à partir de l'oscillateur ; la position de cette impulsion est symétrique par rapport à l'impulsion de synchronisation avec une bonne précision. Cette impulsion est aussi utilisée dans le détecteur de coïncidence, ainsi la synchronisation de l'oscillateur est complètement indépendante des retours de lignes et, de ce fait, du circuit de déviation horizontale.

g) un séparateur de signal-synchronisation.

Le signal composite négatif (impulsion de synchronisation positive) est appliqué à l'entrée par couplage capacitif. Le courant d'entrée est limité intérieurement pour améliorer les performances du circuit dans

des conditions défavorables (bruit...).

h) un inverseur de parasites.

L'entrée du séparateur de bruit utilise le même type de circuit que l'entrée du séparateur de synchronisation. Le circuit est un détecteur d'amplitude de parasites à couplage d'entrée capacitif. En présence de parasites (allumage, moteurs électriques), le courant d'entrée et le signal de sortie sont bloqués dans le séparateur de synchronisation.

i) un séparateur de synchronisation verticale. Ce circuit a deux fonctions :

- couplage capacitif entre le séparateur de synchronisation et le comparateur de phase.
- obtention des impulsions de synchronisation verticale.

(La constante de temps d'intégration est un compromis entre les exigences énoncées au paragraphe e).

L'inverseur de bruit mentionné ci-dessus améliore la tenue de la synchronisation

verticale en présence de parasites.

Le circuit est complètement intégré et ne nécessite aucun composant extérieur.

j) étage de sortie.

L'étage de sortie est conçu pour une attaque directe des circuits équipés de thyristors ou étage de commande des circuits à transistors. Notons que la tension d'alimentation de l'étage de sortie est appliquée par une borne séparée. Ceci a des avantages :

- Le filtrage de l'alimentation est simplifié.
- Les résistances de limitation du courant de l'étage de sortie peuvent être réparties entre la borne de sortie de l'impulsion et celle de la tension d'alimentation. Ainsi le circuit est protégé contre les court-circuits momentanés des connexions de sortie.
- Des impulsions positives et négatives peuvent être obtenues.
- Il est possible d'augmenter l'amplitude des impulsions de sortie sans accroître la dissipa-

tion dans le reste du circuit (tension plus élevée de fonctionnement seulement pour l'étage de sortie). Les temps de montée et de descente des impulsions de sortie sont de l'ordre de 150 ns, de manière à éviter les interférences par rayonnement. Un circuit additionnel de protection coupe l'impulsion de sortie aussitôt que la tension d'alimentation tombe au-dessous de 4 V.

k) commutation des impulsions de sortie.

Cette commutation a pour but de pouvoir utiliser le même circuit intégré pour attaquer des circuits de déviation à transistors ou à thyristors sans nécessiter de transformation supplémentaire. L'impulsion de sortie peut être supprimée au moyen d'une position supplémentaire de l'interrupteur. Cette particularité peut être utilisée pour des protections électroniques ainsi que pour une commande à distance de « marche-arrêt » du récepteur si les tensions d'alimentation sont obtenues

à partir des circuits de déviation. Cela a pour avantage de ne mettre en œuvre que des puissances de commutation très faibles.

1) Un circuit de décalage de la phase de l'impulsion de sortie.

Pour compenser le temps de retard à la commutation du circuit de déviation et variations du rapport temps d'aller/temps de retour (par exemple, correction de géométrie, variation de la charge THT, dispersions), il est nécessaire de décaler l'impulsion de commande dans une direction opposée au retard de commutation pour éviter une variation de phase entre le courant de déviation et la modulation vidéo-fréquence. Le temps de retard maximal à la commutation du circuit de déviation qui peut être compensé est de 24 % de la période. Dans le cas d'une commande de thyristors, les deux flancs des impulsions sont décalés (aucun changement de la largeur de l'impulsion) tandis que, dans le cas d'une attaque de transistor, seul le flanc avant du signal de sortie est décalé.

La tension de sortie du deuxième comparateur est utilisé comme tension de com-

mande du circuit de décalage de phase.

m) un comparateur de phase II, disposé contre l'impulsion de retour de lignes et l'oscillateur.

Etant donné que la phase entre le signal de synchronisation et le signal de l'oscillateur est commandée au moyen du comparateur de phase I, la phase globale entre la modulation vidéo-fréquence et la déviation horizontale (impulsion de synchronisation-impulsion de retour de lignes) est déterminée. Aucun réglage manuel de la phase globale n'est nécessaire, même si les temps de retard à la commutation de l'étage de sortie de lignes sont différentes. Le comparateur de phase II maintient constant le temps moyen entre la tension d'oscillateur et une impulsion mise en forme dont la durée est déterminée par les passages à zéro de l'impulsion de retour de lignes ; de ce fait, la phase totale est indépendante de la forme et de l'amplitude de cette impulsion. Lors de la conception du circuit intégré, un retard de 500 ns entre le signal d'entrée du séparateur d'impulsions de synchronisation et le signal d'attaque du tube image a été pris en

compte. Dans d'autres cas (temps de retard de luminance différent ou récepteur noir et blanc) la phase totale peut être corrigée par :

— différentiation ou intégration de l'impulsion de retour de lignes.

— injection d'un courant supplémentaire dans la sortie du comparateur de phase II.

Comme le reste du circuit est complètement indépendant de l'impulsion de retour de lignes et du circuit de commande du comparateur de phase II, le réglage du cadrage peut aussi être obtenu de cette façon.

n) ouverture de la porte de sélection de salves et d'effacement de retour de lignes.

Pour sélectionner les salves de couleurs transmises pendant le palier de suppression de lignes, on a besoin d'impulsions de sélection ayant une faible dispersion de phase vis-à-vis du signal vidéo-fréquence. Jusqu'à présent ces impulsions étaient obtenues à partir des impulsions de lignes (par intégration, différentiation ou par déclenchement d'un générateur d'impulsion ; par exemple, un circuit accordé excité par le front avant de l'impulsion de retour de lignes). Des impulsions

obtenues par ces dispositifs présentaient une grande dispersion de phase et nécessitaient un réglage. De plus, les harmoniques dues aux changements de forme, de largeur ou d'amplitude de l'impulsion de retour de lignes ne pouvaient être éliminées. L'impulsion de sélection créée dans le TDA 2590, obtenue à partir de la tension d'oscillation, présente de faibles dispersions de largeur de phase, et est indépendante de l'étage de déviation horizontale. L'impulsion de sélection de salves est située symétriquement de part et d'autre de la salve de couleur présente dans le signal d'entrée du séparateur de synchronisation.

Pour sélectionner le signal vidéo-fréquence pendant le palier de suppression, les impulsions doivent être légèrement intégrées. Ces impulsions de sélection sont superposées à un signal d'effacement lignes de plus petite amplitude. Le début et la fin de cette impulsion sont déterminés par le passage à zéro de l'impulsion de retour de lignes d'entrée du comparateur de phase II (ceci correspond aux points de rebroussement du courant).

(à suivre)

F. JUSTER

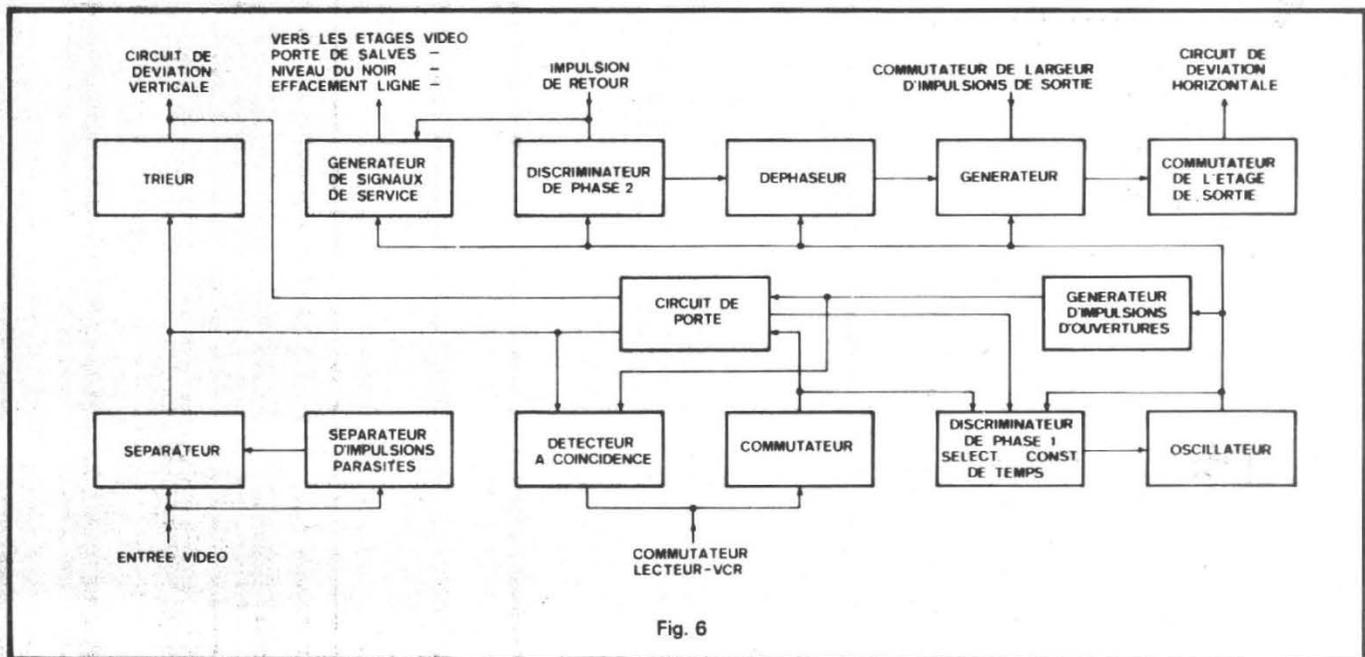


Fig. 6

celle de lecture le soit pour leur écoute. Sinon, le micro incorporé au magnétophone est toujours en service et peut servir par exemple pour une dictée de courrier.

L'ensemble se présente comme un bloc en matière plastique moulée de couleur neige. Une plate-forme accueille le récepteur téléphonique, un support moulé aux formes complémentaires de celles du combiné accueille ce dernier. La façade est en aluminium anodisé, 5 boutons et deux potentiomètres assistés de quatre voyants permettent d'assurer le fonctionnement. Sur la face arrière on trouve un interrupteur secteur, un répartiteur de tension secteur avec fusible incorporé et en outre quelques jacks, un de 3,5 mm de diamètre, l'autre de 2,5 mm, ils permettent de brancher le magnétophone à cassette (alimentation et liaison audio).

L'enregistrement de l'annonce se fait grâce à un magnétophone spécial. La cassette est un modèle prévu pour le répondeur, le galet presseur est incorporé à cette cassette. La bande est pressée contre les têtes par des presseurs de feutre, montés sur des blocs de mousse plastique faisant fonction de ressort. Il n'y a pas de blindage, mais comme la réponse en fréquence d'une ligne téléphonique est limitée à 300 Hz, la

présence d'un ronflement ne risque pas de perturber la communication.

L'arrêt de la cartouche est commandé par un dispositif optique. La bande est bouclée par l'intermédiaire d'un morceau de bande transparente. Un guide de lumière en matière plastique est monté dans la cassette, il est éclairé par une lampe solidaire du répondeur et située dessous, une cellule photorésistance placée sur le côté de la cartouche détecte le passage de la bande transparente devant la fenêtre.

La mécanique de cette section est très simple, le moteur entraîne le cabestan par une courroie de section carrée, c'est tout. La platine de la cartouche est entièrement en matière plastique, l'élasticité de la matière fait fonction de verrou de blocage.

L'enregistrement se fait par l'intermédiaire d'un micro à électret installé dans le bloc de manipulation du contact du téléphone.

La section électronique est installée dans la base, elle est installée sur deux circuits, l'un sert pour les signaux de commande, on y trouve plusieurs relais, les uns commandant des microswitches, les autres étant du type à lame montés en boîtier DIL. L'autre circuit imprimé, solidaire des boutons poussoir

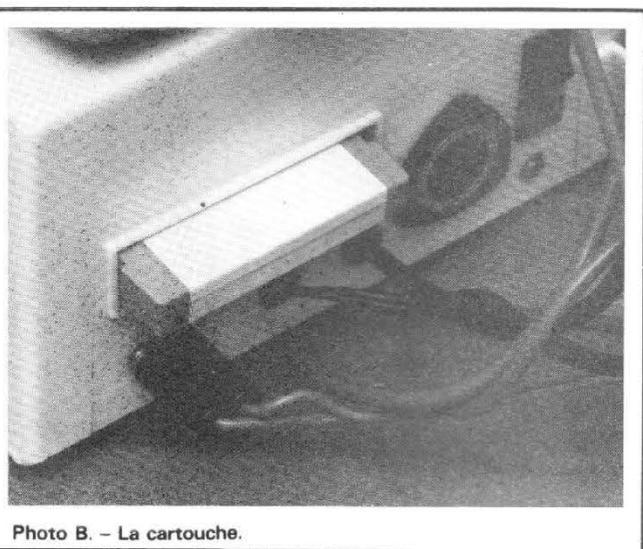


Photo B. - La cartouche.

supporte la section amplificatrice.

C'est aussi un micro à électret qui reçoit le message du demandeur, on le voit, comme une petite pastille noire au centre du support de combiné. A proximité de ce micro se trouve un contact qui détecte la présence du combiné. Lorsque ce dernier est décroché, le bouton se relève et commande alors l'électro-aimant qui libère le contact du récepteur téléphonique. On peut ainsi utiliser le téléphone librement, sans se soucier du répondeur.

La construction est bonne, le constructeur a utilisé des formules de fixation rapide, comme des clips sur des axes de matière plastique pour assurer la fixation de plusieurs pièces mécaniques. Les circuits imprimés sont sur verre époxy à simple face.

Les utilisations de ce répondeur sont multiples, il ne nuit pas au fonctionnement normal du téléphone. Il permet d'enregistrer jusqu'à 100 messages. Il peut aussi servir pour filtrer les communications, vous faites alors comme si vous n'étiez pas là mais vous écoutez avec l'écouteur de l'appareil, écouteur qui reste libre, lorsque vous entendez votre correspondant décliner son identité, vous intervenez si vous en avez envie, pas besoin de faire dire que vous n'êtes pas là, il vous suffit de

prendre le combiné pour que le récepteur retrouve sa fonction initiale. En dictaphone, il faut dégager le combiné de son logement, mais à ce moment, le téléphone pourra sonner, comme le combiné est déjà dégagé, il ne peut plus commander le relâchement de la pédale du récepteur, il faudra alors manipuler le levier à la main pour retrouver l'usage normal du téléphone.

CONCLUSION

Le fonctionnement de l'appareil s'est révélé concluant, la notice est suffisamment explicite pour permettre une utilisation facile. L'appareil offre des possibilités de simulation, par exemple, en frappant la partie supérieure du coffret, vous commandez le cycle, la cartouche se met à débiter son annonce dans le haut-parleur installé en face du micro du combiné ; une fois le message terminé, le magnétophone se déclenche et reçoit le signal émis dans le petit micro situé face à l'écouteur, au bout du temps déterminé par les réglages de l'appareil, la cassette stoppe, et l'électro-aimant coupe la ligne, il ne reste plus qu'à attendre les appels téléphoniques et à faire le mort, pour vérifier pour de vrai...



Photo A. - L'auxiliaire de commande de la pédale du récepteur.

COMMUTATEURS ELECTRONIQUES

— à grand nombre —

— de voies —

COMME en mécanique, la commutation électronique si elle demeure simple, est limitée dans le nombre de voies qu'il est possible d'explorer et pour certaines applications nécessitant une automatisation totale, il est préférable d'abandonner la mécanique pour passer à l'électronique, mais lorsque ce premier pas est franchi, plusieurs solutions peuvent encore être envisagées, c'est ce que nous allons détailler dans cet article.

Précisons bien qu'il s'agit d'ensembles réalisés pour un fonctionnement à niveaux de tension faibles et qu'un sys-

tème d'interface devra être adjoind dans le cas d'utilisation avec des niveaux de tension ou de courants élevés, ce qui en définitive est assez simple.

Il est possible de réaliser très aisément avec des circuits maintenant largement répandus sur le marché un commutateur à dix voies comme nous l'avons représenté figure 1. Un signal d'horloge attaque un compteur 7490 dont les sorties BCD sont appliquées à un décodeur BCD/décimal 7442. Les dix sorties de ce circuit passent successivement à 0 pendant la durée d'une période d'horloge et le cycle se reproduit aussi longtemps que

les signaux d'horloge sont adressés au 7490. Il est évidemment possible de remplacer provisoirement ou à titre définitif les signaux d'horloge par des impulsions négatives qui seraient produites manuellement à l'aide d'un bouton poussoir.

Pour le cas où 10 voies ne seraient pas suffisantes, un commutateur à 16 voies est réalisable selon le même principe à l'aide d'un compteur binaire 4 bits 7493 qui attaque un décodeur 74154 dont le fonctionnement est identique à celui du 7442 mais qui dispose de 6 voies supplémentaires également indépendantes.

A partir de ces éléments de base, nous pouvons en plaçant plusieurs d'entre eux en cascade augmenter le nombre de voies mais bien vite l'ensemble prend des proportions non négligeables et il faut simplifier le circuit au maximum. Nous souhaitons pour notre part réaliser un commutateur à 100 voies et deux solutions utilisant des circuits courants avaient retenu notre attention.

La première consistait à réaliser avec deux 7442, dix lignes et dix colonnes que nous aurions ensuite décodées à l'aide d'une matrice utilisant des circuits OU, mais nous lui avons préféré la seconde pour

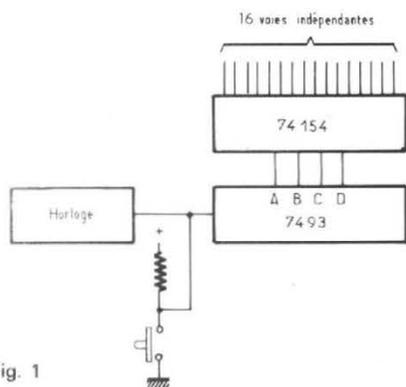


Fig. 1

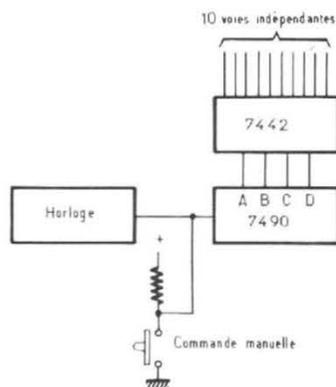


Fig. 2

pondantes du circuit en cours de commutation.

En sortie du 7442 maître le signal est inversé et appliqué à l'une des entrées de deux portes NAND. Rappelons pour mémoire qu'en sortie d'une porte NAND il y a : 0 si les deux entrées sont à 1. 1 si l'une au moins des deux entrées est à 0.

Sur neuf des dix sorties du 7442 maître nous avons 1 et derrière les inverseurs correspondant donc sur les portes NAND en série avec les informations C et D. Nous avons 0,

par conséquent, quel que soit le niveau des sorties C et D du 7490. Les sorties des deux portes NAND sont à 1 et le 7442 est bloqué.

Sur la dixième sortie du 7442 maître, nous avons 0, en sortie de l'inverseur donc sur les entrées des portes NAND nous avons 1. Les informations en sortie du 7490 pourront donc être transmises au 7442, mais il ne faut pas oublier d'inverser le signal car la porte NAND entraîne elle-même une inversion de signal, donc pour ramener celui-ci à

son bon niveau il faut qu'il y ait deux inversions. Nous avons prévu cette inversion avant la porte NAND, nous aurions pu la prévoir après.

Le 7442 maître est commandé par un 7490 lequel reçoit ses impulsions d'horloge de la sortie D du premier compteur, ainsi chaque fois que ce dernier a compté neuf et revient à 0, sa sortie D passe de 1 à 0, il s'agit d'une impulsion négative qui commande un comptage du 7490 donc l'avancement d'un pas du 7442 maître. Celui-ci libère le

fonctionnement normal d'un autre 7442 et le cycle reprend jusqu'à 100 puis retourne instantanément à 0.

Nous avons réalisé l'horloge avec un LM555 sans difficulté, nos lecteurs pourront se reporter éventuellement à des numéros antérieurs du « Haut Parleur » s'ils avaient un problème avec ce genre de circuit.

Les sorties des 7442 sont utilisées pour commander des diodes électro lumineuses qui consomment environ 20 milliampères, mais comme nous l'avons déjà indiqué il est possible de réaliser un interface avec un transistor ou tout autre moyen en fonction des puissances nécessaires pour les circuits à commander.

L'ensemble électronique a été câblé en wrapping sur une plaque de circuit imprimé au pas de 2,54 mm (fabrication MECACEL), sans aucune précaution particulière contre les parasites, pas même un découplage, et il a parfaitement fonctionné dès la mise sous tension.

Pour terminer, nous parlerons, d'un autre commutateur cette fois à 256 voies avec une solution que nous avons écartée dans le cas de notre commutateur à 100 voies.

Nous avons dans ce cas 16 lignes et 16 colonnes, et il peut à chaque période d'horloge extraire une ligne et une colonne qui sont à 0 en même temps, ce qui permet de disposer de 256 combinaisons différentes. Nous pouvons isoler ces deux états 0 à l'aide d'une porte NOR 7402 qui se comporte de la manière suivante :
— si l'une au moins des entrées est à 1 la sortie est à 0,
— si les deux entrées sont à 0, la sortie est à 1.

En conséquence, seule la porte dont les deux entrées sont à 0 aura sa sortie à 1, et il n'y aura qu'une seule des 256 portes dans cet état pour chaque période d'horloge.

Il est possible que certains 74154 soient à la limite de leurs possibilités car chaque sortie est ici utilisée pour com-

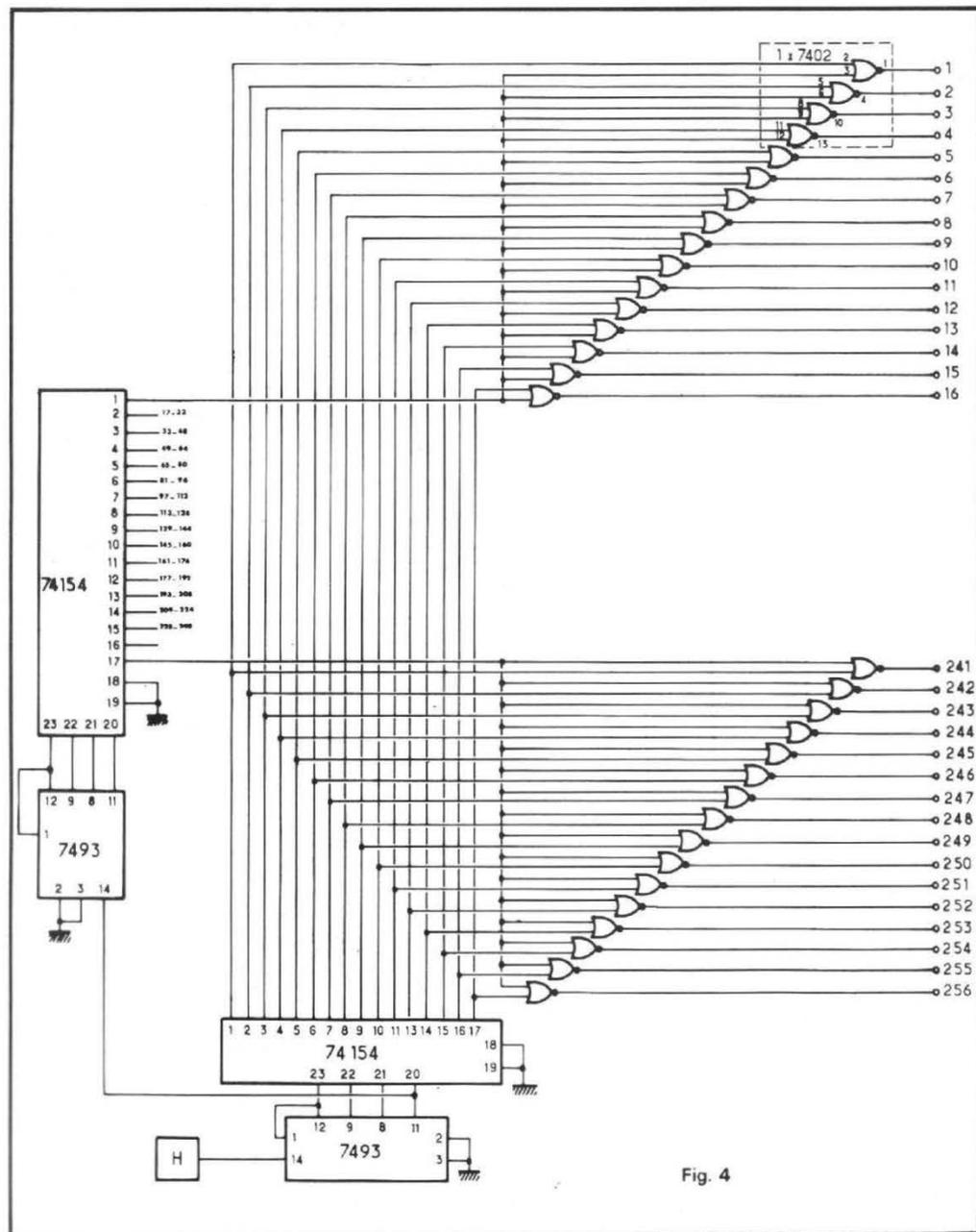
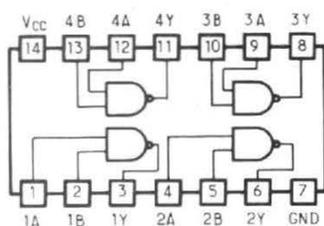
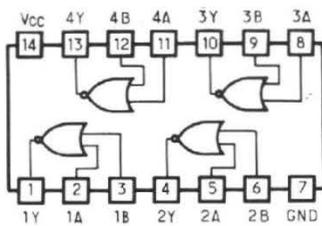


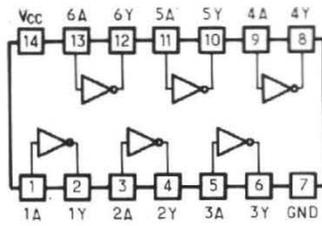
Fig. 4



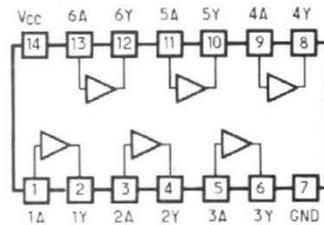
SN 7400



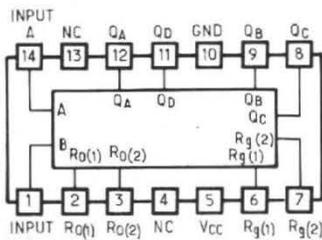
SN 7402



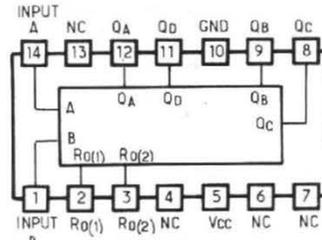
SN 7406



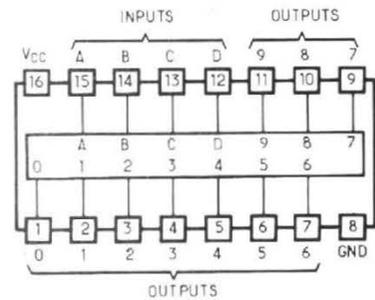
SN 7407



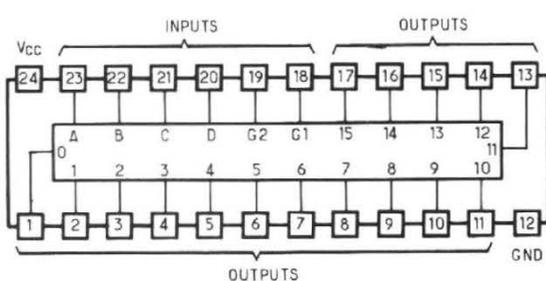
SN 7490



SN 7493



SN 7442



SN 74154

Fig. 4

mander 16 entrées de portes alors que les caractéristiques ne les garantissent que pour 10 entrées normalisées TTL. Au cas où ce problème se présenterait il est possible d'intercaler entre les sorties des 74154 et les 7402 des buffers du type 7407.

On peut même envisager dès le départ pour des questions de disponibilité d'inverser le signal de sortie des 74154 par des buffers inverseurs 7406, mais il faut alors utiliser pour le décodage des 7400 qui isoleront deux états 1.

Il y aura dans ces conditions une seule sortie qui sera à 0 toutes les autres se trouvant à 1.

Les photographies des figures 5 et 6 donnent une idée de la réalisation que nous avons effectuée pour un commutateur 100 voies à cyclage auto-

matique destiné plus particulièrement au contrôle du câblage de torons.

J. Cl. PIAT
F2ES

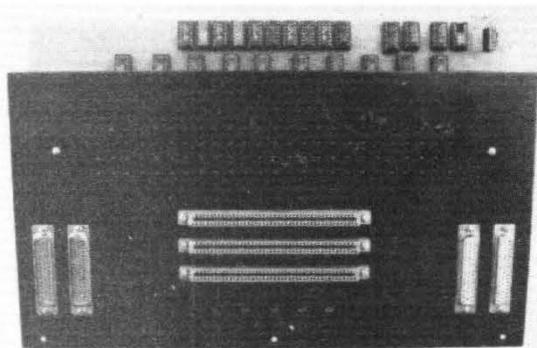


Fig. 5

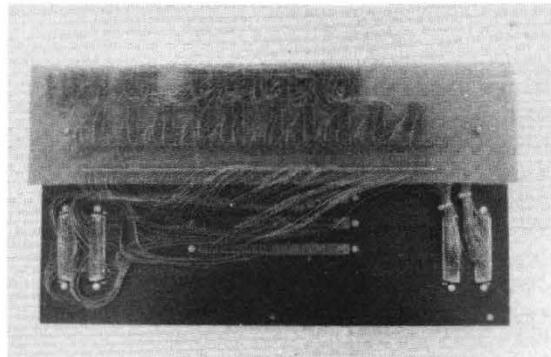
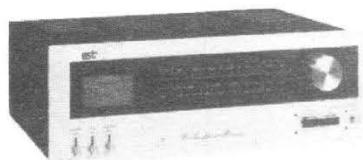
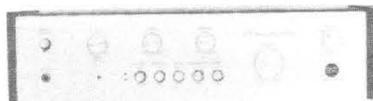
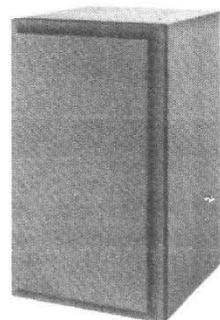
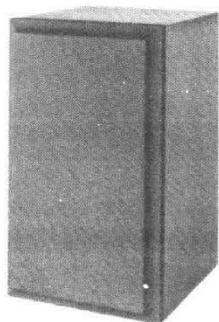


Fig. 6

SÉLECTION DE CHAINES HIFI



A - CHAÎNE BST GW30

Cette chaîne comprend :
un amplificateur BST GW30,
une table de lecture Akai
AP001,
deux enceintes acoustiques
Scientelec Eole 120.

L'amplificateur BST GW30.

Puissance : 2 x 12 W/8 Ω
Distorsion harmonique :
0,6 % à 1 000 Hz
Entrées : phono : 3,5 mV ;
tuner : 180 mV ; aux. :
180 mV ; monitor : 180 mV
Réglages de tonalité : aigus :
± 10 dB à 10 000 Hz ; graves :
± 10 dB à 100 Hz.
Possibilité de commutation 1
ou 2 paires d'enceintes
Dimensions : 400 x 180 x
90 mm.

La table de lecture Akai AP001.

Platine manuelle équipée d'un
plateau en aluminium moulé

de 300 mm de diamètre et
d'un poids de 1,1 kg.
Entraînement par courroie
Moteur synchrone à 4 pôles
Vitesses : 33 1/3 et
45 tours/mn
Pleurage et scintillement :
< 0,09 %
Rapport signal/bruit :
> 47 dB
Longueur du bras : 220 mm
Relève-bras hydraulique
Dimensions : 445 x 350 x
140 mm.

L'enceinte acoustique Scien- telec Eole 120.

Enceinte 2 voies
Fréquence de résonance :
30 Hz
Bande passante : 25 à
20 000 Hz
Puissance : 35 W
Équipement : H.P. de 21 cm
et tweeter
Dimensions : 423 x 293 x
240 mm.

B - CHAÎNE BST GW30 + IC302

Cette chaîne comprend :
un amplificateur BST GW30,
un tuner BST IC302,
une table de lecture Akai
AP001,
deux enceintes acoustiques
Arten BS2.

L'amplificateur BST-GW30. (voir chaîne A).

Le tuner BST-IC302.

Tuner stéréophonique
Gammas : FM - PO - GO
Sensibilité FM : 1,8 μV
Réponse en fréquences : 30 à
19 000 Hz
Dimensions : 410 x 140 x
300 mm

La table de lecture Akai AP001.

(voir chaîne A).

L'enceinte acoustique Arten BS2.

C - CHAÎNE BST-IC150

Cette chaîne comprend :
un amplificateur BST IC150,
une table de lecture Akai
AP001,
deux enceintes acoustiques
Arten BS2.

L'amplificateur BST-IC150.

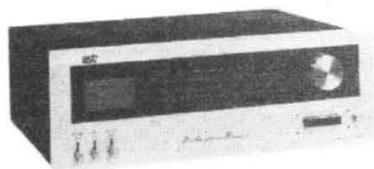
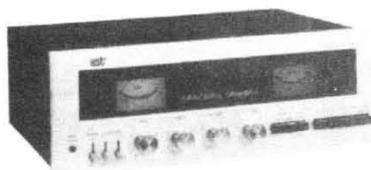
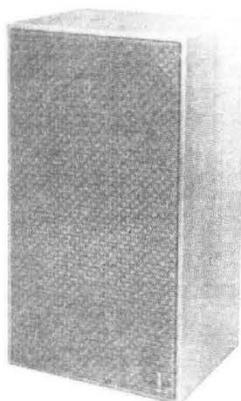
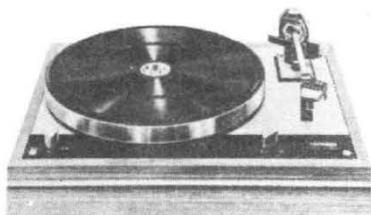
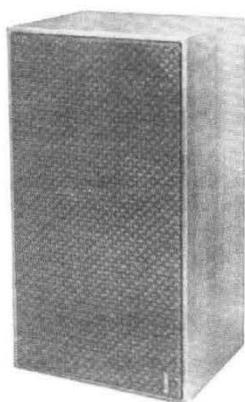
Puissance : 2 x 17 W/8 Ω
Bande passante : 25 à
19 500 Hz
Distorsion harmonique :
0,2 %
Entrées : phono 1 : 2,5 mV ;
phono 2 : 2,5 mV ; aux. :
180 mV ; tuner : 180 mV ;
monitor : 180 mV ; DIN :
180 mV.
Tonalités : aigus : ± 11 dB ;
graves : ± 11 dB.
Dimensions : 370 x 120 x
230 mm.

La table de lecture Akai AP001.

(voir chaîne A).

L'enceinte acoustique Arten BS2.

(voir chaîne A).



D - CHAÎNE BST IC150 + IC302

Cette chaîne comprend un amplificateur BST-IC150, un tuner BST-IC302, une table de lecture Akai AP001, deux enceintes acoustiques Arten BS3.

L'amplificateur BST-IC150.
(voir chaîne C).

Le tuner BST - IC302.
(voir chaîne B).

La table de lecture Akai AP001.
(voir chaîne A).

L'enceinte acoustique Arten BS3.

Enceinte 3 voies
Puissance nominale : 30 W
Bande passante : 35 à 22 000 Hz
Impédance : 8 Ω
Dimensions : 570 x 330 x 250 mm.

E - CHAÎNE BST IC300

Cette chaîne comprend un amplificateur BST-IC300, une table de lecture Akai AP001, deux enceintes acoustiques Siare B3X.

L'amplificateur BST-IC300.

Puissance : 2 x 34 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,2 % à 1 000 Hz
Bande passante : 20 à 20 000 Hz
Entrées : phono 1 : 2,5 mV ; phono 2 : 2,5 mV ; aux., tuner, monitoring : 180 mV
Tonalités : aigus : ± 10 dB ; graves : ± 10 dB
Possibilité de commutation de 1 ou 2 paires d'enceintes
Sortie casque : 300 mW
Dimensions : 410 x 140 x 300 mm.
La table de lecture Akai AP001.
(voir chaîne A).

L'enceinte acoustique Siare B3X.

Puissance nominale : 25 W
Bande passante : 35 à 20 000 Hz
Impédance : 4 à 8 Ω
Enceinte à 3 voies
Système actif-actif
Équipement : 2H.P. de 17 cm de diamètre et un tweeter
Dimensions : 500 x 255 x 230 mm.

F - CHAÎNE BST IC300 + IC302

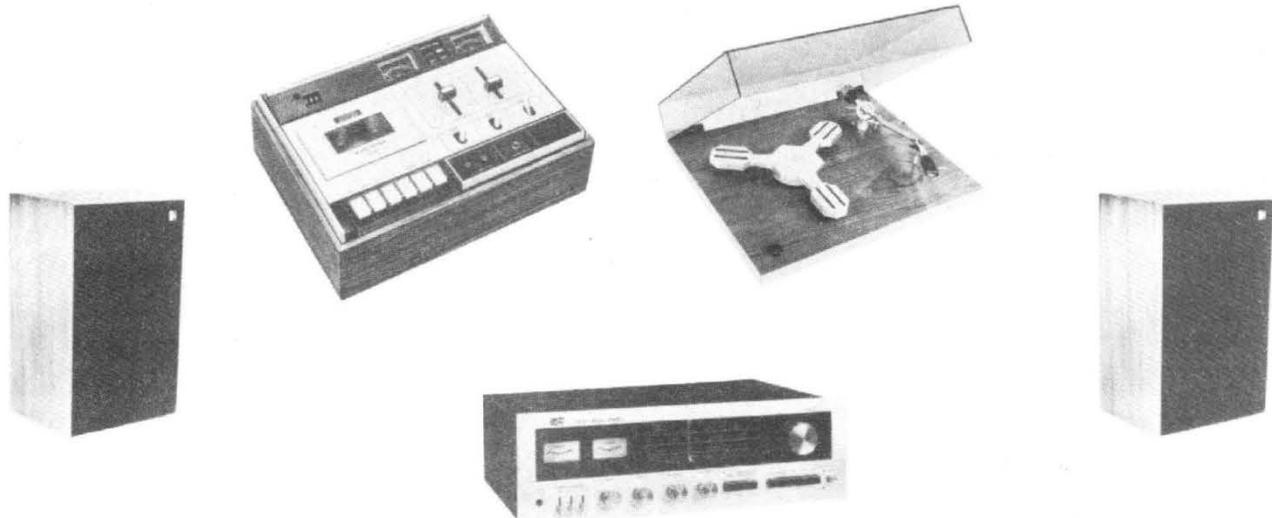
Cette chaîne comprend un amplificateur BST-IC300, un tuner BST-IC302, une table de lecture Thorens TD 166, deux enceintes acoustique Scott S17.

L'amplificateur BST-IC300.
(voir chaîne E).

Le tuner BST-IC302.
(voir chaîne B).

La table de lecture Thorens TD166.

Entraînement à couple élevé par courroie
Moteur synchrone 16 pôles à vitesse lente
Poulie à embrayage pour démarrage instantané
Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn
Pleurage et scintillement : 0,06 %
Ronronnement - non pondéré : - 43 dB ; pondéré : - 65 dB
Longueur du bras : 230 mm
Dimensions : 442 x 358 x 150 mm.
L'enceinte acoustique Scott S17.
Puissance : 35 W
Équipement : H.P. de 20 cm - tweeter de 75 mm
Impédance : 8 Ω
Bande passante : 40 à 20 000 Hz
Dimensions : 267 x 457 x 216 mm.



G - CHAÎNE BST IC312 (1)

Cette chaîne comprend un tuner amplificateur BST-IC312, une table de lecture Akai AP001, deux enceintes acoustiques Siare B3X.

Le tuner-amplificateur BST-IC312.

Partie tuner :

Gammes : FM - PO - GO
Sensibilité FM : $1,8 \mu\text{V}$
Réponse en fréquences : 30 à 19 000 Hz.

Partie amplificateur :

Puissance : $2 \times 34 \text{ W}/8 \Omega$
Distorsion harmonique : 0,2 % à 1 000 Hz
Bande passante : 20 à 20 000 Hz
Entrées : phono 1 : 2,5 mV ; phono 2 : 2,5 mV ; aux., tuner, monitoring : 180 mV
Tonalités : aigus : $\pm 10 \text{ dB}$; graves : $\pm 10 \text{ dB}$
Possibilité de commutation de 1 ou 2 paires d'enceintes
Sortie casque : 300 mW
Dimensions : 460 x 140 x 300 mm.

La table de lecture Akai AP001.

(voir chaîne A).

L'enceinte acoustique Siare B3X.

(voir chaîne E).

H - CHAÎNE BST IC312

Cette chaîne comprend un tuner-amplificateur BST-IC312, une table de lecture Thorens TD166, deux enceintes acoustiques Martin Micromax, ou KEF Chorale ou 3A Apogée.

L'amplificateur BST-IC312 (2).

(voir chaîne G).

La table de lecture Thorens TD166.

(voir chaîne F).

L'enceinte acoustique Martin - Micromax.

Enceinte 2 voies
Potentiomètre réglable pour l'aigu
Puissance : 45 W

Bande passante : 38 à 18 000 Hz

Impédance : 8Ω

Dimensions : 450 x 260 x 240 mm.

L'enceinte acoustique KEF Chorale.

Puissance : 30 W

Bande passante : 35 à 40 000 Hz

Impédance : 8Ω

Equipement : 2 H.P.

Dimensions : 470 x 281 x 221 mm.

L'enceinte acoustique 3A Apogée.

Puissance : 40 W

Bande passante : 40 à 35 000 Hz

Distorsion : $< 2 \%$

Dimensions : 630 x 315 x 260 mm.

I - CHAÎNE BST IC312 (3)

Cette chaîne comprend un tuner-amplificateur BST-IC312, une table de lecture Amstrad TP12D, une platine cassette Amstrad 7000, deux enceintes acoustiques Siare B3X.

Le tuner amplificateur BST-IC312.

(voir chaîne G).

La table de lecture Amstrad TP12D.

Vitesses : 33 1/3 et 45 trs/mn

Moteur 16 pôles

Changement de vitesse manuel

Pleurage et scintillement : $< 0,1 \%$

Rapport signal/bruit : $> 47 \text{ dB}$

Dimensions : 444 x 356 x 125 mm.

La platine cassette Amstrad - 7000.

Platine cassette stéréo 4 pistes équipée du système Dolby

Vitesse : 4,75 cm/s

Pleurage et scintillement : 0,17 %

Niveau de sortie : 0 à 750 mV (réglable)

Distorsion totale : 1 %

Rapport signal/bruit : 45 dB (normal) ; - 55 dB (avec Dolby)

Courbe de réponse : 40 à 14 000 Hz (CrO_2) ; 40 à 11 000 Hz (normal)

Dimensions : 314 x 111 x 231 mm.

L'enceinte acoustique Siare B3X

(voir chaîne E).

Notre Courrier Technique

PARIS

11-6
28-6
1973
HES-PYRENEES

PARIS
16H45
18-12
1972
R. CASTEX

6 H
30-9
1972
V. DE M.
SA MAUR DES FOSSES

PARIS
19H30
11-13
1973
GARE DU NORD

HERMITAGE-S

60-ST OMER
1973
OISE

19 ME
16-9
1971
MONREUIL
86-SEINE-ET-DE

14H45
4-10
1973
MEUSE
55 BAR-LE-DUC DEPART

PARIS 12
20H30
21-6
1973
R. CROZATIER (128)

92
17-11
1973
HAUTS-SEINE



Par R.A. RAFFIN

RR - 11.30 - M. Mohamed AKEABI, Casablanca (Maroc) nous demande les caractéristiques de divers transistors.

Les six transistors cités dans votre lettre sont d'origine japonaise et malheureusement aucun ne figure dans nos documentations (même pas sur les DATA-books). Nous regrettons de ne pouvoir vous renseigner.

RR - 11.31 - M. F. DEVADDER, 59 Roubaix, demande conseil pour la modification d'un thermostat électronique dont il nous soumet le schéma.

Pour inverser le mode de fonctionnement du thermostat, les modifications portent sur le circuit d'entrée et elles sont les suivantes :

a) Supprimer la sonde CTN telle qu'elle est à l'origine et la remplacer par une résistance fixe de 2,2 k Ω .

b) Supprimer la résistance R₁ et la remplacer par la sonde CTN.

c) Refaire le réglage du potentiomètre R₂.

RR - 11.33 - M. Fernand PORTIER, 63 Charbonnières-les-Vieilles, nous demande les caractéristiques et correspondances des transistors 013-6134, 025-6203 et 013-6117.

Ces transistors ne figurent dans aucune de nos documentations, ni sur les DATA-Books.

A notre avis, il ne s'agit pas d'immatriculations, mais de repères industriels dont seul le constructeur utilisateur connaît le code.

RR - 11.34 - M. A. OLIVIER, 91 Montgeron, nous demande quel produit choisir (robson, résine polyester, zinc en bombe aérosol ?) pour l'appliquer sur une antenne TV (ou autre) dans le but d'éviter la corrosion.

Parmi les trois produits cités, c'est incontestablement la résine polyester qui assurera le plus efficacement la protection souhaitée, sans altérer les propriétés radioélectriques de l'antenne.

RR - 11.35 - M. Marcel DRAIN, 42 Mably, nous demande conseil au sujet d'un compteur logique de sa construction et qui fonctionne mal.

Une fois encore, nous sommes obligés de dire que le dépannage par correspondance n'est guère possible ; il serait nécessaire d'examiner le montage, d'effectuer des mesures systématiques, de procéder à l'examen oscilloscopique des signaux, etc.

Il pourrait s'agir d'un « rebondissement » de l'impulsion de commande à la sortie « émetteur » du transistor d'entrée ; une légère intégration est peut-être nécessaire à cette sortie. Ou bien, ce transistor devrait-il assurer un meilleur écrêtage, une meilleure limitation... Comme nous le disions plus haut, un examen oscilloscopique des signaux serait nécessaire.

RR - 11.36 - M. J.-L. BEAUJARD, 42 Charlieu, désire des renseignements au sujet des transformateurs de couplage utilisés à l'entrée des modulateurs de lumière.

Il s'agit de transformateurs BF dont le rapport élévateur de transformation peut varier entre 30 et 50 environ, selon le type de modulateur de lumière, selon la sensibilité requise, etc.

De tels transformateurs existent tout prêts dans le commerce (VST 001, par exemple) ; mais on peut également employer des anciens transformateurs pour haut-parleurs et amplificateurs à lampes, transformateurs connectés dans le sens élévateur de tension, bien entendu.

RR - 11.37 - M. BAMOUN FOUMBAN (Cameroun) nous demande le schéma d'un générateur d'ultra-sons.

Nous ne connaissons pas l'ouvrage « Le Secret des Parques » tome III ; nous ne pouvons donc pas vous répondre sur le sujet traité. Néanmoins, nous vous indiquons que des schémas de générateurs d'ultra-sons ont été publiés dans notre réponse RR - 4.41-F, page 158, N° 1513.

RR - 11.38 - M. Philippe ROULLE, 28 Châteaudun, nous demande conseil pour des problèmes d'enregistrement (copie de disques sur magnétophone).

D'après vos explications, aucun doute n'est permis : il y a saturation de la bande. Il convient donc de diminuer le gain en réduisant le potentiomètre d'entrée du magnétophone.

Il n'est pas obligatoire que le réglage du potentiomètre de l'amplificateur soit le même lors de l'enregistrement (copie des disques) et lors de la reproduction de cet enregistrement ; il est bien possible qu'il soit nécessaire de pousser davantage le gain de la reproduction. Cela dépend des caractéristiques des entrées (tensions en millivolts et impédances) et des tensions de sorties (pick-up d'une part, magnétophone d'autre part)... ce dont vous ne nous dites rien.

En conclusion, il ne faut pas chercher à obtenir un niveau d'enregistrement plus élevé... puisque vous atteignez la satu-

ration. C'est un plus grand gain lors de la reproduction qu'il faut obtenir.

●
RR - 11.39 - M. Gaston BERNEAU, 75 Paris, nous demande conseil pour l'installation d'un dispositif de surveillance radiocommandé.

Bien entendu, il suffirait d'acquérir deux ensembles émetteur et récepteur de radiocommande simples, type monocanal, assurant une portée de l'ordre du kilomètre dans votre cas... et de modifier les appareils pour leur application particulière.

Il y a cependant deux ombres au tableau : D'abord, il serait nécessaire que les appareils soient sous tension en permanence, non seulement durant les périodes de surveillance bien sûr, mais aussi le récepteur situé dans la villa à surveiller et qui devra mettre le dispositif émetteur de surveillance en fonctionnement aux moments désirés. Ensuite, une telle installation ne peut guère s'envisager que dans les bandes 27 ou 72 MHz ; or, le dispositif risque d'être déclenché intempestivement par des signaux perturbateurs quelconques... et ils sont nombreux dans ces bandes.

Notez enfin, qu'une telle installation mettant en œuvre des émetteurs de radio, nécessite une autorisation préalable des Services Radioélectriques des P.T.T.

RR - 11.40 - M. Patrick DOS SANTOS, 93 Clichy-sous-Bois, demande conseil pour l'installation d'un tuner UHF sur son téléviseur Philips.

Bien entendu, nous vous conseillons le montage d'un tuner à transistors. Etant donné que votre téléviseur possédait déjà un tuner à lampes, il ne doit y avoir aucun problème pour le montage d'un tuner à transistors. Seule la tension d'alimentation (généralement + 12 V) est à obtenir ; en principe, on part d'une tension d'alimentation quelconque (+ HT) et l'on intercale en série une résistance chutrice de valeur adéquate.

Nous ne pouvons malheureusement pas être plus précis ; il nous faudrait avoir le schéma de votre téléviseur, schéma qui nous renseignerait sur les points de raccordement, les dispositions à prendre exactement pour l'alimentation, les valeurs MF, etc.

Peut-être pourriez-vous vous procurer ce schéma auprès de la firme Philips, ou auprès d'un dépositaire de cette marque. Nous restons, le cas échéant, à votre disposition.

●
RR - 11.41 - M. Claude FEVRE, 63 Clermont-Ferrand, demande conseil pour le remplacement d'une platine tourne-disque.

Vous pouvez utiliser une platine DUAL à tête céramique piézoélectrique ; dans ce cas, il n'y a aucune disposition particulière à prendre puisque votre ancienne platine était également équipée d'une cellule piézoélectrique.

Cependant, vous pouvez aussi profiter de ce remplacement pour acquérir une platine, toujours dans la marque citée, mais équipée d'une cellule magnétique. Dans ce cas (si votre amplificateur ne comporte pas d'entrée pour une cellule de ce type), il faut utiliser un petit préamplificateur adaptateur auxiliaire entre la cellule phonocaprice et l'entrée de l'amplificateur. L'installation d'un tel préamplificateur ne présente aucune difficulté ; d'ailleurs, la firme DUAL fabrique un préamplificateur de ce genre précisément conçu pour les cellules magnétiques équipant ses bras de pick-up.

●
RR - 11.42 - M. Paul CHAUMEIL, 84 Cavaillon, souhaiterait recevoir des suggestions pour réaliser une transmission à distance des indications (de l'orientation) d'une girouette.

●
Votre système électrique avec des ILS n'a rien d'un bricolage folklorique ; cela se fait toujours !

Bien sûr, on peut envisager des procédés plus électroniques et à ce propos, nous vous conseillons de consulter le numéro 314, page 45, de notre revue sœur Radio Plans (annuaire et girouette électroniques).

●
RR - 11.43 - M. Gilbert BORELLI, 13 Marseille, désire savoir par quel type il pourrait remplacer le transistor 2 SC 1317.

Le transistor japonais 2 SC 1317 peut se remplacer par les types BSY 62, BSY 19, 2 N 706 ou 2 N 753.

RR - 11.44 - M. Roland ZONCA, 62 Le Touquet, recherche le schéma du téléviseur « Arphone » type G 655.

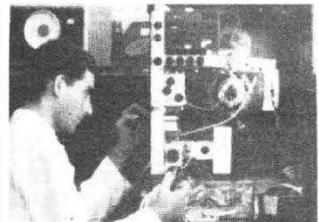
Nous ne disposons pas du schéma de ce téléviseur. Peut-être pourriez-vous l'obtenir auprès d'un radioélectricien de votre région, dépositaire de cette marque.

A toutes fins utiles, nous lançons également un appel auprès de nos lecteurs, et dans ce but, nous donnons l'adresse complète de notre correspondant : 48, allée des Mouettes, 62520 Le Touquet.

●
RR - 11.46 - M. Gaston FRENET, 13 Marseille.

Depuis notre réponse RR - 7.19 établie en juillet et publiée en novembre (hélas), nous pensons que vous avez obtenu satisfaction avec la description du MX 38 de notre ami Thobois.

MAITRISE DE L'ELECTRONIQUE



COURS PROGRESSIFS
PAR CORRESPONDANCE
**L'INSTITUT FRANCE
ELECTRONIQUE**
24, rue Jean-Mermoz - Paris (8^e)
Ecole privée d'enseignement à distance

FORME **l'élite** DES
RADIO-ELECTRONICIENS
MONTEUR • CHEF MONTEUR
SOUS-INGÉNIEUR • INGÉNIEUR
TRAVAUX PRATIQUES
**PRÉPARATION AUX
EXAMENS DE L'ÉTAT**
(FORMATION THÉORIQUE)
PLACEMENT
Documentation **HRB**
sur demande

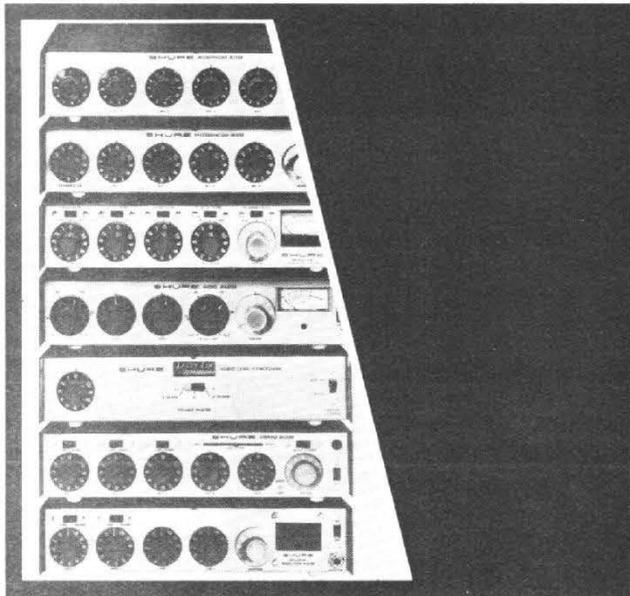
BON à découper ou à recopier. Veuillez m'adresser sans engagement la documentation précitée (à joindre à l'adresse ci-dessous).
Nom : _____
Adresse : _____
HRB23
infra

AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Informatique, Automatique
NO 1544 - Page 389

* HAUTE FIDELITE - VIDEO
■ KITS et COMPOSANTS ELECTRONIQUES

HIFI un professionnel
JEAN COUDERT
au service de l'amateur exigeant

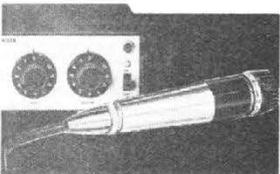
* 85 - ■ 180 bd. de la MADELEINE
06000 NICE tel: (93) 87.58.39



7 solutions Mixer Shure

CINECO PRODUCTIONS

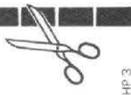
Pour résoudre tous vos problèmes acoustiques, SHURE met à votre disposition sept accessoires électroniques de très hautes performances : (1) La boîte de mixage M.68, champion des mélangeurs portables, d'un prix raisonnable et de performances poussées; (2) La boîte de mixage M.68-RM, avec réverbération incorporée, pour les chanteurs et effets spéciaux; (3) La boîte de mixage M.67, véritable mixer professionnel; (4) L'Audio Control Center M.63, qui vous permet de façonner à volonté la courbe de réponse; (5) Le Level Loc M.62-V, contrôleur de niveau sonore qui limite automatiquement les niveaux de sortie; (6) La boîte de mixage stéréo M.688, faite sur mesure pour les enregistrements stéréo et les travaux en audio-visuel; (7) Le Broadcast Production Master M.675, qui s'accouple avec notre M.67 pour réaliser une console complète d'exploitation sonore, avec pré-écoute (cuing). Remplissez la demande de documentation SHURE ci-jointe et vous recevrez notre nouveau catalogue qui vous présente les sept accessoires Mixer SHURE avec leurs caractéristiques techniques complètes.



SHURE
Importateur exclusif.
CINECO
72, Champs-Élysées PARIS 8^e
Téléphone : 225-11-94

DEMANDE DE DOCUMENTATION

à adresser à CINECO - 72, Champs-Élysées, Paris 8^e
Je désire recevoir le catalogue complet Mixer SHURE.
NOM _____
ADRESSE _____



HP 3

RR - 11.45-F - M. Roger GEULLE, 69 Lyon, nous demande :

1) Comment calculer les éléments d'un étage amplificateur à transistor ?

2) Le schéma d'un étage amplificateur VHF (sur 170 MHz) utilisant le transistor BLY 55 (fonctionnant en classe C).

1) Une telle question sort nettement du cadre de la présente rubrique vu le développement qu'elle nécessiterait.

Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à l'ouvrage « Cours Moyen de Radiotechnique » à partir de la page 28 (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

RR - 11.47 - A l'intention de nombreux lecteurs :

Dans une réponse précédente se rapportant au contrôle des températures, nous avons cité différentes publications, et notamment « Electronique Professionnelle » avec les numéros 368, 375, 376, 377.

Il ne s'agit pas d'une erreur, mais de la numérotation primitive de cette revue lorsqu'elle faisait l'objet d'une « livraison » séparée, c'est-à-dire avant qu'elle soit incluse dans les « livraisons » mensuelles du Haut-Parleur (moment à partir duquel la numérotation a changé).

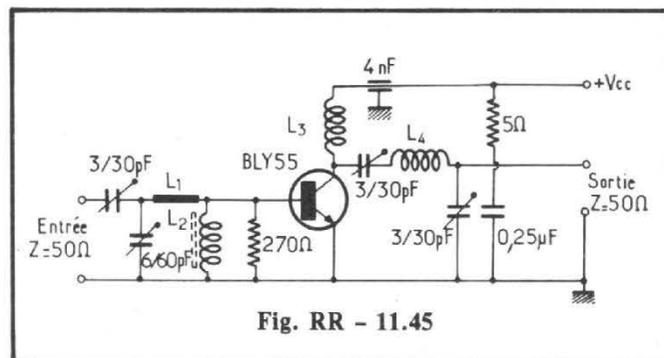


Fig. RR - 11.45

2) Le schéma d'un étage amplificateur VHF, classe C, sur 170 MHz, équipé d'un transistor BLY 55, est représenté sur la figure RR - 11.45.

Les inductances présentent les caractéristiques suivantes : L_1 = fil de cuivre droit de 16/10 de mm et de 25 mm de long.

L_2 = 3 tours de fil de cuivre de 55/100 de mm sur une ferrite Fx 1115.

$L_3 = L_4$ = 3 tours de fil de cuivre de 16/10 de mm ; diamètre de la bobine 9,5 mm ; longueur 9,5 mm.

Par ailleurs, nous avons :
+ Vcc = 13,8 à 16,5 V max ;
puissance appliquée à l'entrée = 0,4 à 0,6 W max ;

Ic = 420 mA environ ;
puissance utile HF de sortie = 4 W.

RR - 12.01 - M. Philippe FOSSIER, 57 Algrange, nous demande des renseignements au sujet d'un montage élévateur de tension décrit dans un numéro du Haut-Parleur...

Votre demande manque de précisions et nous ne pouvons pas vous répondre valablement ainsi. Il est absolument indispensable que vous nous indiquiez le numéro (et la page) du Haut-Parleur dans lequel le montage a été décrit, afin que nous puissions nous reporter au schéma ; sans la possibilité d'examiner le schéma, nous ne comprenons pas le sens de vos questions.

RR - 12.02 - M. Ph. BRUMENT, 34 Montpellier, désire des schémas de thermomètres électroniques.

Il aurait été intéressant de nous préciser l'application que vous envisagez pour ce thermomètre.

A tout hasard, nous vous indiquons les montages décrits dans Radio Plans 335 et dans Electronique Pratique 1524.

RR - 12.03 - M. Jean TESTE, 94 Saint-Maur, demande le schéma d'une horloge électronique utilisant notamment le circuit intégré MM 5314 de National Semiconductor.

1) Des schémas d'horloge électroniques utilisant le circuit intégré MM 5314 ont été publiés dans Radio Plans 331 (page 61) et dans Electronique Pratique 1525 (page 84).

2) Nous n'avons aucun renseignement en ce qui concerne les caractéristiques et brochages des autres composants cités dans votre lettre ; c'est à votre fournisseur qu'il convient de demander ces renseignements.

RR - 12.04 - M. Yves LINDER, 67 Sélestat, nous demande le schéma d'une alimentation destinée à une calculatrice.

1) Votre demande est insoluble **pratiquement**. En effet, il n'est pas possible de réaliser un ensemble comportant un accumulateur de 1,2 V et les

composants du convertisseur élévateur 1,2 V/9 V, ensemble qui ne soit pas plus encombrant que la pile d'origine 9 V. Ou alors, il faudrait concevoir une alimentation en boîtier séparé ; ce qui ne serait ni commode, ni élégant.

2) Nous n'avons pas d'autre schéma de générateur d'ions négatifs à vous proposer outre ceux déjà publiés dans notre revue.

RR - 12.05 - M. Bruno HERMAND, 62 Outreau, désire le schéma d'un préamplificateur destiné à être monté sur son électrophone stéréophonique.

Nous ne pouvons pas vous répondre utilement. En effet, à quoi est destiné ce préamplificateur ? Est-ce pour vous permettre d'utiliser une cellule lectrice du type magnétique ? Est-ce pour connecter un microphone, ou pour utiliser une autre « source » de modulation ?

Nous restons le cas échéant à votre disposition.

RR - 12.06 - M. LAGANNE, 94 Fresnes, sollicite des renseignements sur les modulateurs de lumière et nous pose diverses questions techniques.

1) Il est bien évident que tout modulateur de lumière absorbe une certaine puis-

sance BF nécessaire à son fonctionnement. Par ailleurs, sur un modulateur de lumière, plus il y a de canaux, plus la puissance absorbée globale est importante.

Sur votre montage, vous pourriez essayer d'**augmenter** la valeur de tous les potentiomètres de réglage des déclenchements.

2) En ce qui concerne le montage décrit dans Radio Plans, nous vous demandons d'écrire directement à Monsieur B. Duval (auteur de l'article) à l'adresse de la revue qui transmettra ; voyez le nota en fin d'article.

3) Dans le marquage des potentiomètres, outre la valeur ohmique, on note souvent une lettre qui se rapporte à la loi de variation. Le code est le suivant :

A = variation linéaire
B = variation logarithmique
C = variation logarithmique inverse
T = variation exponentielle (pour transistors)
F = variation exponentielle inverse
S = variation selon une courbe en S.

RR - 12.07 - M. Jacques BROUAT, 34 Montpellier, sollicite des renseignements concernant l'adaptation d'un amplificateur BF pour la lecture du son d'un projecteur de cinéma.

Nous sommes très embarrassés pour vous répondre utilement, car votre demande est tout à fait imprécise. Tantôt, vous nous parlez d'une cellule pour lecteur **optique** ; tantôt vous nous parlez d'une lecture **magnétique**. C'est très différent ! Si vous voulez bien nous préciser votre pensée, nous restons à votre disposition.

RR - 12.08 - M. Christophe WEISS, 10 La Chapelle-St-Luc, nous demande conseil pour la mise au point d'un préamplificateur + amplificateur BF qu'il a construit d'après des schémas publiés dans nos revues.

1) Si nous avons bien compris le sens de votre lettre, c'est la section « préamplificatrice » qui vous cause des ennuis ! Cela ne nous surprend d'ailleurs pas ! En effet, vous nous dites avoir monté des circuits intégrés régulateurs de tension sur l'alimentation, avoir supprimé les résistances R 10 et R 17, avoir supprimé les diodes Zener, et enfin avoir alimenté le tout sous 12 V au lieu de 24 V !

Il ne faut alors pas s'étonner d'un mauvais fonctionnement ! Un schéma est un schéma... il a été mis au point tel qu'il a été publié et il ne s'agit pas de tout modifier (d'ailleurs pour quelle raison ?). Respectez donc le schéma publié, et si d'autre part vous n'avez pas fait d'erreur dans le câblage ou les

sur votre téléviseur

sans le modifier

branchez votre "VIDEOMASTER" à la place de l'antenne 2^e chaîne et vous avez CHEZ VOUS une version encore améliorée du jeu public que vous connaissez déjà... "VIDEOMASTER" FONCTIONNE SUR TOUS TELEVISEURS (noir et blanc, couleur, etc.)

DOCUMENTATION GRATUITE

Mathe électronique s.a.
B.P. 7 - 22690 PLEUDIHEN/RANCE

**trois jeux chez vous :
TENNIS - FOOTBALL - PELOTE BASQUE**

VOTRE JEU FAVORI

VIDEOMASTER



valeurs des composants, tout doit rentrer dans l'ordre.

2) Pour éviter les auto-oscillations constatées, il faut effectuer un parfait découplage des circuits d'alimentation du préamplificateur (condensateurs de découplage de très forte capacité).

●
RR - 12.09 - M. Michel MONIER, 11 Narbonne, nous demande :

1) Quelle est la valeur de la résistance R 18 de l'équalizer décrit dans *Electronique Pratique* 1510, page 58 ?

2) Dans le montage de clignotant publié dans *Electronique Pratique* 1520, page 63, est-il normal que le secteur 220 V soit appliqué au refroidisseur des triacs (voir figure 2, page 64) ?

3) Est-il possible de monter un potentiomètre de volume à l'entrée de l'amplificateur décrit à la page 67 d'*Electronique Pratique* 1524 ?

1) $R 18 = 470 \text{ k}\Omega$.

2) Sur le dessin de la figure 2, après les lampes « spots », le secteur n'aboutit pas nécessairement sur les refroidisseurs des triacs, mais bien sur les anodes A (voir figure 1). En fait, les triacs sont évidemment montés plaqués contre les refroidisseurs, mais on peut fort bien les isoler électriquement par l'interposition d'une plaque de mica et de rondelles isolantes (si on le désire).

3) Normalement, le potentiomètre de volume devrait se situer dans le préamplificateur qui précède l'amplificateur dont vous nous entretenez. Cependant, on peut monter un potentiomètre de volume de l'ordre de 20 à 50 k Ω , à variation logarithmique, à l'avant de cet amplificateur. Dans ce cas, l'entrée s'effectue entre les deux coses extrêmes du potentiomètre, et le curseur (cosse intermédiaire) aboutit au condensateur C

RR - 12.10 - M. Roger RABAUD, 69 Lyon, nous demande :

1) Par quel transistor peut-on remplacer le NF 511 préconisé pour le montage du réducteur de bruit de fond publié dans le numéro 1370 ?

2) Ma chaîne HiFi produit des craquements lors de chaque mise en service du réfrigérateur et de l'ascenseur de l'immeuble ; que faire ?

3) Possibilité de construction d'un générateur à transistors pour le chauffage HF par induction ?

4) Schéma d'un émetteur-récepteur VHF destiné à être installé sur un planeur.

1) Le transistor FET type NF 511 peut se remplacer par les types BF 244 ou 245 (de la R.T.C.) qui sont des modèles courants en vente chez tous les revendeurs de pièces détachées dépositaires de cette marque. Nous vous précisons également qu'il convient de placer un condensateur de 500 μF entre + 12 V et la masse (la ligne - 12 V correspondant bien entendu à la masse), et que le potentiomètre de contre-réaction est un modèle de 10 k Ω à variation linéaire.

2) C'est évidemment l'étage d'entrée de votre chaîne HiFi qui « détecte ». Il y a évidemment des remèdes possibles à apporter sur cet étage d'entrée ; néanmoins, pour que nous puissions vous les indiquer avec précision, il faudrait nous communiquer le schéma de l'amplificateur (ou tout au moins le schéma de l'étage d'entrée). Mais le plus logique serait d'attaquer le mal à la source, à savoir le thermostat du réfrigérateur et le contacteur de l'ascenseur, en déparasitant ces organes : montage d'un groupement série RC aux bornes des contacts afin d'absorber l'étincelle (voir notre article page 340, N° 1521).

3) Pour le chauffage HF par induction, on utilise toujours des lampes. Certes, il s'agit présentement de triodes modernes spéciales... mais on

n'emploie pas de transistors. En effet, compte tenu des puissances à mettre en jeu, le prix de revient d'un tel équipement avec transistors serait prohibitif. Nous pensons que vous pourriez demander de la documentation technique se rapportant au chauffage industriel HF en écrivant à la R.T.C. 130, avenue Ledru-Rollin, 75540 Paris Cedex 11.

4) Nous supposons que vous êtes vélivole et, dans ce cas, vous devez savoir que tout appareil émetteur-récepteur utilisé en aéronautique doit être agréé et homologué par le STNA ; les constructions « amateur » sont interdites. Nous précisons bien : lorsqu'il s'agit d'un appareil comportant un émetteur. Dans le cas d'un récepteur seul, il n'y a évidemment pas de restriction ; veuillez consulter l'ouvrage « *Electronique et Aviation* » (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

●
RR - 12.11 - M. Gabriel LENGLET, 39, rue Delaporte, 91700 Maisons-Alfort, recherche l'adresse de la firme Novatone en Suisse.

●
RR - 12.12 - M. Robert DIOKH, Centre National de Recherches Agronomiques Bombay - Senegal, recherche le schéma de l'amplificateur BF type J2 - 12 de Jason-France.

●
RR - 12.13 - M. Georges GUERPEL, 30, avenue René-Froger, 05100 Briançon, recherche la notice et le schéma se rapportant au talkie-walkie, modèle HP 465, de la marque Highland.

●
RR - 12.14 - M. Michel JUCHET, 13 Marseille. Dans notre numéro 1526,

MAINTENANCE DES EQUIPEMENTS BF

Le R.T.S. 2 se compose de :

- GÉNÉRATEUR RC 15 Hz-150 kHz
- MILLIVOLTMÈTRE-DÉCIBELMÈTRE
- DISTORSIOMÈTRE
- FLUCTUOMÈTRE



LEA
LABORATOIRE ÉLECTRO-ACOUSTIQUE
5, RUE JULES PARENT
92500 RUEIL - 967.27.84

COUPON-REPONSE
BON POUR
UNE DOCUMENTATION
Monsieur
Adresse

notre correspondant recherchait des transistors AFY 19.

Monsieur Christian RAULT, 102, rue du Centre, 62220 Carvin nous fait savoir qu'il dispose de deux transistors neufs de ce type.

RR - 12.15 - M. Jean LALANNE, 33 Bordeaux, nous demande avis et conseils au sujet de divers appareils BF.

1) Le montage préamplificateur + amplificateur que vous avez construit constitue un bon ensemble de reproduction. Certes, il y a peut-être mieux, mais il y a sûrement moins bien !

2) Pour le montage d'un correcteur physiologique sans l'utilisation d'un potentiomètre spécial, vous pouvez vous reporter à la réponse RR - 5.71-F, publiée à la page 359, HP 1521.

3) Vous pouvez utiliser des enceintes acoustiques présentant une impédance de 4 Ω, mais il sera prudent de ne pas faire fonctionner l'amplificateur à pleine puissance sous peine de risquer de détruire les transistors des étages de sortie.

4) L'augmentation de la vitesse de défilement de la bande d'un magnétophone permet d'obtenir un meilleur enregistrement (et reproduction) des fréquences élevées (extrêmes aiguës).

RR - 12.16 - M. Jean-Paul CHESNEL, 50 St-Lo nous demande conseil au sujet de l'antiparasitage des dispositifs à triacs.

1) Nous pensons que vous avez pu obtenir de bons résultats d'après les indications données dans les numéros du Haut-Parleur que nous vous avons fait parvenir.

En outre, il est recommandé de monter les gradateurs de lumière à l'intérieur de coffrets métalliques reliés à une prise de terre.

Parallèlement, vous pouvez aussi monter des filtres secteur en double π, un filtre en π sur chaque fil du réseau, à l'entrée d'alimentation des amplificateurs BF voisins.

2) Pour les intensités importantes, il est en effet possible de monter plusieurs triacs en parallèle.

3) Dans le groupement de haut-parleurs dont vous nous soumettez le schéma, s'il n'y avait pas de filtres de voies, l'impédance résultante serait de 32 Ω (2 x 16 Ω). Mais l'action du filtre LC fait que précisément, cette impédance reste sensiblement de l'ordre de 16 Ω tout au long du registre BF.

RR - 12.17 - M. Gérard FLOUR, 80 Doullens, nous demande des précisions concernant le schéma d'un modulateur de lumière à trois canaux.

Le schéma proposé ne comporte pas d'erreur. Ce sont précisément les différences que vous observez dans les valeurs des résistances (et des condensateurs, d'ailleurs) qui permettent la sélection des canaux graves, médiums, aiguës parmi les signaux BF appliqués.

RR - 12.18 - M. Dany BRABANT, 1900 Overise, Belgique.

Les transistors MPS 3393 et MPS 3702 sont de fabrication Motorola. Distributeurs en Belgique :

C.N. Rood SA, place de Jambline de Meux 37, BRUXELLES 1040.

RR - 12.19 - M. Gaston FRENET, 13 Marseille.

A votre intention, Monsieur Gérard PAVIOT, 18 Vierzon nous indique que les MAN 7 sont des afficheurs à 7 segments de la firme

MK01 MINUTERIE SECTEUR 1200 W réglable 20 s à 5 mn, 4 transistors, 1 triac. Alim. 220 V avec bouton poussoir (coffret + 9 F) **70 F**

MK02 DÉTECTEUR D'APPROCHE ou contact, 3 transistors, oscillateur à filtre céramique avec relais 4RT. Alim. 9/12 V (coffret + 9 F) **72 F**

MK03 PILE OU FACE 2 circuits intégrés. Alim. 9 V. Visualisation par leds rouge et jaune avec bouton poussoir (coffret + 9 F) **45 F**

MK04 INTERPHONE deux postes. Contacteurs arrêt/marche, parole/écoute. 4 transistors avec 2 HP petits diamètres, complet **64 F**

MK05 ALIMENTATION RÉGLÉE réglable par pot 0 à 25 V sous 1A. 5 transistors avec transfo et pot options (voltmètre + 33 F, amp + 33 F) **145 F**

MK06 CONVERTISSEUR VHF bobinage intégré, permet d'écouter les VHF à partir d'un récepteur PO. Alimentation 9 V (coffret + 9 F) **41 F**

MK07 RÉCEPTEUR PO/GO reflex, accord par CV, cadre ferrite 150 mm, 4 transistors, avec écouteur cristal. Alim 9 V (coffret + 13 F) **62 F**

MK08 RÉCEPTEUR OC bande des 40 mètres, accord par ajustable, 2 transistors avec écouteur cristal. Alim 9 V/options CV démulti + 20 F, coffret + 9 F) **62 F**

MK09 RÉCEPTEUR FM/VHF bobinage intégré, accord par ajustable, 2 transistors avec écouteur cristal. Alim 9 V (CV démulti + 20 F, coffret + 9 F) **55 F**

MK10 GRADATEUR 1200 W permet un dosage continu de la lumière. 1 triac, diac avec pot. Alim 110/220 V (coffret + 9 F) **45 F**

MK11 PSYCHÉDELIQUE 1 VOIE 1200 W avec réglage de sensibilité par potentiomètre. 1 triac. Alim 110 ou 220 V **40 F**

MK12 PSYCHÉDELIQUE 3 VOIES avec préampli à 3 transistors, graves, médiums, aiguës. 3 triacs, 3X1200 W alimentation 220 V **128 F**

MK13 PSYCHÉDELIQUE 4 VOIES graves, médiums, aiguës et canal négatif. Réglages séparés 4 x 1200 W. Alim 110 ou 220 V **115 F**

MK14 STROBOSCOPE 40 joules avec tube à éclats et réglage de la cadence par potentiomètre. Alimentation 220 V **120 F**

MK15 CONVERTISSEUR son/lumière (psych 1 voie sans branchement) 1200 W avec micro et préampli 3 transistors. Alim 220 V (coffret + 9 F) **72 F**

MK16 CHENILLARD 3 VOIES 1200 W par canal, entièrement à transistors, réglages vitesse défilement et une, deux ou trois voies. 3 triacs. Alim 220 V **125 F**

MK17 OHMMÈTRE à diodes leds, 6 gammes, à circuit intégré avec pot et commutateur. Alim 2 x 9 V (coffret + 9 F) **50 F**

MK18 ÉMETTEUR/RÉCEPTEUR à ultra-sons, émet 4 transistors, reçoit 5 transistors avec relais et transducteurs. Alim 9 V (2 coffrets + 16 F) **157 F**

MK19 TOUCH CONTROL contacteur arrêt/marche par effleurement. 7 transistors, puissance commandée 1200 W par triac. Alim 220 V (coffret + 9 F) **86 F**

MK20 AMPLIFICATEUR 20 W 5 transistors, sensibilité entrée: 1 V. Alim 30 V (alim secteur avec transfo pour 1 module MK20 + 60 F) **90 F**

MK21 LAMPE DE SECOURS 40 joules avec tube à éclats type strobo et convertisseur à transistors. Alim 9 à 14 V (coffret + 22 F) **158 F**

MK22 DÉTECTEUR DE MÉTAUX système HF à filtre céramique, réglage par CV, 6 transistors avec HP. Alim 9 V, complet **130 F**

Tous les MONSIEUR KIT sont livrés en pièces détachées avec le circuit imprimé gravé, percé en **verre époxy** et accompagnés d'une notice de montage (**textes et schémas**). Prix TTC. Vente sur place et par correspondance (joindre 5F pour emballage et frais de port en recommandé). Paiement à la commande par chèque bancaire ou postal à l'ordre de MONSIEUR KIT. Commande à adresser à 4, rue GÉRANDE, 75009 PARIS. Tél.: 878.51.53. Vente sur place du mardi au vendredi de 11 heures à 13 heures et de 14 heures à 19 heures, le samedi de 10 heures à 12 heures et de 14 heures à 20 heures. Métro: Anvers.

VENTE DE TOUS LES COMPOSANTS

Mosanto, et les DL 747 sont des circuits intégrés logiques de décodage pour afficheurs à 7 segments. Nous remercions notre correspondant pour sa communication.

RR - 12.20 - M. GRAND-JEAN, 78 Chatou, nous soumet le schéma d'un récepteur FM/OC/PO/GO et désire savoir s'il est possible d'utiliser l'antenne extérieure sur les gammes PO/GO.

1) L'utilisation possible de l'antenne est donc prévue sur FM et OC. Par un procédé semblable et en installant une commutation supplémentaire (une position supplémentaire par rapport à celle existant actuellement), on pourrait également appliquer l'antenne sur les bandes PO et GO. Partant de cette position supplémentaire, il

faut prévoir une connexion aboutissant à un enroulement comportant 20 à 30 tours bobinés sur le cadre ferrite incorporé ; l'autre extrémité de cet enroulement additif sera connectée à la masse. Toutefois, nous ne pensons pas qu'une telle adjonction puisse apporter des résultats vraiment notables.

2) La réception du son TV dans la bande OC des 16 mètres s'explique par les faits suivants :

a) sélectivité insuffisante des circuits d'accord OC ;

b) harmoniques importantes de l'oscillateur du changement de fréquence OC.

Il y a donc battements interférentiels dont l'un d'eux correspond à la valeur MF du récepteur, d'où amplification indésirable par ce canal.

RR - 12.21 - M. Robert FABREGUETTES, 34 Lunel, nous soumet le schéma d'un filtre BF à lampes et nous demande des renseignements à son sujet.

1) La fréquence de séparation est uniquement déterminée par la résistance et le condensateur intercalés dans la liaison de chaque grille. Dans le cas de la fréquence de 500 Hz qui vous intéresse, les condensateurs C_2 et C_4 prennent les valeurs de 2,2 nF ; les valeurs des résistances de 100 k Ω ne changent pas. Bien entendu, ce genre de filtre est assez embryonnaire et la pente d'atténuation vers la fréquence de coupure est assez faible.

2) Sans modification des valeurs des divers composants, vous pouvez utiliser des tubes type EF 86.

3) Le point + B correspond à l'alimentation HT de 250 V.

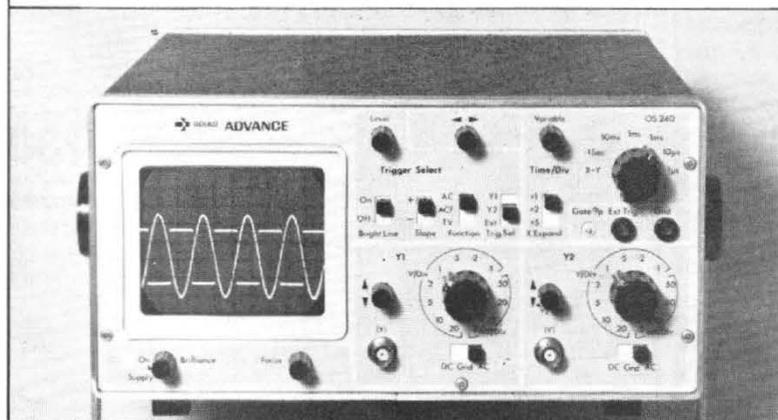
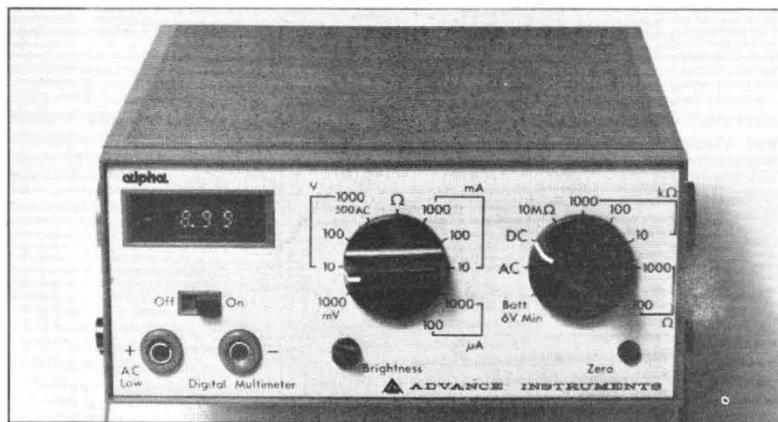
RR - 12.22 - M. Jacques PICHEROT, 78 Villepreux, nous demande des schémas d'adaptateurs permettant de transformer un contrôleur universel ordinaire en voltmètre électronique à forte impédance d'entrée.

Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à nos publications suivantes :

— Haut-Parleur N° 1288, page 144 ;
— Radio Plans N° 281, page 57

RR - 12.29 - M. Jean-Paul SEGOUFFIN, 31 Toulouse, nous demande les caractéristiques du tube afficheur DG 10 T et le type du circuit intégré décodeur nécessaire à ce genre de tube.

Nous n'avons trouvé aucun renseignement sur ce sujet. Nous pensons que c'est à votre fournisseur (du tube afficheur) qu'il conviendrait de poser ces questions.



Campagne promotion Oscillo+multi: 10% si vous prenez les deux.

Multimètre Alpha 1 ou Alpha 2 :
629 F au lieu de 698 F H.T.* pour Alpha 1
750 F au lieu de 834 F H.T.* pour Alpha 2

1000 points : 5 fonctions :

- Tension AC : 1 mV à 500 V
- Tension DC : 1 mV à 1000 V
- Courant AC et DC : 1 μ A à 1 A
- Résistance : 1 Ω à 10 M Ω

Oscilloscope OS 240 :

1619 F au lieu de 1798 F H.T.*

- 2 voies Y₁ et Y₂
- Bande passante (-3 dB) = DC à 10 MHz
- Sensibilité : 5 mV/div à 20 V/div.
- Base de temps : 1 μ s/div à 0,1 s/div.

*Prix janvier 1976

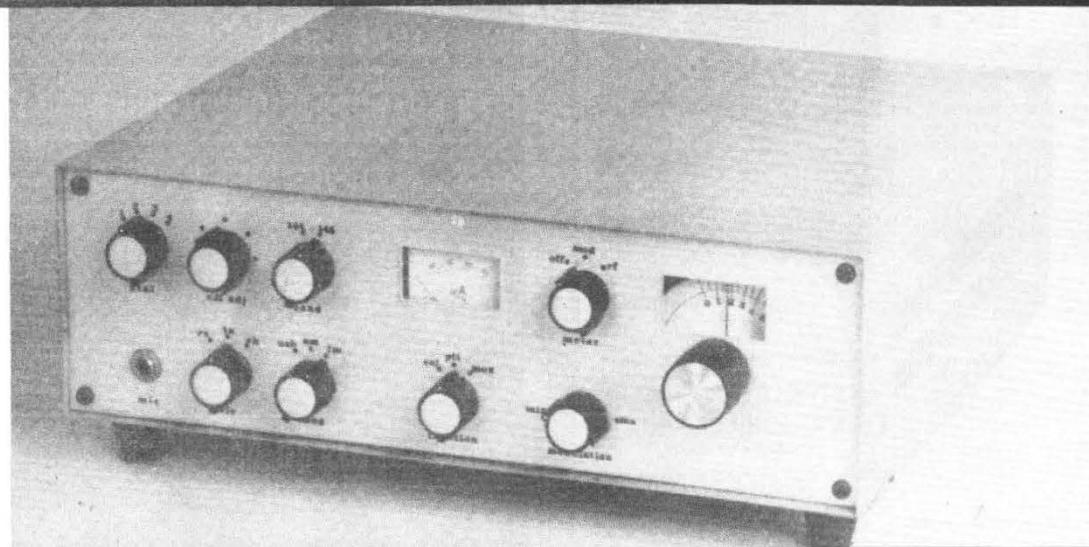
GOULD ADVANCE

Oscilloscopes, multimètres, fréquencesmètres, générateurs et alimentations.

B.P. 31 - 91160 Longjumeau - France
Télex 600824 - Tél. 909.10.67

le JOURNAL des "OM"

UN EMETTEUR AM-FM



SSB 144 MHz

L'ÉMETTEUR, dont nous entreprenons la description, se divise en deux sections réalisées indépendamment : l'excitateur et l'amplificateur final, la première étant destinée à piloter la seconde.

Nous commencerons par l'excitateur dont la puissance de sortie varie de 70 à 100 mW, suivant la fréquence.

Cette puissance de sortie a été volontairement limitée pour éviter les difficultés que l'on rencontre fréquemment dans le fonctionnement des étages linéaires équipés de transistors. Avec un signal HF de cette puissance, il est possible de piloter confortablement une QQE 03/12 en classe A délivrant une puissance de sortie de 2,5 W.

Si on fait suivre cette lampe

d'une QQE 06/40, la puissance de sortie s'élèvera à environ 70 W en FM, 60 W pep en SSB, 25 W pep en AM, ce qui suffit amplement pour effectuer un excellent trafic sur deux mètres. Un tel amplificateur de puissance ne présente pas de difficultés de réalisation majeures. La condition la plus importante est de disposer d'un excitateur qui puisse satisfaire les exigences les plus difficiles.

Le circuit que nous allons décrire présente incontestablement une certaine complexité ; aussi sa réalisation nécessite-t-elle une certaine expérience dans le domaine des VHF et nous déconseillons aux débutants de l'entreprendre.

L'excitateur possède les caractéristiques suivantes :

— Puissance de sortie de 70 à

100 mW suivant la fréquence.

— VFO dont la dérive est inférieure à 100 Hz après 10 mn de fonctionnement.

— Couverture de deux mégacycles en deux bandes.

— Possibilité d'opérer avec VFO incorporé ou VFO extérieur.

— Modulation AM à 100 % dans les pointes.

— Bande latérale unique avec suppression de la bande latérale indésirable suivant les caractéristiques du filtre à cristal.

— Modulation de fréquence indirecte obtenue en modulant en phase l'oscillateur de l'étage de seconde conversion avec un étage d'intégration approprié.

— Utilisation de 26 transistors, 10 FET, 5 MOS-FET, 16 diodes.

SCHEMA SYNOPTIQUE

Le schéma synoptique de la figure 1 permet de saisir les grandes lignes des différentes parties de l'excitateur afin de pouvoir analyser successivement les différentes fonctions des diverses sections en possédant déjà une idée bien précise de l'ensemble.

OSCILLATEUR GENERATEUR DE PORTEUSE

Il est constitué d'un oscillateur à quartz et d'un étage amplificateur. La fréquence centrale du filtre est de 9 MHz. Comme il nous faut

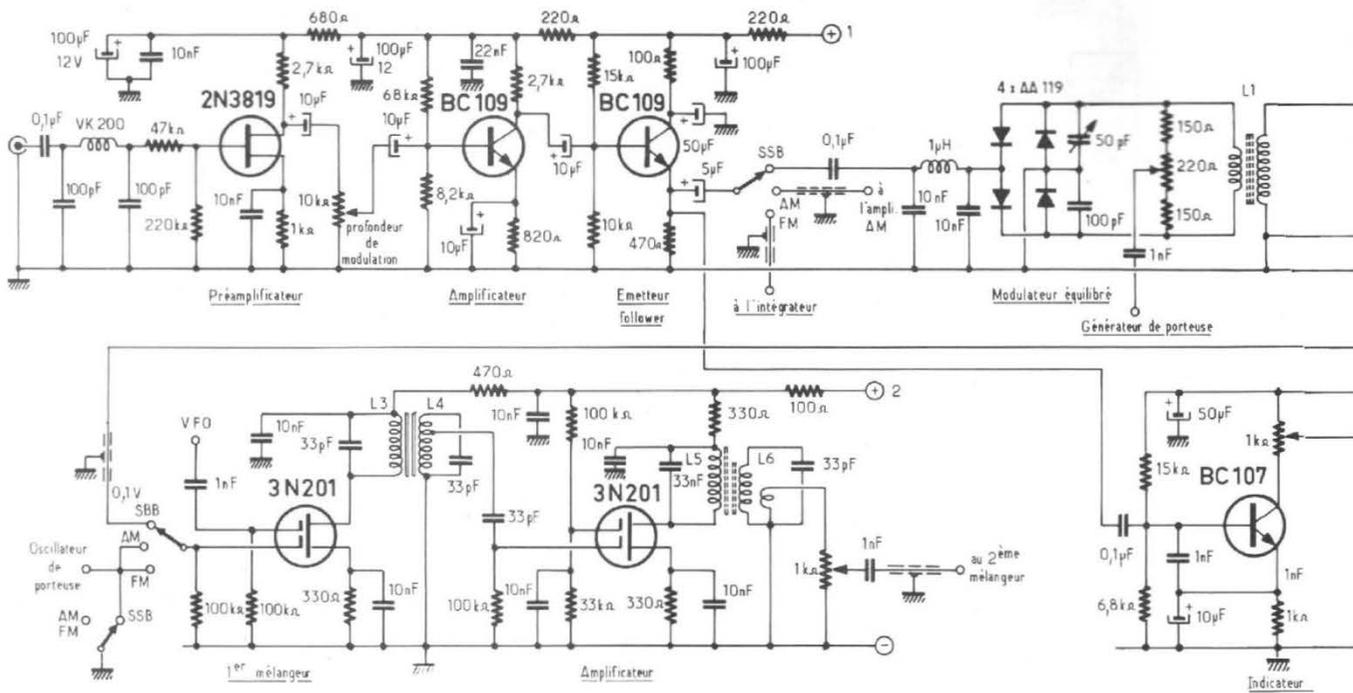


Fig. 3

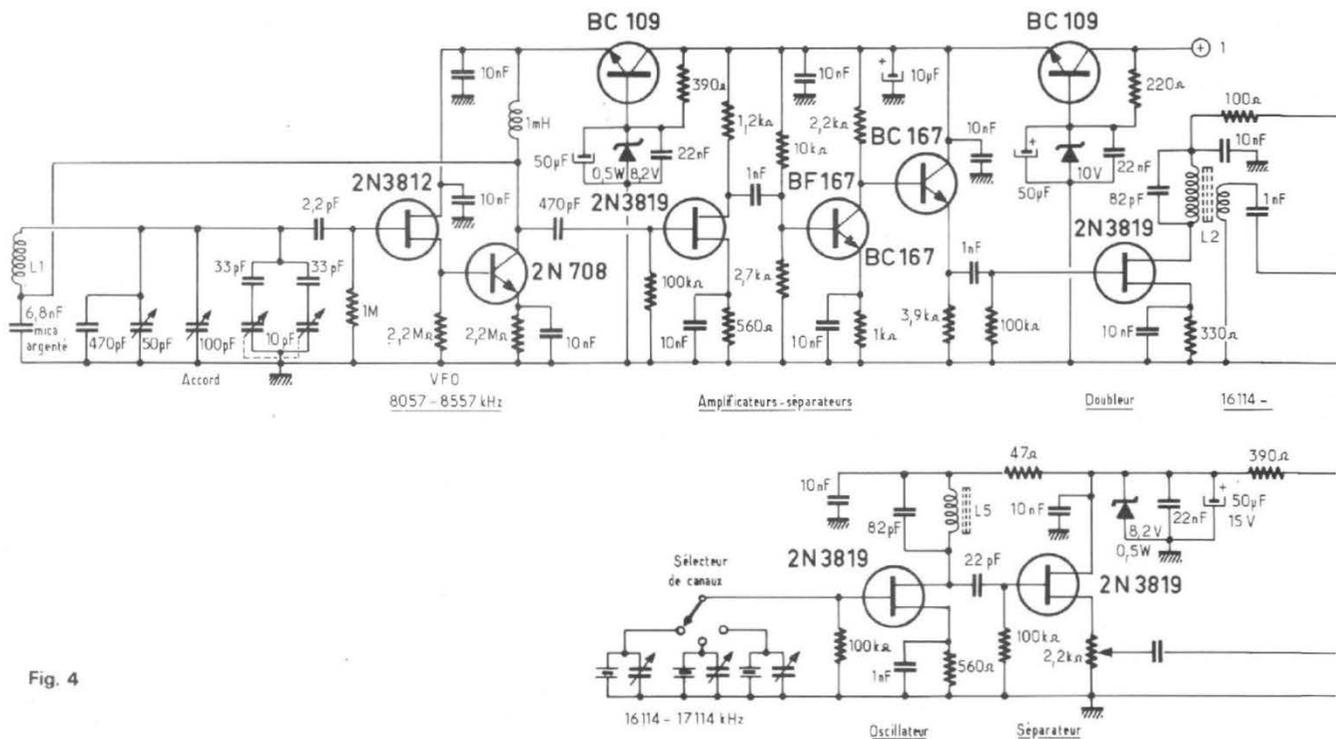


Fig. 4

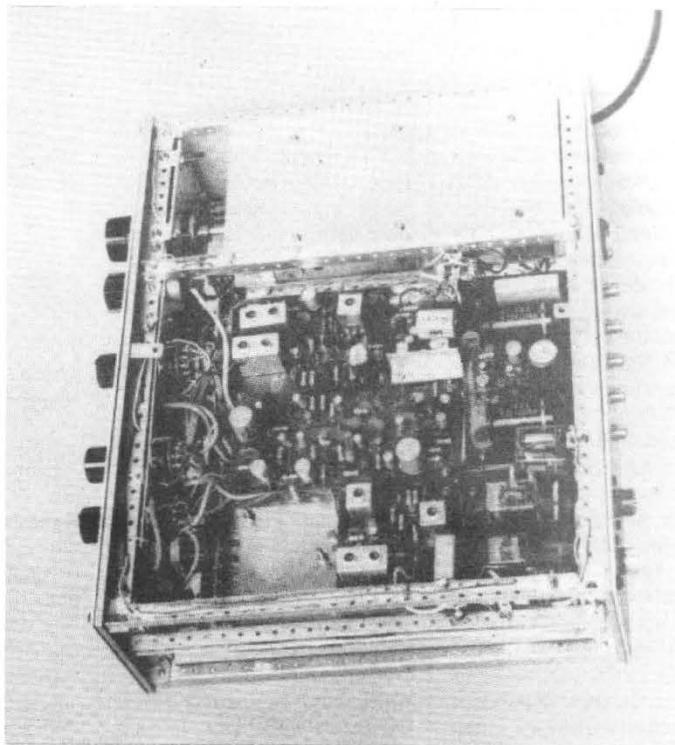
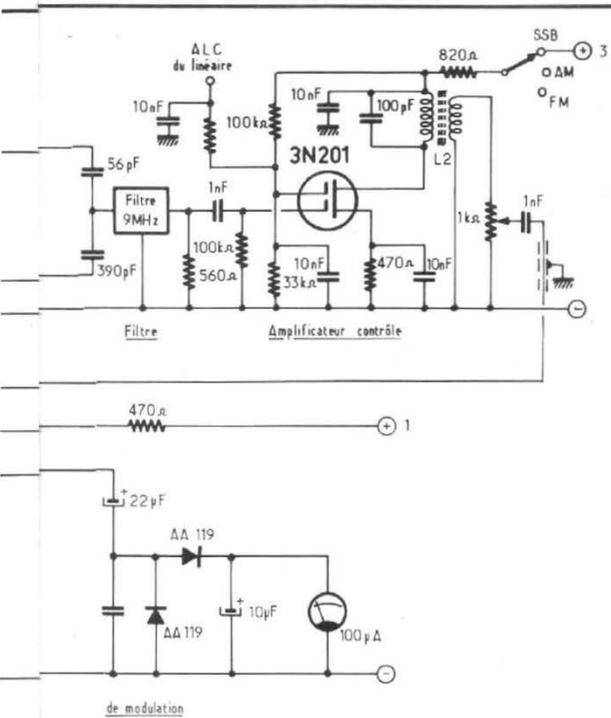


Photo A. - Chassis de l'exciteur vu de dessous.

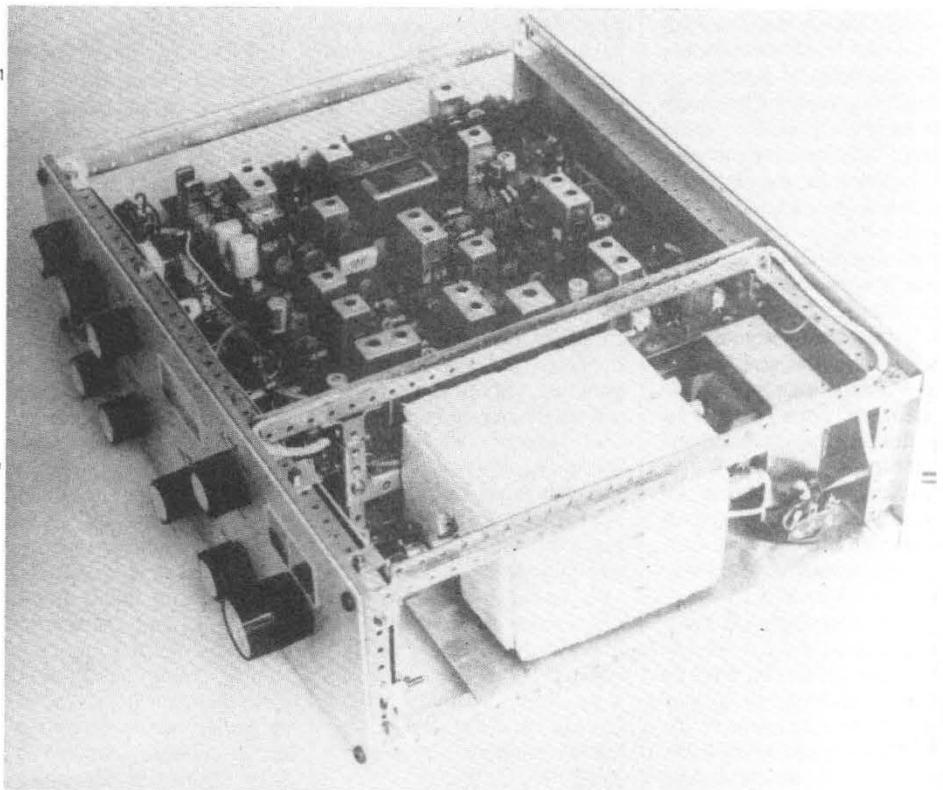
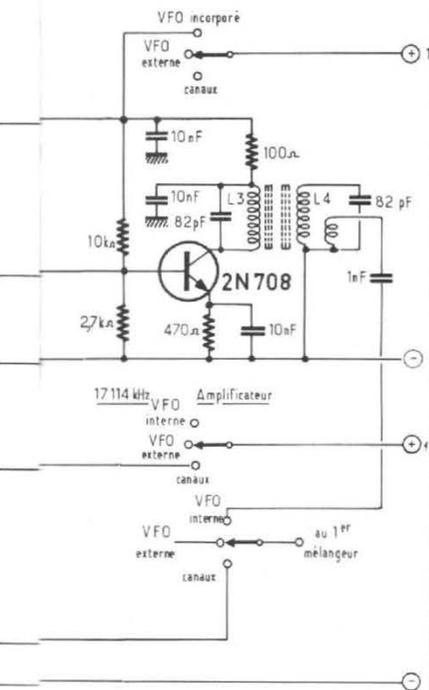


Photo B. - Chassis de l'exciteur vu de dessus.

GENERATEUR SSB ET PREMIERE CONVERSION

L'étage modulateur dont le schéma est donné à la figure 3 comporte un étage préamplificateur équipé d'un FET: on obtient une faible préamplification avec une impédance d'entrée élevée et un faible bruit. Le second étage monté en émetteur follower a pour fonction d'abaisser considérablement l'impédance de sortie.

Le modulateur équilibré est de type conventionnel comportant quatre diodes disposées en anneau; l'équilibre s'obtient au moyen du condensateur de 50 pF et de la résistance ajustable de 220 Ω . Le couplage entre L_1 et le filtre à quartz s'effectue à travers un diviseur capacitif dont les valeurs dépendent des caractéristiques du filtre.

Une attention particulière doit être accordée à l'amplificateur contrôlé. Pour obtenir une linéarité excellente, on utilise un MOS-FET à double gate. Cet élément possède en outre la particularité de modifier le gain en fonction de la tension appliquée sur la gate 2. Le gain maximal est généralement obtenu avec +3 V, tandis qu'avec -1,5 V, on observe une atténuation optimale. En respectant les valeurs du schéma, on relève 2,8 V environ sur la gate 2 du 3N201; on enregistre ainsi le maximum de gain de l'amplificateur. Si nous appliquons une tension négative à l'entrée de la résistance de 220 k Ω , la tension positive sur la gate 2 diminue progressivement, entraînant en conséquence une moindre amplification.

Il est alors facile de comprendre qu'en utilisant un amplificateur linéaire, il est possible de prélever sur ce dernier une tension négative de contrôle de l'étage MOS-FET, pour assurer la linéarité, même sur les pointes les plus prononcées. Ce mode de

contrôle s'appelle ALC (Automatic Level Control).

Le trimmer de 1 k Ω disposé sur le link de L_2 est réglé de manière à ne pas avoir une tension HF d'entrée, sur le mélangeur, supérieure à 0,1 V. Toujours pour les mêmes raisons de linéarité, cet étage est également équipé d'un MOS-FET. Le gate 1 reçoit le signal modulé et le gate 2 celui provenant du VFO. Si on examine attentivement le schéma, on remarque que le trimmer destiné au réglage du niveau d'entrée sur le mélangeur n'est pas en service sur la position AM-FM. En SSB, les étages doivent nécessairement travailler sur un mode linéaire, aussi le rapport entre signal modulé et non modulé doit-il être de 1 à 10. En AM et FM, cette condition n'est pas nécessaire, puisqu'à ce point du circuit, on ne rencontre qu'une porteuse non modulée, contrairement à ce qui existe en SSB. Une tension HF de 0,5 V peut également être appliquée sur la gate 1. Nous enregistrerons donc une plus grande puissance de sortie. Il importe cependant de ne pas exagérer pour ne pas risquer de se trouver en présence de signaux parasites trop puissants.

Un autre MOS-FET est utilisé comme amplificateur linéaire et à la sortie, nous disposerons d'un signal variant entre 25 112,5 et 26 112,5 kHz, de faible amplitude. Le niveau du signal à appliquer au second mélangeur est convenablement réglé au moyen du trimmer de 1 k Ω disposé aux bornes du link de L_6 .

Les bobines L_3 - L_4 et L_5 - L_6 sont à accord double; le couplage est inductif de manière à avoir un signal aussi propre que possible. Naturellement, ces circuits devront être réglés de manière que l'amplitude du signal de sortie reste à peu près constante malgré l'excursion d'un MHz.

Caractéristiques des selfs de la figure 3:

L_1 : 30 spires de fil de cuivre émaillé \varnothing 3/10 mm, support

\varnothing 4 mm avec noyau; link de 5 spires du même fil côté froid. L_2 : 20 spires fil, support et link identiques à L_1 .

L_3 , L_4 , L_5 , L_6 : 12 spires, fil et support identiques à L_1 ; pour L_4 , prise à la 4^e spire côté chaud; pour L_6 , link de 3 spires, côté froid.

VFO OSCILLATEUR QUARTZ DOUBLEUR (Fig. 4)

La qualité essentielle du VFO est sa très grande stabilité; ses caractéristiques sont excellentes même s'il fonctionne en doubleur. Un soin particulier doit être apporté dans la construction de la bobine dont le support devra nécessairement être un modèle céramique à gorge. Le fil de cuivre argenté sera enroulé très serré et la construction mécanique présentera une grande rigidité. Pour cette raison, l'auteur a utilisé du profilé d'aluminium de 2 mm dont les bords seront soudés. L'isolement thermique a été réalisé en collant des feuilles de polystyrène expansé sur toutes les faces du boîtier. Sans doute est-il inutile de recommander de choisir un condensateur variable de très bonne qualité, à lames assez épaisses et dont l'axe ne présente aucun jeu pour éviter tout effet de microphonie. Les deux stabilisateurs de tension devront être disposés en dehors du boîtier de manière que la chaleur dégagée ne puisse, même insensiblement, influencer sur la stabilité en fréquence.

L'étage doubleur est équipé d'un FET tandis que l'amplificateur est un 2N708. Les bobines L_3 - L_4 sont à accord double; elles devront être tarées en même temps que L_2 de manière à obtenir un niveau HF de sortie à peu près constant sur toute l'excursion du VFO. Si on désire travailler sur canaux, on substitue au VFO un oscillateur à quartz de type

conventionnel. A noter que pendant la transmission, soit par canaux, soit par VFO externe, on coupe seulement l'alimentation de l'étage doubleur, mais pas sur le VFO incorporé afin de maintenir ce dernier dans les meilleures conditions de stabilité.

Pour calculer la fréquence du cristal lorsqu'on désire émettre sur un canal déterminé, on utilise la formule suivante:

Fréquence cristal = fréquence de travail (oscillateur de porteuse + huit fois la fréquence du cristal de seconde conversion).

Si, par exemple, on veut transmettre sur la fréquence de 145,175 MHz, nous aurons:

$$\begin{aligned} X &= 145\,175 - (8\,998,5 \\ &\quad + 8 \times 14\,986) \\ X &= 145\,175 - (8\,998,5 \\ &\quad + 119\,888) \\ X &= 145\,175 - 128\,886,5 \\ &= 16\,288,5 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Caractéristiques des bobines: L_1 : 30 spires de fil de cuivre émaillé \varnothing 0,3 mm, support \varnothing 4 mm avec noyau; link 5 spires du même fil, côté froid. L_2 : 20 spires, fil support et link comme L_1 .

L_3 , L_4 , L_5 , L_6 : 12 spires, fil et support comme L_1 ; pour L_4 , prise à la 4^e spire côté chaud; pour L_6 , link 3 spires côté froid.

OSCILLATEURS DE SECONDE CONVERSION, MODULATEUR DE PHASE, ÉTAGES PREAMPLIFICATEURS 144 MHz (fig. 5)

La fréquence de l'oscillateur de seconde conversion est de 118 888 kHz pour la gamme 144-145, et de 119 888 kHz pour la gamme 145-146. Il aurait été beaucoup plus simple d'utiliser des quartz résonnant sur ces fréquences ou de valeur moitié pour éliminer plusieurs étages multiplicateurs et amplificateurs. Ceci aurait été possible

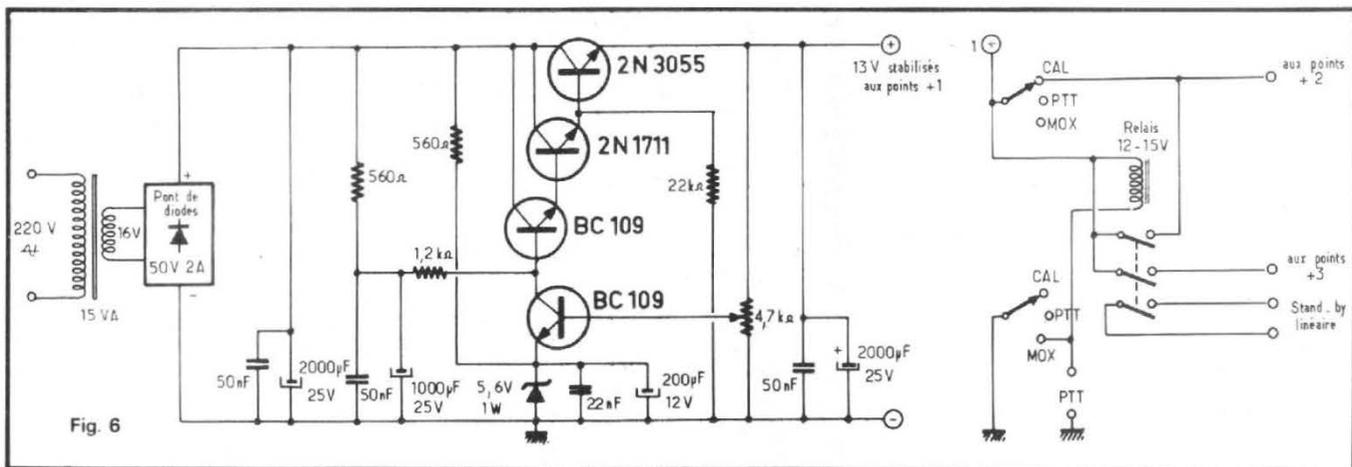


Fig. 6

d'éliminer les fréquences indésirables. La tension HF de sortie, prélevée sur un circuit accordé, à haute impédance, est d'environ 1 V.

Quand on veut transmettre en FM, on applique la BF à l'étage intégrateur, et aux bornes de L_6 , on prélève le signal HF modulé en fréquence pour l'appliquer au second mélangeur 144-146 MHz. Ce dernier est équipé d'un MOS-FET, pour les raisons de linéarité déjà exposées, quand on opère en SSB, et pour obtenir une impédance d'entrée élevée afin de favoriser le transfert de la tension HF. Le niveau du signal provenant de la première conversion, toujours dans le cas de la SSB, ne doit pas dépasser 0,1 V pour maintenir le rapport optimal 1/10.

Le second mélangeur est suivi d'un amplificateur linéaire à MOS-FET dont les circuits à double accord et couplage inductif (L_9 - L_{10}) assurent avec les circuits précédents (L_7 - L_8) une réponse assez plate sur toute l'excursion de fréquence tandis qu'ils atténuent fortement les signaux en dehors de la gamme utile. On observera que les circuits accordés L_7 , L_8 , L_9 , L_{10} , bien qu'opérant sur 144 MHz, possèdent un Q modeste, car ils sont peu chargés par les MOS-FET.

Les deux transistors 2N3866 fonctionnent en classe A. Avec le trimmer de polarisation de base, on règle le courant du premier à envi-

ron 10 mA. On obtient ainsi un point de travail linéaire avec les niveaux adoptés. La modulation d'amplitude s'effectue sur ces deux derniers transistors. Nous n'avons pas voulu moduler en amplitude, comme c'est le cas sur certains émetteurs, la section à 9 MHz, car cette solution comporte certains problèmes de linéarité dans les circuits mélangeurs et amplificateurs et empêche d'atteindre un taux de modulation de 100 %.

L'amplificateur de modulation AM est constitué par un circuit délivrant une puissance de 2 W environ. Le transformateur de liaison présente une impédance primaire de 8 Ω et une impédance secondaire de 600 Ω . La puissance de sortie est un peu élevée, mais il est possible de réduire l'intensité du signal par l'action du contrôleur de profondeur de modulation disposé sur le panneau.

Théoriquement, il n'est pas conseillé de moduler les transistors en amplitude, cependant en appliquant la modulation à la tension positive d'alimentation et à la tension de polarisation de base, on obtient une AM profonde et fidèle. La caractéristique principale du signal est son asymétrie, la pointe positive étant plus importante que la pointe négative correspondante, ce qui entraîne une certaine sous-modulation, la distorsion restant dans des limites acceptables.

L'indicateur d'intensité du

signal HF de sortie s'est révélé très utile au cours des opérations de tarage.

Caractéristiques des bobines de la figure 5 :

L_1 : 15 spires de fil de cuivre émaillé \varnothing 0,3 mm, support \varnothing 4 mm avec noyau ; link 3 spires du même fil, côté froid.

L_2 : 8 spires, fil de cuivre émaillé \varnothing 0,5 mm, support \varnothing 4 mm avec noyau ; link 3 spires du même fil côté froid.

L_3 , L_4 , L_5 , L_6 : 5 spires fil de cuivre argenté \varnothing 1 mm, enroulement en l'air \varnothing 4 mm.

L_7 , L_8 , L_9 , L_{10} , L_{11} , L_{12} : 4 spires de fil de cuivre argenté \varnothing 1 mm, enroulement en l'air \varnothing 4 mm ; pour L_9 , prise au centre ; pour L_{12} , prise à 1,5 spire côté froid.

ALIMENTATION STABILISÉE, COMMUTATIONS

L'alimentation stabilisée est absolument conventionnelle : trois transistors en montage Darlington, un transistor comparateur et une tension de référence obtenue au moyen d'une diode zener.

La stabilisation est amplement suffisante pour l'ensemble du TX dans les différents mode de travail.

Les différentes commutations apparaissent clairement sur le schéma. A chaque signe + est appliqué un chiffre de référence ; il suffit donc de réunir entre elles les différentes bornes portant le même

chiffre et les commutations, pour ce qui concerne les tensions, seront facilement effectuées.

REMARQUES GENERALES

L'excitateur, comme on peut le voir sur les photographies, a été logé dans un coffret métallique dont la robustesse est très élevée. Les circuits imprimés sont réalisés sur deux plaques pour en réduire les dimensions et ne pas trop miniaturiser les circuits. La robustesse mécanique a été particulièrement soignée dans la fixation du VFO. Les commandes sont disposées sur le panneau frontal suivant un arrangement géométrique pour donner à l'ensemble un aspect agréable. Des trous d'aération ont été ménagés sur les faces latérales pour écouler la chaleur résultant du transformateur et des lampes qui éclairent l'instrument indicateur.

Le refroidisseur du 2N3055 stabilisateur de tension est constitué par l'ensemble du panneau arrière qui reçoit également les prises d'antenne, stand-by, amplificateur linéaire, commande ALC et VFO externe.

D'après une réalisation de 15BVH décrite dans la revue CQ elettronica, avec l'aimable autorisation de cette dernière.

Adaptation
F. HURE
F3RH

(à suivre)

Radio-Cassettes.

Ce qui est nouveau, c'est la qualité, pas le principe.

Depuis leur apparition, les radio-cassettes ont fait au moins un progrès. Ils se sont multipliés. La technique est simple : un lecteur enregistreur, un transistor, quelques fils à raccorder et le tour est joué.

Le problème est ailleurs.

La qualité sonore ne dépasse pas en général le niveau d'un transistor portable moyen.

Avec les 3 nouveaux combinés radio-cassettes Teleton, le son retrouve sa place.

La partie radio bénéficie de l'expérience tuners Hi-Fi Teleton.

La partie cassettes, de l'expérience platine cassettes Hi-Fi Teleton.

Voilà pourquoi sur un combiné radio-cassettes Teleton, les cassettes n'ont rien à envier à la radio. Et vice versa.

Teleton. L'étalon Hi-Fi.

J'ai bien besoin d'un étalon pour savoir où commence la vraie Hi-Fi.

Envoyez-moi votre documentation complète. Merci.

Nom _____

Adresse _____

HPRC 3

Teleton Electro (France) - 21, rue Paul-Lafargue - 94270 Le Kremlin-Bicêtre - Tél. 677.69.34



TCR 250 L :
PO / GO / FM : piles / secteur,
AFC, arrêt automatique
en fin de bande, micro condensateur

TCR 401 :
PO / GO / FM / OC, piles / secteur,
AFC, arrêt automatique
en fin de bande, compteur,
micro condensateur.

TCR 500 :
PO / GO / FM / OC, piles / secteur,
AFC, arrêt automatique
en fin de bande, compteur,
mixage, commutateur "sleep",
micro condensateur.

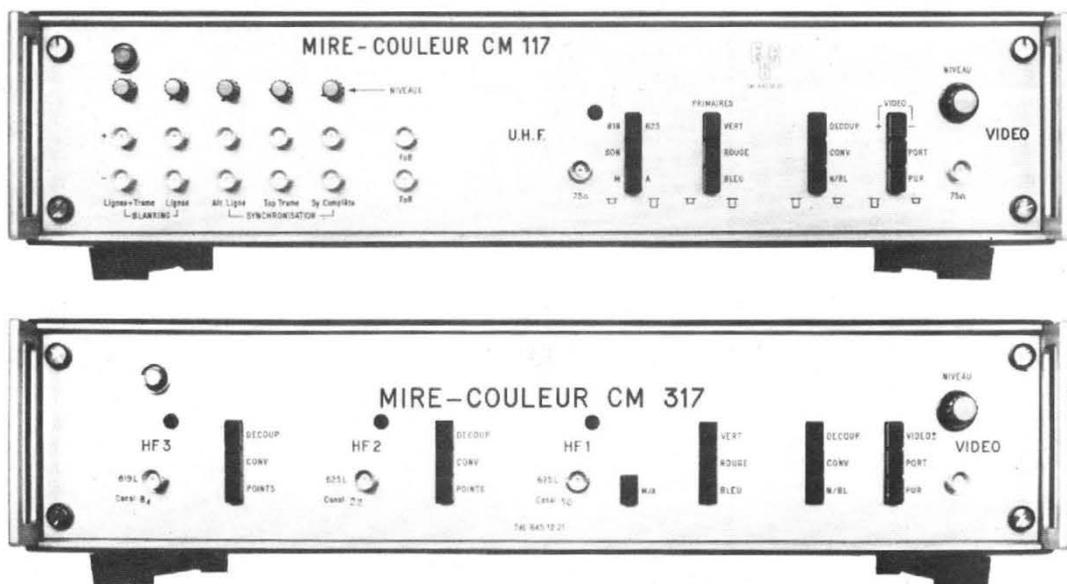




ÉTUDES GÉNÉRALES D'ÉLECTRONIQUES ET D'AUTOMATISMES

88, RUE DE LA PORTE DE TRIVAUX - 92140 CLAMART - TÉL. 645.12.21

TELEDISTRIBUTION S.A.V. - MAGNETOSCOPE



CARACTERISTIQUES :

Communes à la série 17 avec, en plus des sorties de différents signaux (3 V/75 Ω) pour CM 117, 3 canaux complets à porteuses, son et image séparées pour CM 317.
Modulable par son extérieur sur option.

documentation complète sur demande

RAPPEL DES CARACTERISTIQUES DE NOS MIRES COULEURS

STANDARDS 819 LIGNES

Fréquence ligne pilotée par QUARTZ
Top trame unique d'une durée de 24 μ s

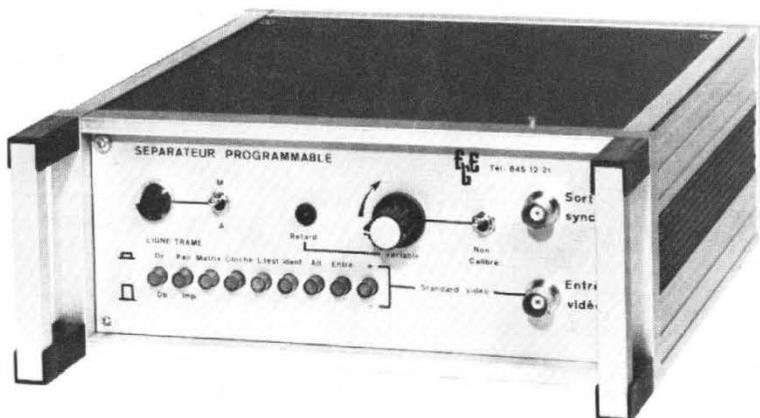
STANDARD 625 LIGNES SECAM

Balayage à 625 lignes stabilisé par QUARTZ, système L du C.C.I.R. avec tops de pré et post-égalisation. Le codage de la chrominance est obtenu suivant le système SECAM.
Les fréquences de repos des sous-porteuses sont asservies sur le signal délivré par DEUX quartz en FREQUENCE et en PHASE.



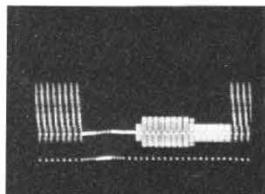
SEPARATEUR PROGRAMMABLE type CM 24

Observation de signaux faibles
et complexes impossibles
à synchroniser en intérieur.
Suppression des signaux inutiles
dont les traces détruisent
la netteté de l'image observée.

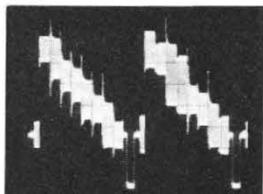


documentation complète sur demande

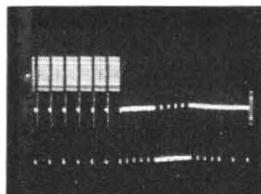
Exemples de traces observées sur votre oscillo grâce au CM 24 :



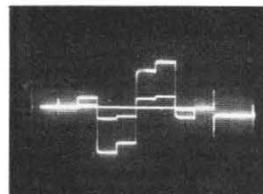
tops trames + tops identification
avec synchronisation trame décalée



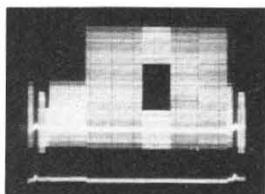
signal vidéo observé à 20 μs
par cm avec séparation des lignes
bleues et rouges



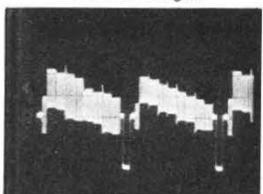
analyse des tops trames avec
désentrelacement



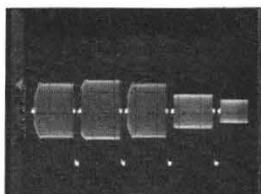
démodulation lignes rouges
75 % + 25 %



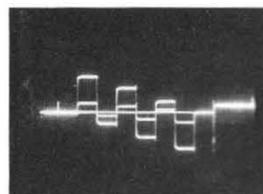
vidéo complète observée dans
les mêmes conditions que ci-dessus



extraction de la sous-porteuse
chrominance



trois derniers tops d'identification
avec séparation lignes bleues/lignes
rouges



démodulation lignes bleues
75 % + 25 %

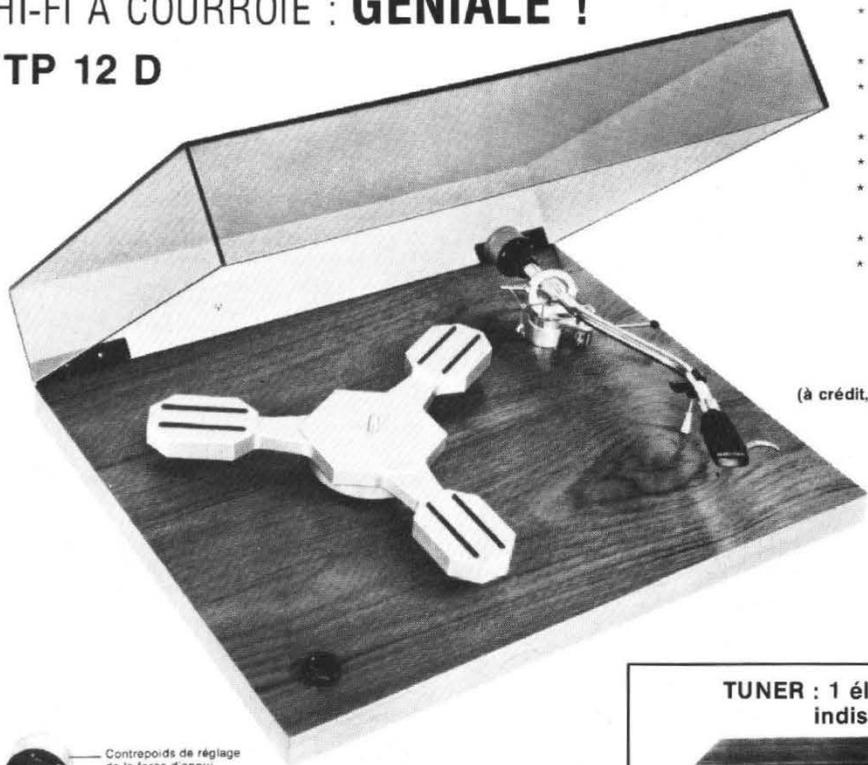
NOUVEAU

AMSTRAD

NOUVEAU

PLATINE HI-FI A COURROIE : **GÉNIALE !**

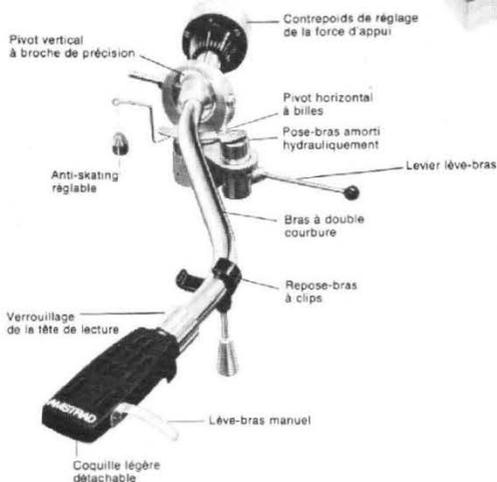
TP 12 D



- * Entraînement par courroie
- * Plateau lourd aluminium
- * Moteur synchrone 16 pôles
- * 2 vitesses, 33 et 45 tours
- * Lève-bras hydraulique
- * Rapport signal/bruit > 47 dB
- * Anti-skating
- * Capot à charnières, etc.

Prix : **832 F**

(à crédit, 1^{er} vt : 172 F et 64 F × par 12 mois)



TUNER : 1 élément de chaîne indispensable

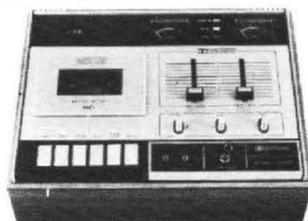


3000 MK II

Tuner AM - FM - PO - GO - HI-FI

Normes DIN 45500. Sensibilité 2 μ V pour 30 dB. Rapport signal-bruit : 63 dB.

Prix : 798 F (A crédit 1^{er} versement 168 F et 61 F × par 12 mois).



Platine stéréo avec Système DOLBY
AMSTRAD 7000

Prix : 890 F
(A crédit : 1^{er} versement 190 F et 67 F × 12 mois)

**AMSTRAD
EUROP' CONFORT**

87, bd Sébastopol, Paris (2^e)
Tél. : 236-38-76

Métro : Réaumur-Sébastopol
Auditorium ouvert tous les jours 9 h 30 à 13 h
et 14 h à 19 h 30 sauf dimanche.

Mettez une croix dans la case choisie

- PLATINE AMSTRAD TP 12 D
- TUNER 3000 MK II
- PLATINE DOLBY 7000

NOM _____

Adresse _____

Demande de documentation gratuite



HIP - MARS 76

hencot

présente :



hencot magnétophones

Platine Magnétophone Série 800

Platine 3 moteurs, 3 vitesses, 4 têtes - commandes digitales des fonctions, à elle seule la série H 800 vous offre une régie avec ses entrées mélangeables pick-up, micro, lignes, ses possibilités de lecture 2-4 pistes, sur ampli-monitoring 1,5 W et commande digitale des fonctions avec système de temporisation électronique.

Caractéristiques communes :

Bobines \varnothing 27 cm. Vitesses 9,5/19 cm/s ou 19/38 cm/s. Ecart relatif de vitesses $\pm 0,2\%$. Rapport Signal/Bruit 64 dB. Bande passante : 20 - 20000 Hz ± 2 dB à 19 cm/s.

Combinés ampli-tuner :

toutes gammes OC - PO - GO - FM

AT 1645 - Puissance : $< 2 \times 15$ W

Sensibilité FM : $2 \mu\text{V}$

Distorsion par harmoniques : $< 0,8\%$

AT 3545 - Puissance : 2×35 W

Sensibilité FM : meilleur que $2 \mu\text{V}$

Distorsion par harmoniques : $< 0,3\%$

AT 6545 - Puissance : 2×65 W

Sensibilité FM : meilleur que $1,8 \mu\text{V}$

Distorsion par harmoniques : $< 0,3\%$

Amplificateur - préamplificateur

A 1600 - Puissance : 2×15 W

Bande passante : 20 à 20 000 Hz ± 2 dB

Distorsion par harmoniques : $< 0,8\%$

A 3500 - Puissance : 2×35 W

Bande passante : 20 à 20 000 Hz ± 2 dB

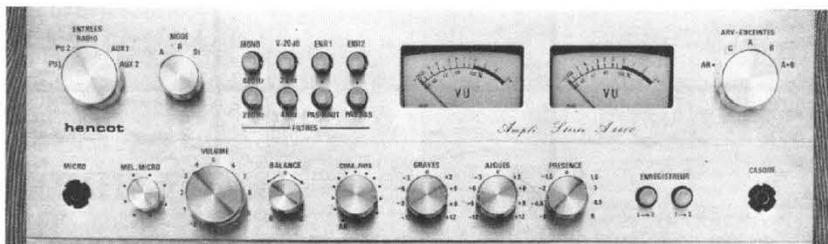
Distorsion par harmoniques : $< 0,3\%$

A 6500 - Puissance : 2×65 W

Bande passante : 20 à 20 000 Hz ± 2 dB

Distorsion par harmoniques : $< 0,3\%$

la nouvelle gamme hencot hi-fi 76



la gamme EPICURE u.s.a. en exclusivité

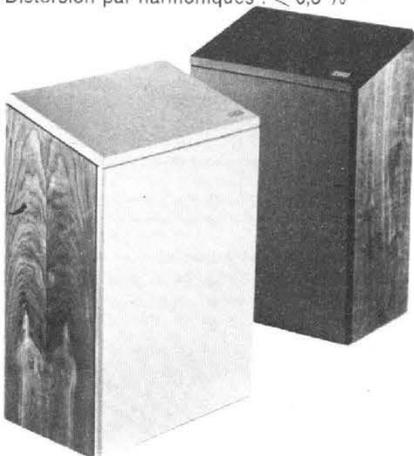
FIVE : 2 voies, grave \varnothing 15 cm, tweeter : 2,5 cm (dôme inversé). Bande passante : 50 à 20 000 Hz ± 3 dB. Impédance : 8 Ω . 40 W RMS.

TEN : 2 voies, grave \varnothing 21 cm, tweeter : 2,5 cm (dôme inversé). Bande passante : 42 à 20 000 Hz ± 3 dB. Puissance admissible : 75 W RMS.

ELEVEN : 2 voies, grave \varnothing 15 cm, tweeter : 2,5 cm (dôme inversé). Bande passante : 38 à 20 000 Hz ± 3 dB. Puissance admissible : 80 W RMS.

TWENTY : 2 voies, 2 x graves \varnothing 20,5 cm, 2 x tweeters : 2,5 cm (dôme inversé). Pour une dispersion optimale de toutes les fréquences, un système est disposé sur le dessus de l'enceinte, l'autre en face avant. Bande passante : 35 à 20 000 Hz ± 3 dB. Puissance admissible : 100 W RMS.

MODEL 400 PLUS THE MINITOWER : 2 voies, 4 x graves \varnothing 15 cm, 4 x tweeters : 2,5 cm (dôme inversé). Chaque système de haut-parleurs est disposé sur chacune des 4 faces de l'enceinte pour une dispersion sur 360° de toutes les fréquences. 200 W RMS.



electronique cote sa

77-79 rue J.-R.-Thorelle - 92 Bourg-la-Reine
tél. : 660 77 25

AVANT DE VOUS SITUER L'ETENDUE DE NOTRE GAMME 76 NOUS VOUS PRESENTONS LA *Garrard* Z2000 B



Socle alu brossé en option.

Table de lecture Z 2000 B avec bras de lecture tangentiel réduisant l'erreur de piste à zéro. Changeur automatique de disques. Entraînement mixte du plateau, courroie et galet. Vitesses : 33 1/3 et 45 tr/mn. Rapport signal/ronronnement non pondéré 60 dB. Fluctuations totales : 0,12 %.

P.C. 3684

ET 11 MODELES REpondant A TOUTES LES MOTIVATIONS



MODELES	770	440	401	SP 25 MK IV	125 SB	35 SB	86 SB MK II	0 100 SB	0 100 G	Z 2000 B	990 B
VITESSES	33/45/78	33/45/78	33/45/78	33/45/78	33/45	33/45	33/45	33/45	33/45	33/45	33/45
AVEC OU SANS CHANGEUR	AVEC	AVEC	SANS	SANS	SANS	SANS	SANS	SANS	AVEC	AVEC	AVEC
BRAS DE LECTURE	DROIT	DROIT	EXCEL	DROIT	PROFIL S	DROIT	PROFIL S	TANGENTIEL	TANGENTIEL	TANGENTIEL	PROFIL S
RAPPORT SIGNAL/ RONRONNEMENT NON PONDERE	52 dB	50 dB	51 dB	35 dB	39 dB	39 dB	43 dB	43 dB	60 dB	60 dB	60 dB
FLUCTUATION DE VITESSE	0,24 %	0,26 %	0,08 %	0,20 %	0,16 %	0,16 %	0,12 %	0,12 %	0,12 %	0,12 %	0,12 %
DIMENSIONS EN MM	421 x 360 x 200	421 x 360 x 200	349 x 371 x 154	421 x 360 x 168	421 x 360 x 168	421 x 360 x 168	425 x 382 x 185	425 x 382 x 185	454 x 405 x 181	425 x 385 x 207	425 x 385 x 207

diffusé par :

FILM & RADIO

6, rue Denis-Poisson - 75017 Paris
tél. : 755.82.94

Importateur et distributeur :

Garrard - Frank - Bib - Jensen
Excel-Sound - Uni-Sound